



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektroenergetiky

Omezovače přepětí při nesinusovém napěťovém namáhání

Metal Oxide Surge Arresters under Nonsinusoidal Voltage Stresses

Bakalářská práce

Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**

Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**

Vedoucí práce: **Ing. Martin Kněnický**

Jméno studenta: **Ivan Chromeček**

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Chromeček** Jméno: **Ivan** Osobní číslo: **460662**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektroenergetiky**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Omezovače přepětí při nesinusovém napětovém namáhání

Název bakalářské práce anglicky:

Metal Oxide Surge Arresters under Nonsinusoidal Voltage Stresses

Pokyny pro vypracování:

- 1) Omezovače přepětí pro vn aplikace, jejich typy a vlastnosti - rešerše.
- 2) Vznik superponovaných oscilačních napětových zkreslení v systémech vn - rešerše.
- 3) Omezovače přepětí při nesinusovém napětovém namáhání - teoretický rozbor.
- 4) Měření na omezovači přepětí při nesinusovém napětovém namáhání.

Seznam doporučené literatury:

- L. Paulsson et al., 'High-frequency impacts in a converter-based back-to-back tie; the Eagle Pass installation,' in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, no. 4, pp. 1410-1415, October 2003.
- K. Temma, F. Ishiguro, N. Toki, I. Iyoda and J. J. Paserba, 'Clarification and measurements of high frequency harmonic resonance by a voltage sourced converter,' in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 1, pp. 450-457, Jan. 2005.
- F. Endrejat and P. Pillay, 'Resonance Overvoltages in Medium-Voltage Multilevel Drive Systems,' in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 4, pp. 1199-1209, July-August 2009.
- S. K. Rönnberga, M. H. J. Bollena, H. Amarisb, G. W. Changc, I. Y. H. Gud, Ł. H. Kocewiak, J. Meyerf, M. Olofsson, P. F. Ribeiroh and J. Desmeti, 'On waveform distortion in the frequency range of 2 kHz-150 kHz - Review and research challenges,' in Electric Power Systems Research, vol. 150, pp. 1-10, September 2017.
- T. Bialek, 'Insulation system protection with zinc oxide surge arresters,' in IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 15, no. 1, pp. 5-10, January-February 1999.
- H. Zhu and M. R. Raghuvier, 'Influence of representation model and voltage harmonics on metal oxide surge arrester diagnostics,' in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 16, no. 4, pp. 599-603, October 2001.
- S. B. Lee, S. J. Lee and B. H. Lee, 'Analysis of thermal and electrical properties of ZnO arrester block,' in Current Applied Physics, vol. 10, no. 1, pp. 176-180, January 2010.
- P. Bokoro and I. Jandrell, 'Failure analysis of metal oxide arresters under harmonic distortion,' in SAIEE Africa Research Journal, vol. 107, no. 3, pp. 167-176, September 2016.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Martin Kněnický, katedra elektroenergetiky FEL

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

Datum zadání bakalářské práce: **04.09.2018** Termín odevzdání bakalářské práce: **24.05.2019**

Platnost zadání bakalářské práce: **28.02.2020**

Ing. Martin Kněnický
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Čestné prohlášení

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

V Praze dne

Ivan Chromeček

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval panu Ing. Martinu Kněnickému za cenné rady a připomínky při vypracovávání této práce a za jeho ochotu, vstřícnost a trpělivost při časově náročných měřeních v halových laboratořích vysokého napětí ČVUT FEL.

Abstrakt

Tato práce se zabývá vlivem vysokofrekvenčního napět'ového zkreslení na omezovače přepětí pro vysokonapět'ové aplikace. V rešeršní části jsou nejprve rozebrány základní typy svodičů používaných v soustavách vysokého napětí. V druhé části jsou popsány typické příčiny vzniku vysokofrekvenčního zkreslení v těchto soustavách. Třetí část se zabývá strukturou varistoru ZnO jakožto nejpoužívanějšího svodiče přepětí a možným vlivem zkreslených napětí na varistor. Praktická část se týká měření při zkreslených průbězích napětí aplikovaných na varistor ZnO.

Klíčová slova

Přepětí, svodič, varistor, vysokofrekvenční napět'ové zkreslení, síť vysokého napětí, distribuční síť

Abstract

This bachelor thesis deals with the impact of high frequency voltage distortion on metal oxide surge arresters. First part of the thesis contains literature review on basic types of surge protection devices used in high voltage networks. In the second part, typical causes of high frequency distortions present in high voltage networks are discussed. The third part contains review of literature discussing the electrical properties of metal oxide surge arresters and the possible impacts of high frequency voltage distortion on such devices. The final practical part deals with measurements that were performed on metal oxide surge arrester under nonsinusoidal voltage stresses.

Keywords

Overvoltage, surge protection, varistor, high-frequency voltage distortion, high voltage networks, distribution networks

Obsah

Obsah.....	1
Úvod.....	3
1. Svodiče přepětí pro vn aplikace, jejich typy a vlastnosti.....	3
1.1 Přepětí v soustavách vn.....	3
1.2 Ochrany proti přepětí v soustavách vn.....	4
1.3 Svodiče přepětí.....	4
1.3.1 Ochranná jiskřiště.....	5
1.3.2 Bleskojistky.....	5
1.3.2.1 Růžková bleskojistka.....	5
1.3.2.2 Vyfukovací bleskojistka.....	5
1.3.2.3 Ventilová bleskojistka SiC.....	6
1.3.2.4 ZnO bleskojistky.....	8
1.3.3 Omezovače přepětí na bázi ZnO.....	9
1.4 Porovnání svodičů SiC a ZnO.....	11
2. Vznik superponovaných napět'ových oscilačních zkreslení v systémech vn.....	12
2.1 Vznik vyšších harmonických a jejich popis.....	12
2.2 Základní veličiny pro popis harmonického zkreslení.....	14
2.3 Účinky vyšších harmonických.....	15
2.4 Filtrace vyšších harmonických.....	16
2.4.1 Pasivní filtry.....	16
2.4.2 Aktivní filtry.....	16
2.5 Vysokofrekvenční zkreslení.....	17
2.6 Vznik oscilačních napět'ových zkreslení v systémech vn.....	18
3. Omezovače přepětí při nesinusovém napět'ovém namáhání.....	23
3.1 Struktura ZnO varistoru a jeho elektrický model.....	23
3.2 Frekvenční závislosti parametrů náhradního schématu.....	25
3.3 Tepelné vlastnosti omezovače ZnO.....	28
3.4 Vliv vysokofrekvenčního napět'ového zkreslení na omezovače ZnO.....	29
3.5 Stárnutí a diagnostika varistorů ZnO.....	32
3.6 Metody výpočtu rezistivní složky proudu.....	34
3.6.1 Kompenzační metoda (Compensation method).....	34
3.6.2 Metoda bodu na křivce (POW – Point on Wave technique).....	36
3.6.3 Metoda časového posunu (Current time shifted method).....	37
4. Praktická část – měření na omezovači při nestandardním napět'ovém namáhání.....	38
4.1 Úvod.....	38
4.2 Měření kapacity omezovače.....	39
4.3 Schéma zapojení a použité přístroje.....	40
4.4 Postup měření.....	42
4.5 Výpočet rezistivní složky proudu a ztrátového výkonu.....	43
4.6 Průběhy naměřených a vypočtených veličin.....	45
4.7 Závislosti ztrát a rezistivní složky proudu na míře zkreslení napájecího napětí.....	48
4.7.1 Závislost ztrát na opakovací frekvenci superponovaných pulsů.....	49
4.7.2 Závislost ztrát na míře zkreslení.....	51
Závěr.....	53
Seznam použité literatury.....	55

Seznam použitých obrázků.....	58
Seznam použitých zkratk a jejich význam.....	61

Přílohy

A. Určení převodu použitých transformátorů.....	62
B. Skript pro výpočet rezistivní složky proudu a ztrát vytvořený v Matlabu.....	62
C. Tabulky s názvy CSV souborů a výsledky.....	64
D. Odhad nejistoty měření.....	66
E. Výsledné závislosti rezistivní složky proudu na parametrech zkráslení.....	67

Úvod

Tak jako v současné době narůstá spotřeba elektrické energie, narůstá též potřeba měnit parametry této energie. V moderních distribučních soustavách se pro tyto účely s výhodou využívá měničů výkonové elektroniky. Vysoký nárůst využívání těchto měničů v distribučních sítích má za následek mnohé nepříznivé účinky na napájecí síť. Mezi tyto účinky patří též vysokofrekvenční napěťové zkreslení vznikající na základě rychlého spínání aktivních prvků měničů. Taková zkreslení mohou nepříznivě působit na různé síťové prvky a zařízení, mezi něž patří i omezovače přepětí.

Předložená práce se v rešeršní části věnuje typům svodičů přepětí používaných v soustavách vysokého napětí a typickým příčinám vzniku vysokofrekvenčního zkreslení v těchto soustavách. Ve třetí kapitole je podán přehled literatury zabývající se omezovači přepětí ZnO (varistory), jejich vybranými parametry, diagnostikou a možnými dopady vyšších harmonických na tyto omezovače.

V praktické části bylo realizováno měření na omezovači přepětí při nestandardních napěťových namáháních. Cílem měření je posouzení vlivu vysokofrekvenčních napěťových pulsů superponovaných na základní síťovou frekvenci na ztráty a proud v omezovači.

1. Svodiče přepětí pro vn aplikace, jejich typy a vlastnosti

1.1 Přepětí v soustavách vn

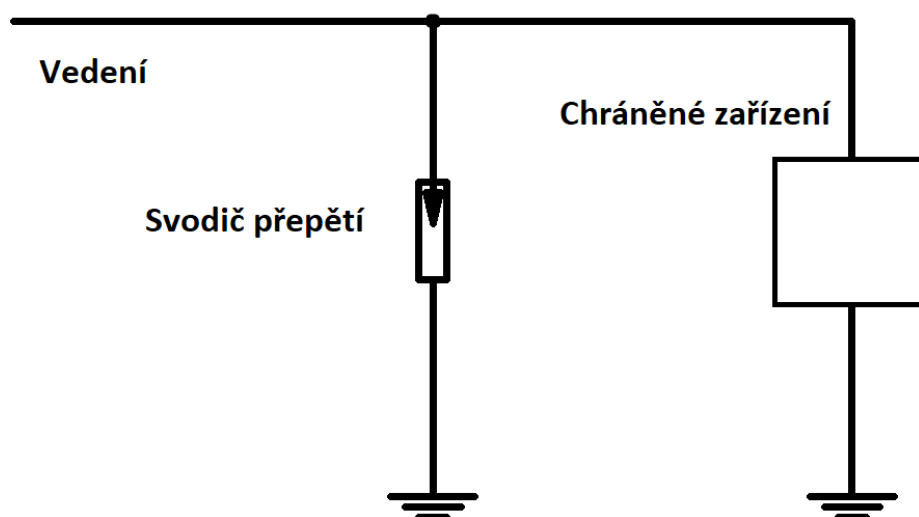
Přepětí je napětí mezi fázemi či mezi fázemi a zemí, které přesahuje stanovenou hodnotu. V sítích vn je za přepětí považováno přesazení o 10 % nejvyšší provozní hodnoty napětí. Konkrétně jsou přepětí a pojmy s nimi související definovány normou ČSN 33 2000. Dle příčiny vzniku dělíme přepětí na přepětí atmosférická a přepětí provozní. Atmosférická přepětí jsou způsobena bouřkovou činností, a to buď přímým úderem blesku do vedení nebo elektromagnetickou indukci. Provozní přepětí je dále možné dělit na přepětí dočasná a spínací. Dočasná přepětí mají poměrně dlouhou dobu trvání a mezi některé příčiny těchto přepětí patří zkratky, zemní spojení, ferorezonanční a rezonanční jevy. Spínací přepětí vzniká v důsledku náhlých změn parametrů sítě. Z názvu je patrné, že původ těchto přepětí je v různých spínacích pochodech. Příkladem takových procesů mohou být:

- Vypínání malých induktivních proudů
- Vypínání kapacitních proudů
- Vypínání zkratů
- Zapínání nezatížených vedení

Atmosférická, spínací a dočasná přepětí se liší dobou trvání. U atmosférických přepětí se jedná řádově o mikrosekundy, u spínacích milisekundy a u dočasných přepětí až sekundy [1] [2].

1.2 Ochrany proti přepětí v soustavách vn

Vlivem přepětí dochází ke zvýšenému namáhání vodičů, izolací a zařízení v dané soustavě, zkracování jejich životnosti a může eventuálně dojít k jejich poškození či nesprávnému fungování. Přepětí tedy ohrožuje správný chod sítě, a proto je nutné různými opatřeními zabránit jeho vzniku, či ho alespoň omezit. Primární ochranu proti atmosférickým přepětím představují zemní lana, která jsou vedena souběžně s fázovými vodiči. Jejich umístěním je zajištěna vyšší pravděpodobnost, že blesk zasáhne zemní lano spíše než fázový vodič. K ochraně zařízení proti již vzniklému přepětí slouží zařízení obecně nazývaná svodiče přepětí. Princip činnosti svodičů přepětí je založen buď na jejich proměnlivé impedanci, na přítomnosti jiskřiště, které se vlivem přepětí zapálí anebo na kombinaci obou. V případě vzniku přepětí svodič svede poruchový proud do země. Svodiče přepětí se připojují paralelně k chráněným zařízením tak, jak je to znázorněno na obr. 1.1 a měly by k nim být umístěny co nejbližše [2].



Obr. 1.1 Připojení přepět'ových ochran

1.3 Svodiče přepětí

Existují různé typy svodičů přepětí, z nichž některé základní typy budou stručně popsány v následující části. Vzhledem ke svému významu budou podrobněji rozebrány a porovnány ventilové bleskojistky s nelineárními odpory na bázi SiC a omezovače přepětí na bázi ZnO.

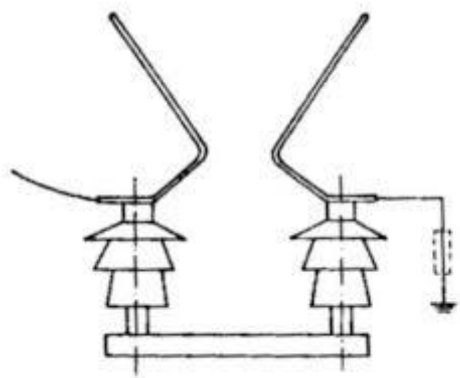
1.3.1 Ochranná jiskřiště (též koordinační jiskřiště)

Koordinační jiskřiště je nejstarším a nejjednodušším typem přepětové ochrany. Jedná se o vzduchové jiskřiště s nastavenou doskokovou vzdáleností. Jedna elektroda je připojena k zemi a druhá k fázovému vodiči. Při zapůsobení ochrany dojde k zapálení oblouku mezi elektrodami jiskřiště. Po odeznění přepětí má jiskřiště stále malou impedanci a hořící oblouk je udržován jmenovitým napětím dané soustavy a jiskřištěm prochází tzv. následný proud. Vzhledem k trvalému hoření oblouku po zapůsobení ochrany je nutné vypnutí dané části sítě. To je hlavní nevýhoda použití samostatného jiskřiště jako svodiče přepětí. Tuto nevýhodu odstraňuje použití sofistikovanějších svodičů přepětí - např. bleskojistek - viz dále [2].

1.3.2 Bleskojistky

1.3.2.1 Růžková bleskojistka

Růžková bleskojistka je tvořena dvěma růžky, které jsou uchyceny na podpěrných izolátorech (viz obr. 1.2). Jeden z dvojice růžků je připojen k vedení a druhý je uzemněn. Zhášení oblouku je zajištěno jeho prodlužováním na růžcích, které se oddalují. Oblouk je vytlačován vlivem teplotního vztlaku a elektrostatických sil. Využívá se zejména u trakčních vedení [2].

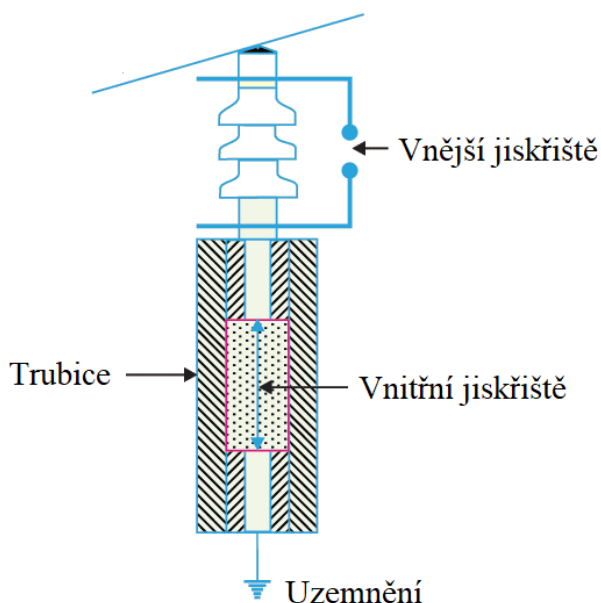


Obr. 1.2 Růžková bleskojistka

1.3.2.2 Vyfukovací bleskojistka

Vyfukovací bleskojistka (též tzv. Torokova trubice) se skládá ze dvou jiskřišť zapojených do série. Jedno jiskřiště je vnější a jedno je umístěno v trubici (vnitřní jiskřiště). Tento typ bleskojistky pro zhášení oblouku využívá expanzi plynů, která je vyvolána hořením oblouku na vnitřním jiskřišti. Izolační materiál, z něhož je trubice složena, je volen tak, aby při hoření oblouku na vnitřním jiskřišti vytvářel velké množství plynu. Tento způsob zhášení oblouku zapříčiňuje silnou závislost strmosti zotaveného napětí na velikosti procházejícího proudu. Vyfukovací bleskojistka má velmi omezenou životnost způsobenou degradací plynotvorné

látky. V současné době se tento typ bleskojistek již příliš nepoužívá. Konstrukce Torokovy trubice je znázorněna na obr. 1.3 [2].

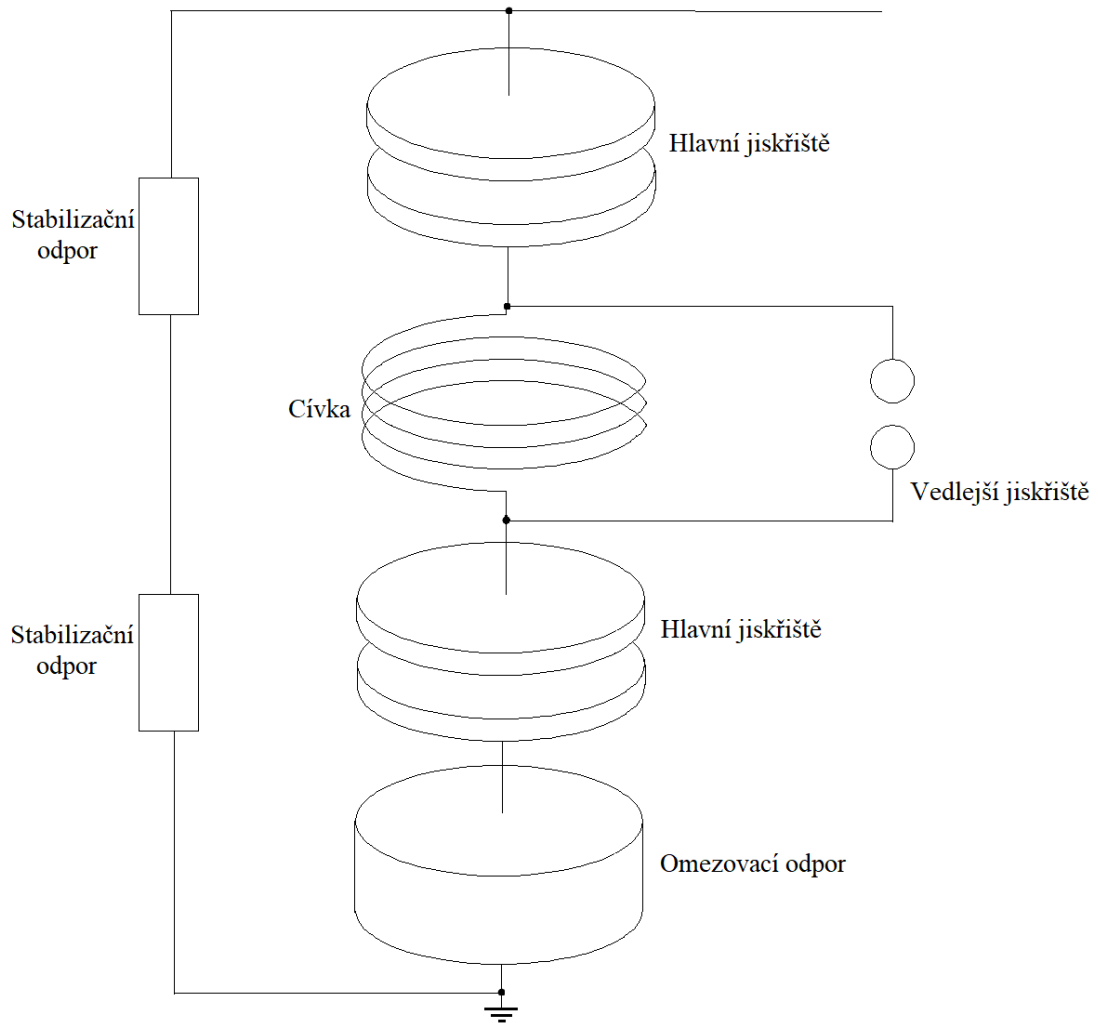


Obr. 1.3 Torokova trubice

1.3.2.3 Ventilová bleskojistka SiC

Ventilové bleskojistky se skládají z jiskřiště a nelineárního odporového bloku (omezovacího odporu) zapojeného do série. Pro vyšší napěťové hladiny je použito vícenásobné sériové řazení. Ke konstrukci omezovacího odporu se nejčastěji používá SiC. Od 50. let do 70 let minulého století byly bleskojistky na bázi SiC standardem přepětových ochranných v distribučních a přenosových sítích. Od sedmdesátých let jsou postupně nahrazovány omezovací přepětí na bázi ZnO, nicméně velké množství SiC svodičů je stále v provozu [4].

Konstrukce ventilové bleskojistky je znázorněna na obr. 1.4. Při přepětí na svorkách bleskojistky dojde k zapálení obou do série spojených hlavních jiskřišť. Nárůst proudu způsobí, že se na cívce indukují napětí, čímž dojde k zapálení pomocného jiskřiště a tím k vyřazení cívky. V tomto okamžiku je impedance bleskojistky dána pouze omezovacím odporem. Po svedení přepětí poklesne impedance cívky, což způsobí uhasnutí pomocného jiskřiště a opětovné zařazení cívky do obvodu. Průchodem proudu začne cívka vytvářet magnetické pole, které začne vytlačovat oblouky hořící na hlavních jiskřištích do zhasňacích komor. Stabilizační odpory slouží k rovnoměrnému rozložení potenciálu podél bleskojistky [3].

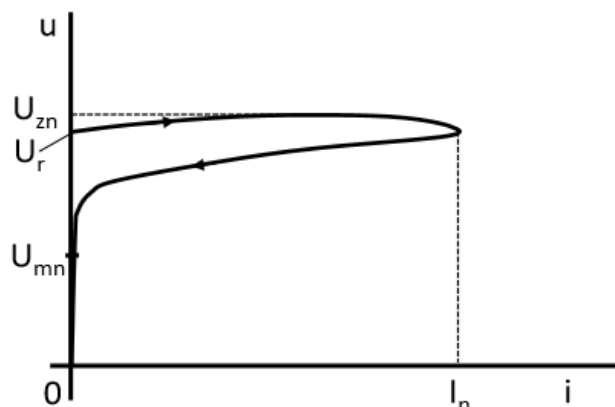


Obr. 1.4 Konstrukce ventilové bleskojistiky

Mezi některé nevýhody ventilových bleskojistik patří:

- Napětí, při kterém bleskojistka zapůsobí (zapalovací napětí jiskřiště), je značně závislé na strmosti přepětí.
- SiC varistory mají nízký činitel nelinearity, proto by varistorem pod síťovým napětím protékal příliš velký proud. Je tedy nutné použít jiskřiště, které po odeznění přepětí odpojí varistor od napětí. Pro zvýšení spolehlivosti se používá více jiskřišť v sérii, což vede k navýšení počtu součástí a složitější vnitřní struktuře svodiče.
- Vzhledem ke složité vnitřní struktuře jsou bleskojistiky náchylné k poškození při přepravě.
- Jiskřiště jsou náchylná ke korozi v případě proniknutí vlhkosti.

Pro všechny uvedené nevýhody jsou ventilové bleskojistiky postupně nahrazovány omezovací přepětí na bázi ZnO. Na obr. 1.5 je znázorněna VA charakteristika ventilové bleskojistiky s některými význačnými hodnotami [4].



Obr. 1.5 VA charakteristika ventilové bleskojistky

Význačné hodnoty:

- U_r - rázové zapalovací napětí
- I_n - jmenovitý výbojový proud – vrcholová hodnota atmosférického proudového impulsu
- U_{zn} - jmenovité zbytkové napětí - je napětí na bleskojistce při průchodu jmenovitého výbojového proudu
- U_{mn} - jmenovité napětí (špičková hodnota)

1.3.2.4 ZnO bleskojistky

Novější technologií je využití ZnO varistorů řazených s jiskřišti v sérii.

Vztah mezi napětím a proudem varistoru může být aproximován:

$$I = c \cdot U^a \quad (1.1)$$

kde

I proud

c konstanta

U napětí

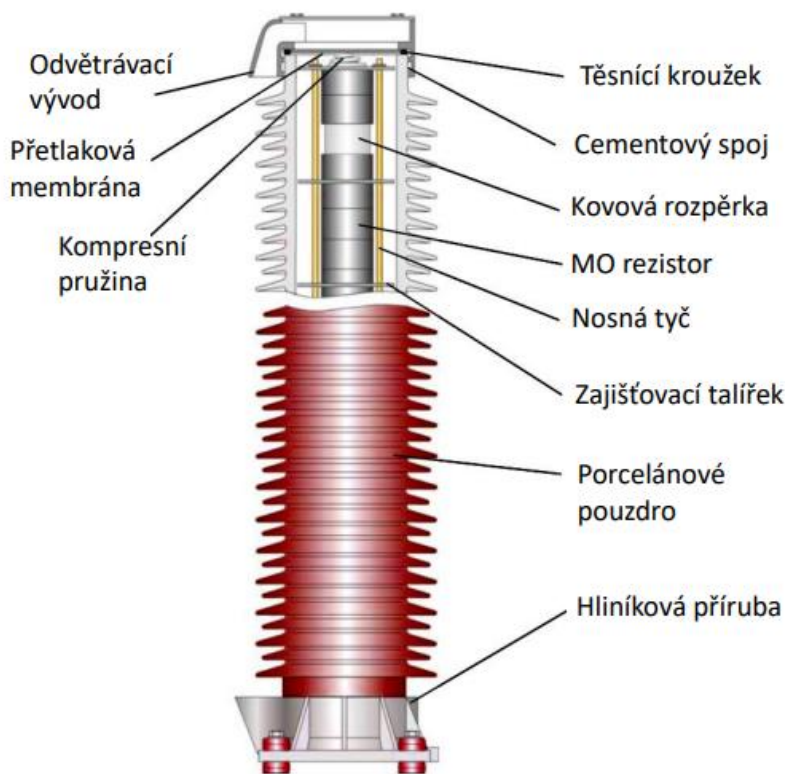
a činitel nelinearity – není konstantní, je závislý na poloze bodu na VA charakteristice

U dnešních ZnO varistorů se dosahuje činitele nelinearity typicky mezi 25 a 50. U varistorů SiC se dosahuje typicky hodnot pouze mezi 2 a 6. Proto nelze varistory SiC použít jako samostatnou ochranu proti přepětí, ale je nutné jejich sériové řazení s jiskřišti. U ZnO bleskojistek je během normálního provozu síťové napětí rozloženo rovnoměrně na válečcích ZnO a jiskřištích. Toto rozložení je zajištěno stabilizačními odpory z SiC. To umožňuje redukci počtu jiskřišť, neboť

tato musí snést pouze poloviční napětí oproti bleskojistce SiC. Při dočasných přepětích se rovnoměrné rozložení napětí na jiskřistiích a ZnO válečkách změní, neboť SiC stabilizační odpory mají nižší koeficient nelinearity než ZnO. Tím pádem při nárůstu napětí na svodiči roste napětí více na jiskřistiích než na varistorech ZnO. Varistory ZnO nejsou ve vodivém stavu, a proto nedojde k jejich tepelnému zničení vlivem delšího namáhání dočasným přepětím [22] [23].

1.3.3 Omezovače přepětí na bázi ZnO

Bezjiskřišťové omezovače přepětí (varistory) sestávají z válečků nelineárních odporů (varistorů) na bázi ZnO. Mezi další chemické složky, které tyto válečky obsahují, patří typicky bismut, kadmium, hliník, kobalt, antimon, mangan, titan, barium a křemík. Konkrétní složení závisí na výrobci. Hlavní předností varistorů na bázi ZnO je jejich vysoký stupeň nelinearity, díky kterému je možné je použít jako svodiče přepětí i bez použití zapalovacího jiskřiště. Vzhledem k absenci jiskřiště vyniká omezovač kratší dobou odezvy a po svedení přepětí nedochází k průchodu téměř žádného následného proudu tak, jak k tomu dochází u bleskojistek. Ve srovnání s ventilovými bleskojistkami také vynikají svou jednodušší konstrukcí, vyšší spolehlivostí a delší životností. Konstrukce omezovače je znázorněna na obr 1.6 [4].

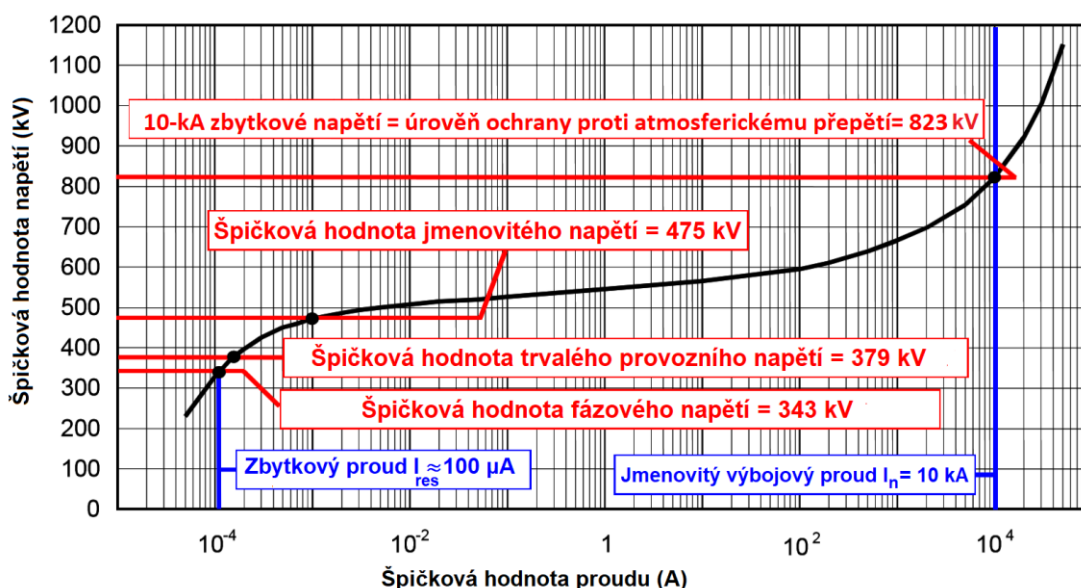


Obr. 1.6 Konstrukce omezovače přepětí s porcelánovým pouzdem

Důležitými parametry omezovače jsou:

- U_c - *trvalé provozní napětí* – je napětí sítové frekvence, při kterém může být omezovač provozován bez jakýchkoliv omezení
- U_r - *jmenovité napětí omezovače* – je maximální efektivní hodnota napětí, kterému může být omezovač vystaven dočasně (obvykle po dobu 10 sekund – to záleží na výrobcí). Tato hodnota charakterizuje odolnost omezovače vůči dočasnému přepětí. Hodnoty U_c a U_r spolu souvisejí a ve většině případů je jejich poměr $U_r/U_c = 1.25$.
- I_n - *jmenovitý výbojový proud* – vrcholová hodnota atmosférického proudového impulsu
- U_{res} - *zbytkové napětí omezovače* – je napětí na omezovači při průchodu jmenovitého výbojového proudu

Na obr 1.7 je zobrazena typická VA charakteristika omezovače včetně výše uvedených význačných hodnot, v tomto konkrétním případě se jedná o soustavu 420 kV. Proudová osa této charakteristiky je v logaritmickém měřítku.



Obr. 1.7 Typická VA charakteristika omezovače přepětí v soustavě 420 kV

Zbytkový proud procházející omezovačem při zatížení jmenovitým napětím sítě má převážně kapacitní charakter. Ve VA charakteristice na obr. 1.7 je zobrazena pouze jeho rezistivní složka, která má obvykle velikost v řádu mikroampérů a souvisí se ztrátami ve varistoru. V oblasti charakteristiky nacházející se nad špičkovou hodnotou jmenovitého napětí dochází i při minimálním změnám napětí k velkým změnám proudu. Tato pracovní oblast je určena pro

přepětí, která mají trvání v řádech milisekund a mikrosekund (tedy spínacím a atmosférickým přepětím). Pokud by byl omezovač vystaven déle trvajícím přepětí v této oblasti, došlo by k jeho zničení [1] [5].

1.4 Porovnání svodičů SiC a ZnO

SiC bleskojistky

- Jsou konstrukčně složitější a tím pádem náchylnější k poškození než ZnO omezovače.
- Napětí, při kterém zapůsobí, je značně závislé na strmosti přepětí.
- Jiskřiště jsou náchylná ke korozi.
- Dnes jsou již postupně nahrazovány omezovači ZnO.

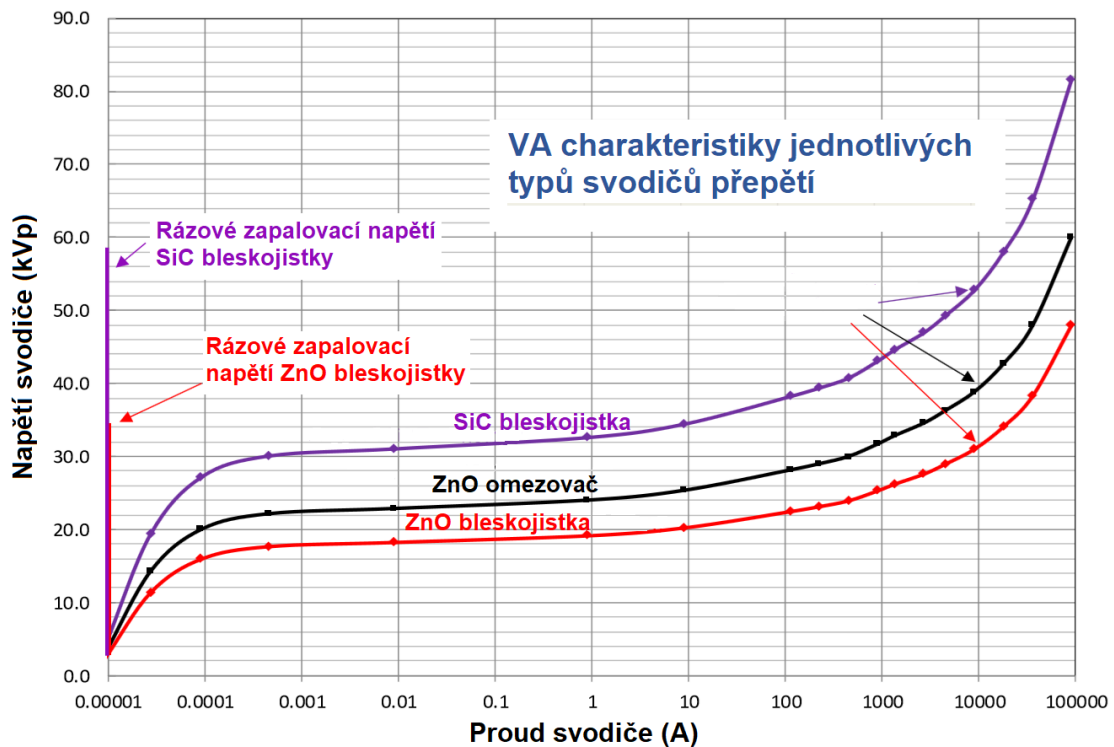
ZnO omezovače

- Mají rychlejší odezvu než SiC bleskojistky.
- Vynikají jednoduchou konstrukcí
- Po svedení přepětí jimi protéká téměř nulový zbytkový proud.
- Jsou náchylné k tepelnému zničení při déle trvajících dočasných přepětích.
- Oproti bleskojiskám jsou u omezovačů varistorové bloky trvale namáhány síťovým napětím.

ZnO bleskojistky

- Mají nižší rázové zapalovací napětí než SiC bleskojistky (vzhledem k menšímu počtu jiskřišť).
- Mají nižší zbytkové napětí při všech hodnotách výbojového proudu (oproti SiC i omezovači ZnO).
- Oproti omezovačům vynikají lepší odolností proti dočasným přepětím.
- Oproti omezovačům v nich dochází k menším ztrátám.
- Jejich nevýhodou oproti omezovačům je strmější rázová charakteristika.

Na obr 1.8 jsou pro porovnání znázorněny VA charakteristiky jednotlivých typů svodičů



Obr. 1.8 Porovnání VA charakteristik SiC a ZnO svodičů

2. Vznik superponovaných oscilačních napěťových zkreslení v systémech vn

2.1 Vznik vyšších harmonických a jejich popis

Střídavá síť sloužící k distribuci elektrické energie od výrobců ke spotřebitelům v ideálním případě dodává napětí se sinusovým průběhem o dané efektivní hodnotě U_1 a frekvenci f_1 . V reálných sítích jsou průběhy napětí a odebíraných proudů vždy deformovány. Jedním z nejvýznamnějších zdrojů rušení jsou obecně nelineární zátěže, které ze sítě odebírají nesinusový proud. Zdrojem takového rušení jsou zařízení s nelineární voltampérovou charakteristikou (transformátory, motory, obloukové pece). Významnou skupinou nelineárních zátěží jsou zařízení s prvky výkonové elektroniky (usměrňovače, měniče frekvence, spínané zdroje apod.). Tato zařízení odebírají z napájecí sítě proudy s nesinusovým průběhem. Napěťové zkreslení je pak převážně způsobeno úbytky napětí na impedancích sítě vyvolanými těmito proudy. Průběhy napětí a proudů v síti jsou pak periodické, nikoliv však ideálně harmonické. Libovolnou periodickou funkci představující tyto průběhy lze popsat pomocí součtu stejnosměrné složky, základní harmonické složky a řady dalších harmonických složek (tzv. vyšších harmonických), splňuje-li takzvané Dirichletovy podmínky. Tento postup se

nazývá Fourierova analýza. Vyšší harmonické jsou celočíselné násobky základního kmitočtu. Je-li základní síťový kmitočet 50 Hz, pak druhá harmonická je 100 Hz atd. [6] [7].

Základními vztahy pro Fourierův rozklad jsou:

1) Trigonometrický tvar

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k \omega t) + b_k \sin(k \omega t)) \quad (2.1)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(k \omega t) dt \quad (2.2)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(k \omega t) dt \quad (2.3)$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.4)$$

2) Spektrální tvar

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (c_k \sin(k \omega_0 t + \varphi_k)) \quad (2.5)$$

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (2.6)$$

$$\varphi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k} \quad (2.7)$$

pro $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

kde

$f(t)$ *periodická funkce s periodou T*

ω_0 *základní úhlový kmitočet (první harmonické)*

ω *úhlová frekvence*

k *řád harmonické*

2.2 Základní veličiny pro popis harmonického zkreslení

Mezi základní parametry popisující míru zkreslení vyššími harmonickými patří *činitel celkového harmonického zkreslení THD (total harmonic distortion)*, který je definován jako poměr:

$$THD_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} U_n^2}}{U_1} \quad (2.8)$$

kde

U_n *efektivní hodnota napětí dané harmonické*

Obdobně je činitel THD definován pro proudové zkreslení:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} I_n^2}}{I_1} \quad (2.9)$$

kde

I_n *efektivní hodnota proudu dané harmonické*

Pro zkreslení proudu se též udává činitel *TDD (total demand distortion)*, kde vztažná hodnota ve jmenovateli je maximální proud zátěží. Tento činitel se zavádí z důvodu, že některé zátěže mohou při malém zatížení odebírat malé vysoce zkreslené proudy. Hodnota *THD* pak málo vypovídá o úrovni rušení, neboť i při vysokém činiteli *THD* může být úroveň rušení vzhledem k malým odebíraným proudům nízká [10].

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} I_n^2}}{I_{max}} \quad (2.10)$$

kde

I_{max} *maximální proud zátěží*

V soustavách s deformovanými průběhy napětí a proudů platí pro zdánlivý výkon vztah:

$$S = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2} \quad (2.11)$$

A zavádí se tzv. *celkový účinník* λ :

$$\lambda = \frac{P_1}{S} = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2}} \quad (2.12)$$

který je menší než účinník první harmonické $\cos \varphi_1$

kde

S *zdánlivý výkon*

P_1 *činný výkon první harmonické*

Q *jalový výkon první harmonické*

D *deformační výkon*

φ_1 *fázový posuv mezi první harmonickou napětí a první harmonickou proudů*

Přenášený *deformační výkon* D , který je důsledkem deformace křivek napětí a proudů nekoná žádnou užitečnou práci a navyšuje celkový zdánlivý výkon [7].

2.3 Účinky vyšších harmonických

Obsah vyšších harmonických je jedním ze základních ukazatelů kvality elektrické energie. Při posuzování kvality se obvykle berou v úvahu harmonické do řádu 50, tedy do frekvence 2,5 kHz. Jejich výskyt má nepříznivé účinky jak na mnohá zařízení v síti připojená, tak na samotné vedení. Způsobují úbytky napětí na impedancích sítě, navyšují ztráty a vedou k tepelnému přetěžování kabelů a transformátorů.

Mezi následky obsahu vyšších harmonických patří:

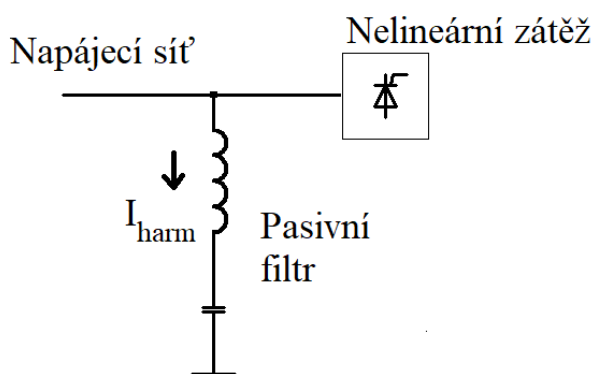
- přídavné ztráty v síti
- chyby při měření
- vyšší ztráty ve vinutích transformátorů a vyšší ztráty způsobené vířivými proudy
- vyšší ztráty ve vinutích asynchronních motorů a vyšší ztráty způsobené vířivými proudy
- mechanické namáhání motorů pulzními momenty způsobenými vyššími harmonickými
- přetěžování nulového vodiče (třetí harmonická a její násobky)
- chybná funkce ochran

a mnohé další nežádoucí účinky [8]

2.4 Filtrace vyšších harmonických

2.4.1 Pasivní filtry

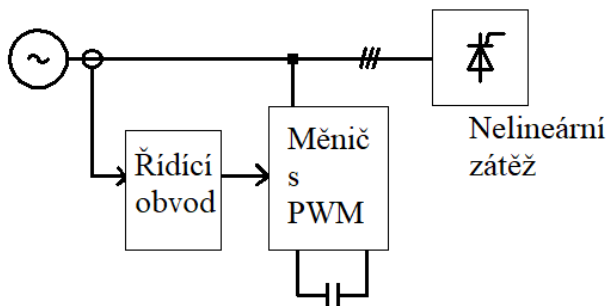
Mezi základní metody snižování emisí vyšších harmonických do sítě patří využití pasivních nebo aktivních filtrů, které jsou zařazeny mezi napájecí síť a nelineární zátěž. Pasivní filtry sestávají z pasivních součástek a jsou naladěny na příslušné harmonické. Tyto filtry pak v podstatě odebírají příslušné proudy vyšších harmonických. Princip funkce pasivního filtru je znázorněn na obr. 2.1 [7].



Obr. 2.1 Pasivní filtr

2.4.2 Aktivní filtry

Aktivní filtry obsahují polovodičové výkonové prvky a řídicí členy. Na základě měření jsou řídicími členy vypočítávány rozdíly okamžitých proudů a referenčních hodnot. Na základě těchto výpočtů je pak ovládána výkonová část, která rozdílové proudy dodává do sítě. Princip činnosti paralelního aktivního filtru je znázorněn na obr. 2.2 [7].

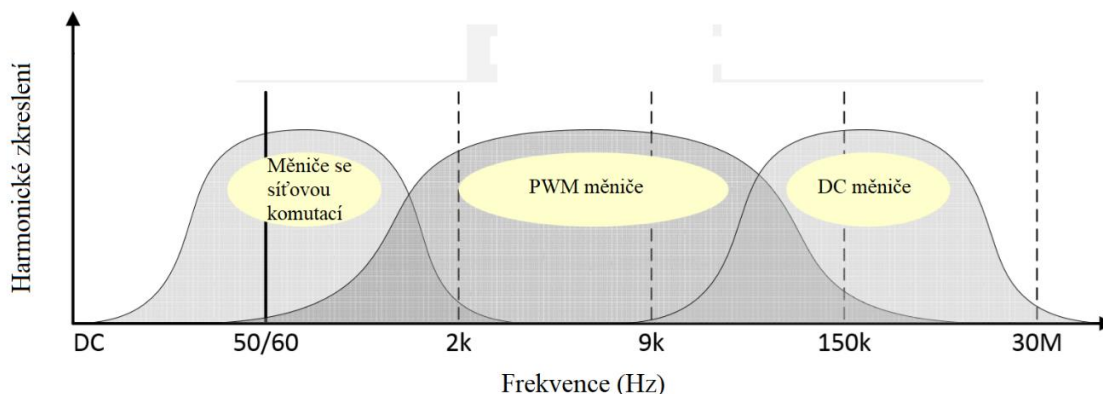


Obr. 2.2 Aktivní filtr vyšších harmonických

2.5 Vysokofrekvenční zkreslení

Při hodnocení kvality elektrické energie se obvykle berou v úvahu složky do frekvence kolem 2,5 kHz. Složky v pásmu mezi 2,5 a 150 kHz se zanedbávají. Frekvence vyšší než 150 kHz již spadají do oboru rádiových vln. Pro výše zmíněné pásmo mezi 2,5 a 150 kHz se v některé literatuře používá název „supraharmonické“. V posledních letech je tomuto frekvenčnímu pásmu věnována zvýšená pozornost vzhledem k navyšování emisí v tomto pásmu. Hlavní příčinou navyšování emisí v tomto pásmu je nárůst využívání aktivně spínaných měničů a rozvoj v oblasti tzv. PLC komunikace (z *angl. Power-line communication*). Jednou z výhod použití aktivně spínaných měničů je možnost snížení emisí nižších harmonických oproti pasivním měničům, jejichž emise jsou převážně na nižších frekvencích. To umožňuje snadněji vyhovět stanoveným limitům pro emise v pásmu nižších frekvencí. Vysokofrekvenční emise těchto měničů jsou pak dány velmi rychlým spínáním polovodičových součástek, například u PWM invertoru [15]. Druhý zmíněný zdroj emisí, tzv. PLC komunikace slouží pro přenos informací po elektrické síti určené k přenosu energie. K základnímu síťovému kmitočtu je superponována modulovaná nosná frekvence. Obecně je ale rušení způsobené PLC komunikací přítomné pouze po krátké časové intervaly oproti rušení, které způsobuje výkonová elektronika [15].

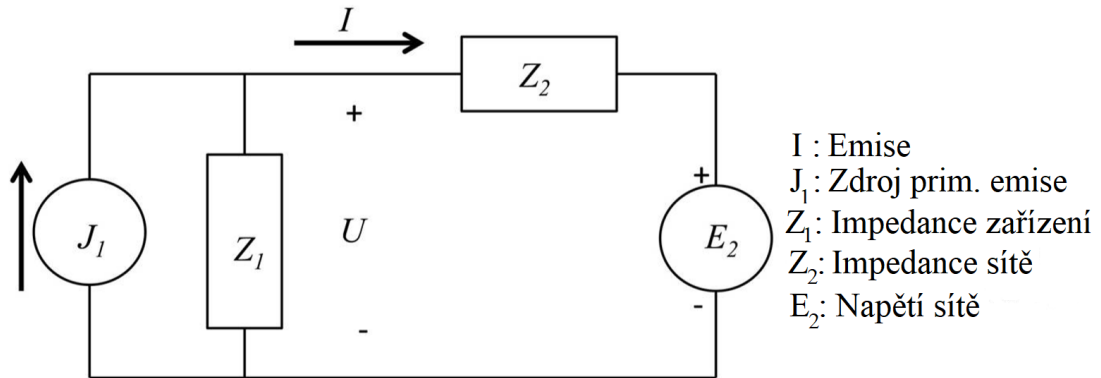
Současné měniče výkonové elektroniky dosahují výkonů až v jednotkách MW a mnohdy jsou integrovány přímo do distribučních soustav vn. Typické nosné frekvence u PWM měničů jsou řádově v jednotkách kHz pro výkonové aplikace a v desítkách kHz u menších měničů. Průběhy zkreslené vlivem PWM měničů obsahují obvykle dominantní vysokofrekvenční harmonické složky v oblasti spínací frekvence a v oblastech celistvých násobků této frekvence. Na obr. 2.3 jsou znázorněny oblasti emisí pro jednotlivé typy měničů. V nízkofrekvenční oblasti se jedná především o emise měničů se síťovou komutací a ve vysokofrekvenční oblasti o aktivně spínané měniče [27].



Obr. 2.3 Frekvenční pásma emisí různých typů měničů

2.6 Vznik oscilačních napěťových zkreslení v systémech vn

Aktivně spínané měniče výkonové elektroniky vlivem rychlého periodického spínání odebírají ze sítě vyšší harmonické proudy. Následným průchodem těchto proudů impedancí sítě vznikají napěťová zkreslení. Zjednodušeně lze celý problém popsat pomocí konceptu primární a sekundární emise (obr. 2.4).



Obr. 2.4 Primární a sekundární emise

V tomto modelu je zařízení připojené ke zbytku sítě reprezentováno zdrojem proudu harmonických. Primární emise má původ v samotném zařízení připojeném k síti. Pro případ linearizovaného obvodu na obr. 2.3 lze pro primární emisi psát:

$$I_1 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} J_1 \quad (2.13)$$

kde

Z_1 impedance zařízení

Z_2 impedance sítě

J_1 proud ze zdroje primární emise

I_1 primární emise

Sekundární emise je složka harmonického proudu procházejícího zařízením, která je způsobena ostatními zdroji harmonických ve zbytku sítě. Pro sekundární emisi lze psát:

$$I_2 = \frac{1}{Z_1 + Z_2} E_2 \quad (2.14)$$

kde

Z_1 impedance zařízení

Z_2 impedance sítě

E_2 napětí sítě

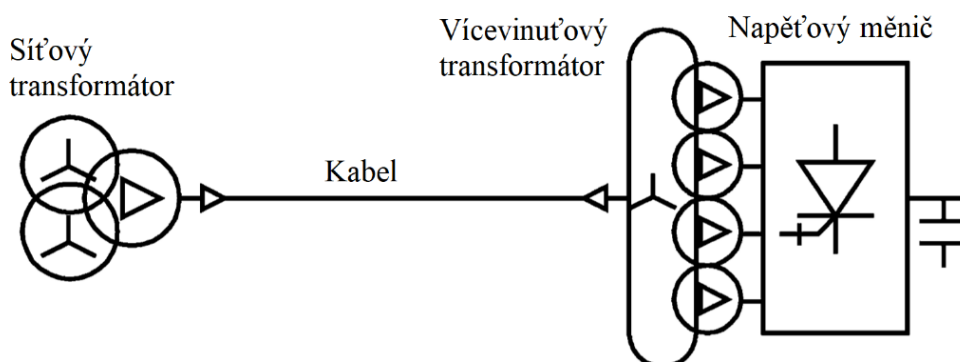
I_2 sekundární emise

A pro celkový proud I zařízením:

$$I = I_1 + I_2 \quad (2.15)$$

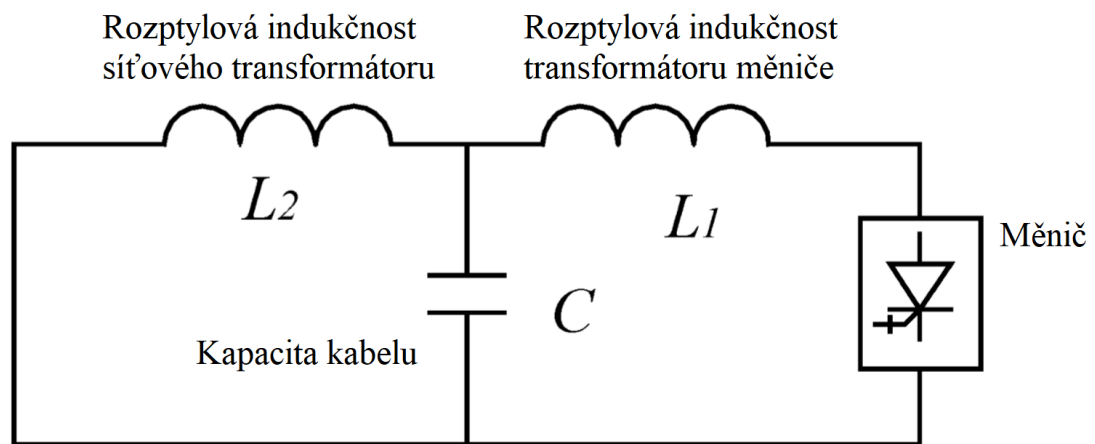
Z výše uvedených vztahů vyplývá, že primární i sekundární emise jsou obě závislé na impedanci sítě a impedanci připojeného zařízení [11].

Zařazení zdroje vyšších harmonických do soustavy vn může mít za následek vznik oscilačních napěťových zkreslení. „Vysokofrekvenční harmonické (supraharmonické) mají obvykle malou amplitudu napětí a malý výkon. Nicméně mohou vybudit lokální rezonance a způsobit harmonické kmity s velkými amplitudami, které mohou přetěžovat některé izolační systémy a eventuálně způsobit poruchové stavy [13].“ Příkladem takové soustavy mohou být tzv. FACTS systémy (z angl. *Flexible alternative current transmission systems*), což jsou systémy využívající prvky výkonové elektroniky pro řízení toku činného a jalového výkonu v propojených elektrických soustavách. „Existují mnohé typy instalací FACTS, z nichž mnohé jsou založené na napěťových měničích. U instalace FACTS založené na napěťovém měniči je výstup měniče připojen k síti přes transformátor měniče. Mezi transformátorem měniče a síťovým transformátorem může být kabelové propojení. Je-li kabelové spojení relativně dlouhé, může docházet k rezonanci vyšších harmonických vzhledem ke kapacitě kabelu a indukčnosti transformátoru měniče [12].“ Soustava FACTS popsaná v [12] je na obr. 2.5.



Obr. 2.5 Systém FACTS s napěťovým měničem

Napěťové zkreslení vzniklé v takovém systému je popsáno v [12]. Pro soustavu dle obr. 2.5 byly nejprve pomocí EMPT (*Electromagnetic transients program*) a FFT (*Fast Fourier transform*) namodelovány napětí a proudy vyšších harmonických na primární straně transformátoru měniče. Výsledkem tohoto modelu byla napětí vyšších harmonických, z nichž nejvyšších hodnot dosahovaly harmonické přibližně 130. řádu. Napětí harmonických kolem 130. řádu bylo přibližně 2000 V (převod transformátoru měniče v dané soustavě je 66/4,6 kV, Y/Δ). Následně byla tato napětí namodelována s tím rozdílem, že měnič byl odpojen od síťového transformátoru. Výsledkem této simulace bylo zjištění, že při připojení měniče k síťovému transformátoru byly tyto harmonické výrazně zesíleny. U harmonické řádu 135 se jednalo až o 24-násobné zesílení oproti soustavě, kde měnič k síťovému transformátoru není připojen. Tento jev byl následně vysvětlen tím, že při připojení měniče k síťovému transformátoru dochází k rezonanci těchto harmonických vzhledem ke kapacitě kabelu a indukčností vinutí transformátorů. Pro výše popsanou FACTS soustavu byl stanoven náhradní obvod na obr. 2.6 a vypočteny rezonanční frekvence. Vznik napěťových oscilačních zkreslení na těchto frekvencích byl následně podložen další simulací, při které byl měnič nahrazen zdrojem proudu a získány frekvenční charakteristiky impedance z pohledu sekundární strany transformátoru měniče [12].



Obr. 2.6 Náhradní obvod pro analýzu FACTS systému na obr.č.2.3

Pro reaktanci z pohledu měniče v náhradním schématu platí:

$$X_{eq} = \left(\frac{\omega L_2 + \omega L_1 (1 - \omega^2 L_2 C)}{1 - \omega^2 L_2 C} \right) \quad (2.16)$$

$$X_{eq} = 0 \text{ pro p\u0159\u00edpad s\u00e9riov\u00e9 rezonance}$$

$$\rightarrow \omega L_2 + \omega L_2(1 - \omega^2 L_2 C) = 0 \rightarrow f_{ser} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1 L_2 C}{L_1 + L_2}}} \quad (2.17)$$

$$X_{eq} \rightarrow \infty \text{ pro p\u0159\u00edpad paraleln\u00ed rezonance}$$

$$\rightarrow 1 - \omega^2 L_2 C = 0 \rightarrow f_{par} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C}} \quad (2.18)$$

kde

X_{eq} reaktance v n\u00e1hradn\u00edm sch\u00e9matu

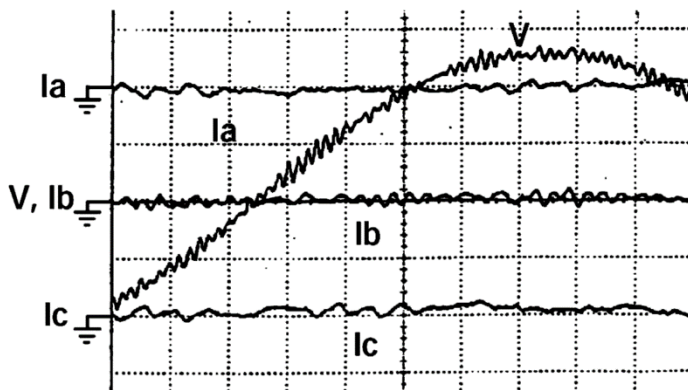
f_{ser} s\u00e9riov\u00fd rezonan\u010dn\u00ed kmito\u010det

f_{par} paraleln\u00ed rezonan\u010dn\u00ed kmito\u010det

ω \u00fahlov\u00e1 frekvence

L_1, L_2, C parametry n\u00e1hradn\u00edho sch\u00e9matu

Rezonan\u010dn\u00ed frekvence z\u00edskan\u00e9 simulacemi a p\u0159edchoz\u00edm v\u00fdpo\u010dem byly potvrzeny m\u011b\u011ben\u00edm. V soustav\u011b s nap\u011bt\u00edov\u00fdm m\u00e9ni\u010dem a kabelov\u00fdm spojen\u00edm je tedy nutn\u00e9 po\u010d\u00edtat s mo\u017enost\u00ed vzniku rezonanc\u00ed vysokofrekven\u010dn\u00edch harmonick\u00fdch. Na obr. 2.7 je lze vid\u011bt v\u00fdsledek m\u011b\u011ben\u00ed - vysokofrekven\u010dn\u00ed nap\u011bt\u00edov\u00e9 zkr\u00e9slen\u00ed [11].



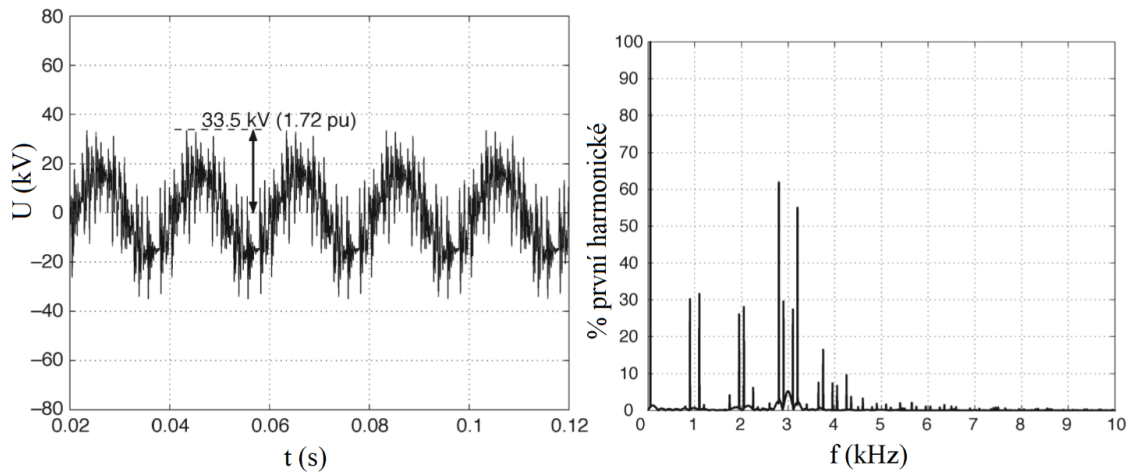
Obr. 2.7 Vysokofrekven\u010dn\u00ed zkr\u00e9slen\u00ed nap\u011bt\u00ed na prim\u00e1rn\u00ed stran\u011b transform\u00e1toru m\u00e9ni\u010de v soustav\u011b FACTS ($t: 1\text{ms/div}$, $U: 20\text{kV/div}$)

\u0160\u00ed\u0159en\u00edm vysokofrekven\u010dn\u00edch harmonick\u00fdch se zab\u00fdv\u00e1 studie [24]. V t\u00e9to studii jsou prezentov\u00e1ny v\u00fdsledky m\u011b\u011ben\u00ed ve ve\u0159ejn\u00e9 s\u00edti vn (20kV), jej\u00ed\u017e sou\u010d\u00e1st\u00ed je n\u00e9kolik sol\u00e1rn\u00edch

parků a větrná elektrárna. Hlavní harmonické složky v okolí 6,1 kHz byly naměřeny ve dvou různých místech sítě vzdálených od sebe 16 km, z čehož vzhledem k vysoké korelaci těchto složek vyplývá, že se vysokofrekvenční harmonické mohou šířit na značné vzdálenosti. Dále bylo měřením po dobu 24 h zjištěno, že tyto složky narůstají v době rozednávání a výrazně klesají při setmění, z čehož byl učiněn závěr, že právě solární parky jsou zdrojem těchto složek [24].

Rezonance *supraharmonických* mohou vést v nejhorším případě ke zničení izolačních systémů. Příkladem takové situace je instalace sloužící k propojení přenosové soustavy (17,9 kV) Spojených států a Mexika v Eagle Pass v Texasu, kde krátce po instalaci došlo ke zničení kabelových koncovek. Příčinou tohoto selhání se následně ukázaly být právě rezonance vyšších harmonických emitovaných napěťovými měniči, jež jsou součástí instalace. Důsledkem těchto rezonancí došlo ke zničení izolace kabelových koncovek, které nebyly na tento typ napěťového namáhání navrženy. Dominantními vř harmonickými složkami v naměřených průbězích napětí byly v tomto případě frekvence 1,26 kHz (použitá spínací frekvence IGBT tranzistorů) a 12,4 kHz (přibližně deseti-násobek spínací frekvence). Právě složka 12,4 kHz vybudila rezonanci v dané soustavě. Složka 12,4 kHz dosahovala napětí až 40% napětí první harmonické a celková nejvyšší zaznamenaná amplituda napětí v dané soustavě byla 37 kV [14].

Selhání izolace je také motivací studie [21]. V tomto případě se jedná o selhání izolace vinutí dvou asynchronních motorů (13,8 kV, 1050 kW) napájených z PWM invertorů použitých k ventilaci v podzemních dolech. Studie se zabývá možnými příčinami vzniku přepětí na svorkách motorů, konkrétněji vlnovými pochody a rezonančními jevy. Vzhledem k umístění motorů v měděných dolech jsou pro jejich napájení použity velmi dlouhé kabely, což má zásadní vliv na rezonanční jevy v dané soustavě. Simulacemi byly získány průběhy na obr. 2.8, na kterém je znázorněn průběh sdruženého napětí na svorkách motoru a spektrum tohoto průběhu. Obdobné průběhy byly získány následným měřením. Ze spektra je patrné, že největší zastoupení v daném průběhu mají frekvence v okolí 3 kHz. Z průběhu napětí je patrný výskyt značných přepětí (až 1.72 p.u. ~ 33.5 kV, kde referenční hodnota je 19.5 kV), tedy téměř dvojnásobné napětí. Příčinou výskytu těchto přepětí jsou stejně jako v předchozích případech rezonance vyšších harmonických emitovaných PWM invertorem [21].

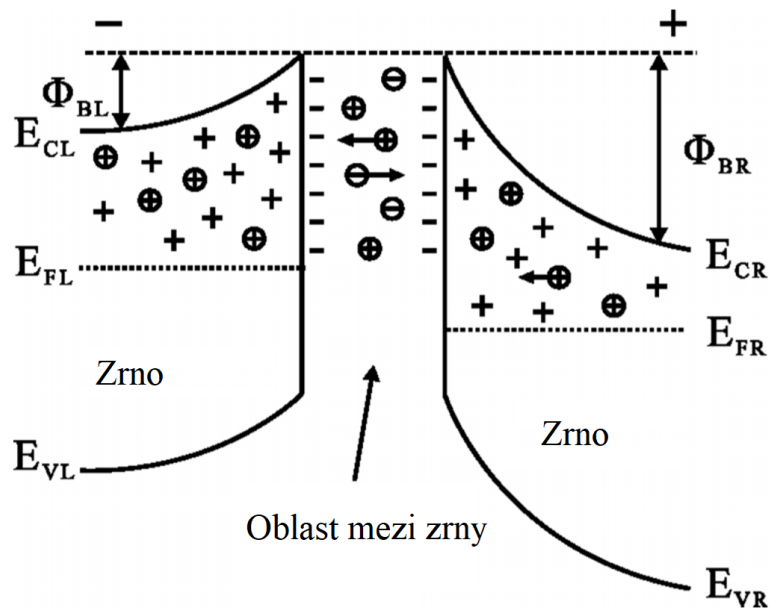


Obr. 2.8 Průběh sdruženého napětí na svorkách AS motoru a jeho spektrum

3. Omezovače přepětí při nesinusovém napět'ovém namáhání

3.1 Struktura ZnO varistoru a jeho elektrický model

Varistory ZnO jsou vyráběny spékáním zrn ZnO s dalšími příměsemi. Výsledkem je struktura složená ze zrn ZnO, která jsou obklopena tenkými nevodivými bariérami, které obsahují Bi_2O_3 a další příměsi. Rozhraní těchto zrn se chovají obdobně jako Schottkyho bariéry známé u kontaktů kov-polovodič u Schottkyho diod. V případě varistoru ZnO se jedná o dvojité Schottkyho bariéry, které jsou zodpovědné za symetrické silně nelineární VA charakteristiky. Pásový model dvojité Schottkyho bariéry, na kterou je aplikováno stejnosměrné napětí, je znázorněn na obr. 3.1. Pro oba možné směry aplikovaného vnějšího elektrického pole je vždy jedna ze Schottkyho bariér v závěrném směru, z čehož vyplývají vlastnosti předurčující použití těchto struktur pro konstrukci prvků využitelných pro omezování přepětí [30] [16].



Obr. 3.1 Pásový model dvojité Schottkyho bariéry

kde

E_C hladina energie vodivostního pásu

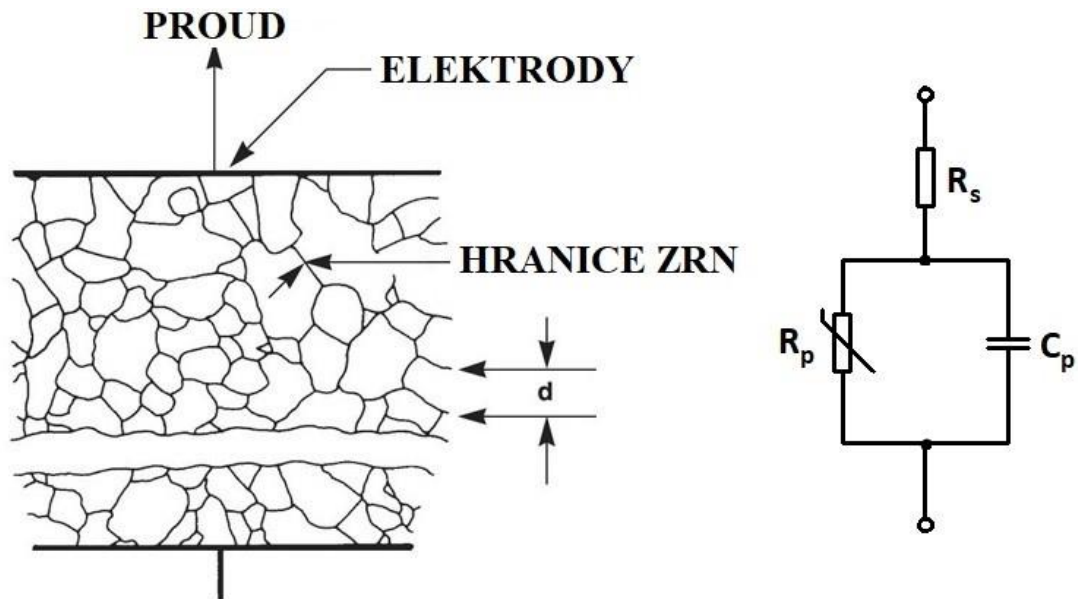
E_F Fermiho hladina

E_V hladina energie valenčního pásu

ϕ_B výška potenciálové bariéry

index L - levá strana, index R - pravá strana

Idealizovaná představa mikrostruktury varistoru ZnO je znázorněna na obr. 3.2, na kterém jsou znázorněna zrna ZnO a jejich hranice. Na témže obrázku je znázorněn i náhradní obvod ZnO varistoru [16].



Obr. 3.2 Mikrostruktura ZnO varistoru a jeho náhradní obvod

Vzhledem k výše popsané mikrostruktuře lze varistor zjednodušeně popsat náhradním elektrickým obvodem znázorněným výše na obr. 3.2. Napěťově závislý odpor R_p představuje odpor hraničních vrstev mezi zrny ZnO. Kapacita C_p představuje kapacitu mezi zrny ZnO a odpor R_s představuje odpor samotných zrn ZnO, který lze obvykle zanedbat. Celkový zbytkový proud procházející varistorem lze dle náhradního obvodu vyjádřit jako součet jeho kapacitní a rezistivní složky [16]:

$$i_{celk} = i_c + i_r \quad (3.1)$$

kde

i_{celk} zbytkový proud varistoru

i_c kapacitní složka zbytkového proudu

i_r rezistivní složka zbytkového proudu

3.2 Frekvenční závislosti parametrů náhradního schématu

Náhradní obvod varistoru obsahuje kapacitu C_p představující kapacitu mezi zrny ZnO a odpor R_p představující odpor hraničních vrstev. Vzhledem k tomu lze ztráty v tomto obvodu popsat jako ztráty v dielektriku pomocí ztrátového činitele $\tan \delta$. Odpor R_p v takovém případě představuje dielektrické ztráty a ztráty svodem. Dielektrické ztráty jsou na frekvenci závislé,

tudíž i odpor R_p je frekvenčně závislý. Dále můžeme kapacitní vlastnosti varistoru popsat pomocí relativní permitivity ϵ_r . „Výsledkem měření relativní permitivity ϵ_r ZnO varistorů je typicky hodnota $\epsilon_r \sim 1000$ “ [16]. Tato relativně vysoká hodnota permitivity je dána dvoufázovou strukturou varistoru popsanou v 3.1. S rostoucí frekvencí intenzity elektrického pole relativní permitivita klesá a tomu odpovídá pokles kapacity. Paralelní rezistivitu, které odpovídá odpor R_p , lze popsat pomocí ztrátového činitele [16]:

$$\rho_p = \frac{1}{\omega \epsilon \epsilon_0 \operatorname{tg} \delta} \quad (3.2)$$

kde

ρ_p *paralelní rezistivita*

ω *úhlová frekvence*

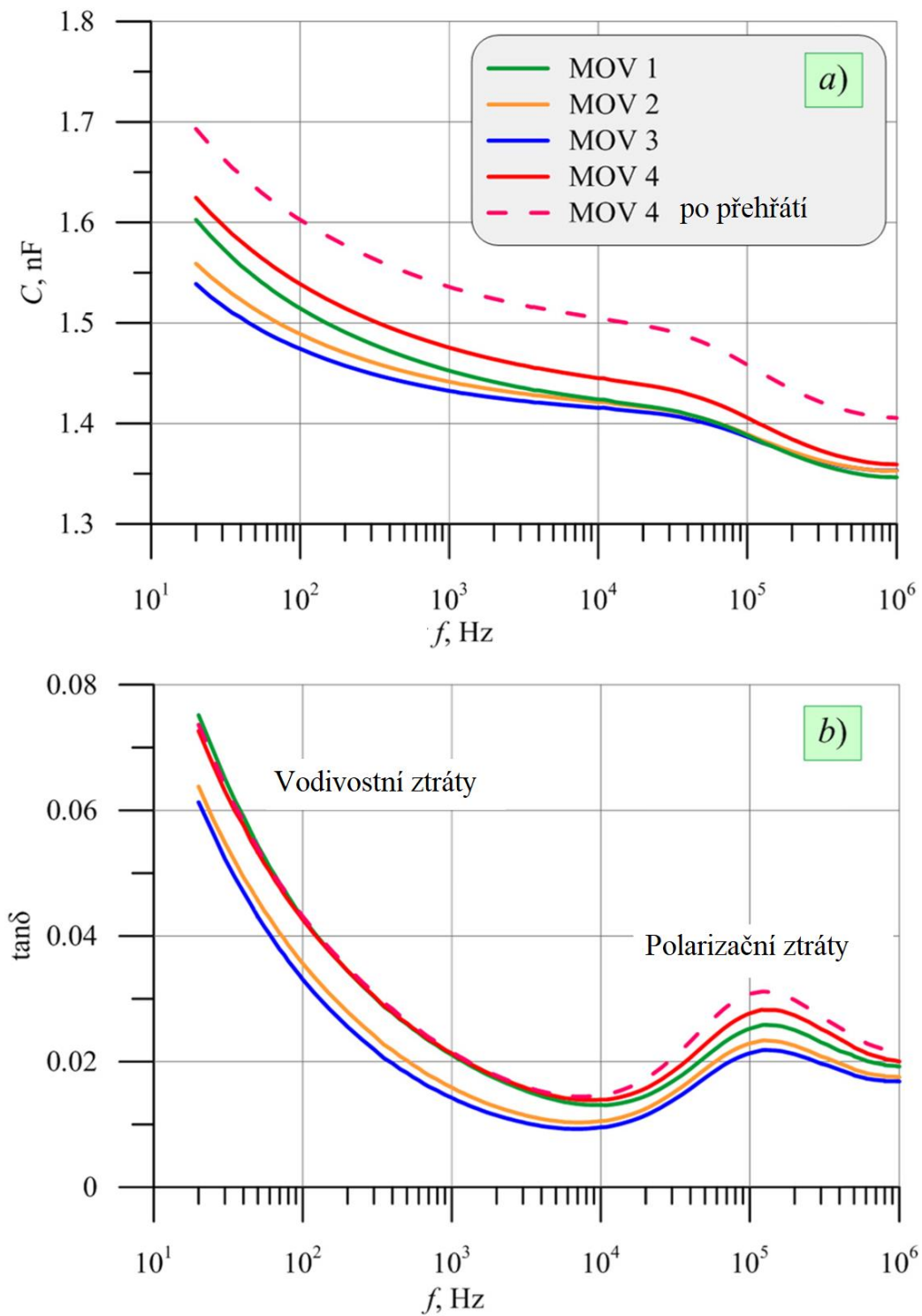
ϵ_r *relativní permitivita*

ϵ_0 *permitivita vakua*

$\operatorname{tg} \delta$ *ztrátový činitel (též závislý na frekvenci)*

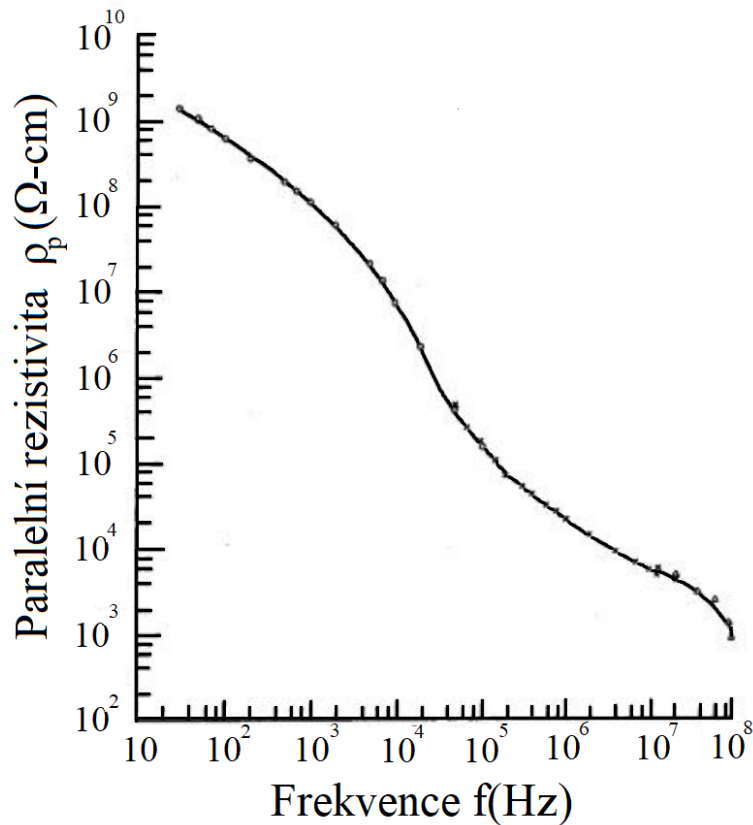
δ *úhel mezi fázorem celkového proudu a jeho kapacitní složky*

Tedy jak odpor R_p , tak kapacita C_p jsou závislé na frekvenci. Na obrázku 3.3 jsou znázorněny naměřené závislosti ztrátového činitele a kapacity varistoru ZnO na frekvenci při efektivním napětí $U_{RMS} = 750$ V pro čtyři vzorky varistorů [19].



Obr. 3.3 Závislost kapacity a ztrátového činitele ZnO varistoru na frekvenci

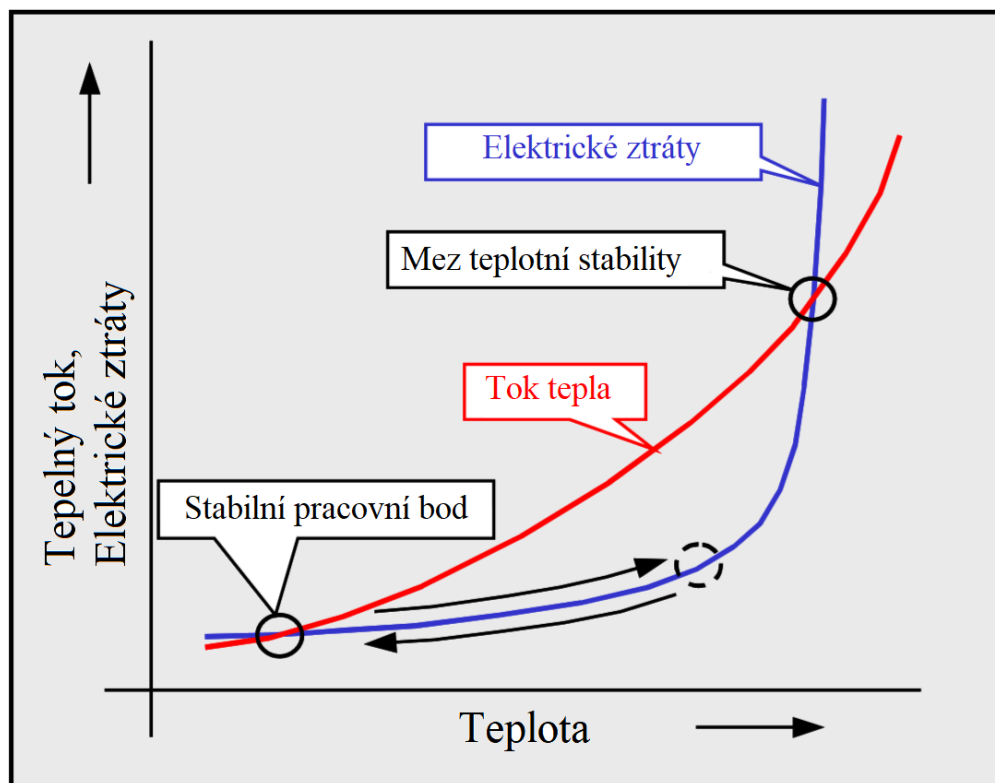
Na obrázku 3.4 je uvedena závislost paralelní rezistivity na frekvenci. Jedná se o přibližnou aproximaci při pokojové teplotě a pro nízká napětí (v oblasti malých nelinearit VA charakteristiky).



Obr. 3.4 Závislost paralelní rezistivity na frekvenci při pokojové teplotě

3.3 Tepelné vlastnosti omezovače ZnO

Voltampérové charakteristiky ZnO bloků jsou značně závislé na teplotě. Tato závislost je významná z hlediska provozní spolehlivosti, neboť vlivem zvýšeného tepelného namáhání dochází k rychlejšímu stárnutí až ke zničení omezovače. Problematiku tepelné stability omezovače lze chápat jako rovnováhu mezi teplem vznikajícím v omezovači v důsledku elektrických ztrát a teplem z omezovače odváděným. Pokud kvůli absorpci energie svedeného přepětí dojde u ZnO bloku k překročení určité teplotní meze, pak vlivem pokračujícího namáhání způsobeného jmenovitým napětím sítě a zbytkovým proudem dojde ke zničení omezovače. Zbytkový proud je na teplotě závislý, neboť s rostoucí teplotou klesá odpor ZnO bloků. Elektrické ztráty zapříčiněné působením jmenovitého napětí na omezovač jsou tedy závislé na teplotě. Množství tepla, které je z omezovače odváděno, je omezené a je závislé na konstrukci omezovače a jeho okolí. Jak elektrické ztráty, tak množství odváděného tepla s teplotou rostou. Obě tyto závislosti jsou znázorněny na obr. 3.5. Průsečík křivek v levé části obrázku představuje stabilní pracovní bod. Průsečík obou křivek v pravé části obrázku představuje mez teplotní stability. Pokud dojde k jejímu překročení, elektrické ztráty převáží nad odváděným teplem a dojde k tepelnému zničení omezovače. Tepelná degradace je tedy závislá na velikosti zbytkového proudu a teplotě ZnO bloků [1] [5].



Obr. 3.5 Závislost elektrických ztrát a odváděného tepla na teplotě

3.4 Vliv vysokofrekvenčního napět'ového zkreslení na omezovač ZnO

S rostoucím počtem aktivně spínaných měničů výkonové elektroniky v sítích vn roste pravděpodobnost, že omezovač přepětí bude vystaven vyšším harmonickým proudům a napětím a to zejména v případech, kdy je umístěn blízko těchto měničů.

Studie [20] se zabývá závislostí kapacitní a rezistivní složky zbytkového proudu při různých frekvencích napětí. V této studii byly varistorové bloky vystaveny sinusovým napětím s konstantní amplitudou v rozsahu 10Hz až 2MHz při dvou různých teplotách varistorových bloků. V tomto rozsahu byl pak měřen zbytkový proud a fázový posuv mezi napájecím napětím a zbytkovým proudem. Výsledky této studie lze shrnout do tří poznatků:

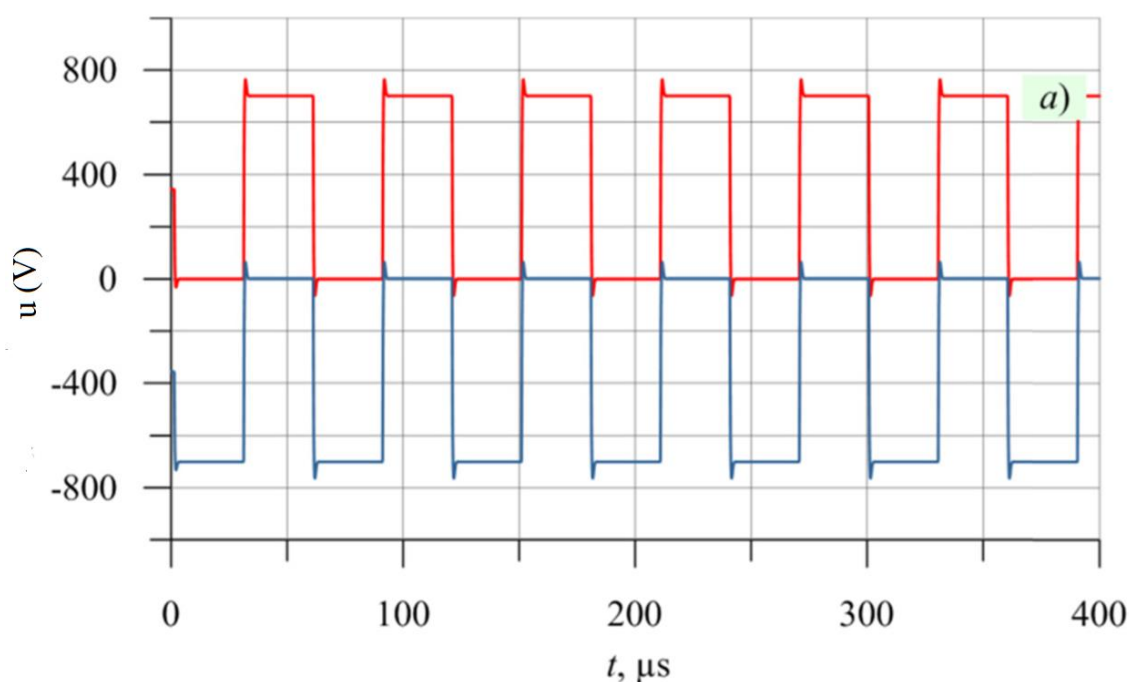
- Celkový zbytkový proud varistorem narůstá s rostoucí frekvencí.
- Celkový zbytkový proud narůstá s rostoucí teplotou varistoru.
- S rostoucí frekvencí klesá fázový posuv mezi napětím a proudem varistoru k nule, tedy převládá rezistivní složka proudu nad kapacitní složkou.

S nárůstem rezistivní složky zbytkového proudu dochází k navýšení elektrických ztrát, což vede k zahřívání omezovače. Vzhledem k výše uvedenému lze očekávat, že vystavení omezovače

superponovaným napětím vyšších frekvencí může urychlit jeho stárnutí, v krajním případě vést k jeho tepelné nestabilitě a zničení.

Ve studii [25] je pomocí statistických metod zjišťována životnost omezovače při harmonicky zkresleném napájecím napětí. V této studii se jedná o nižší harmonické (3., 5., 7., 9. atd.). Závěrem této studie je, že pokud je omezovač vystaven zkresleným napětím, může dojít ke značnému zkrácení jeho průměrné doby životnosti (ve výsledcích této studie autor uvádí zkrácení životnosti až o 30 % při 8% zkreslení průběhu napětí (THD= 8%)) [25].

Vlivem napěťových průběhů generovaných měniči výkonové elektroniky na varistor ZnO se zabývá studie [19]. V tomto případě se jedná se o omezovače použité pro ochranu v DC-DC transformační soustavě a obdélníkový průběh napětí. Hlavním cílem této studie je ověření, zda lze varistory trvale namáhat takovým průběhem napětí s ohledem na maximální provozní střídavé napětí. Průběh napětí, kterým je varistor namáhán v tomto případě, je znázorněn na obr. 3.6.



Obr. 3.6 Obdélníkové napětí aplikované na svodič

Takový průběh obsahuje velké množství vyšších harmonických. K určení celkových ztrát ve svodiči je v této studii ([19]) zvolen přístup, dle kterého jsou ztráty určeny jako součet dielektrických ztrát generovaných jednotlivými harmonickými složkami, což v podstatě odpovídá popisu náhradního schématu varistoru uvedenému v 3.1 a 3.2:

$$P_{celk} = \sum_{h=1}^n (\operatorname{tg} \delta)_h \cdot (\omega_h C_h U_h^2) \quad (3.3)$$

kde

P_{celk} celkové ztráty

$(\operatorname{tg} \delta)_h$ ztrátový činitel

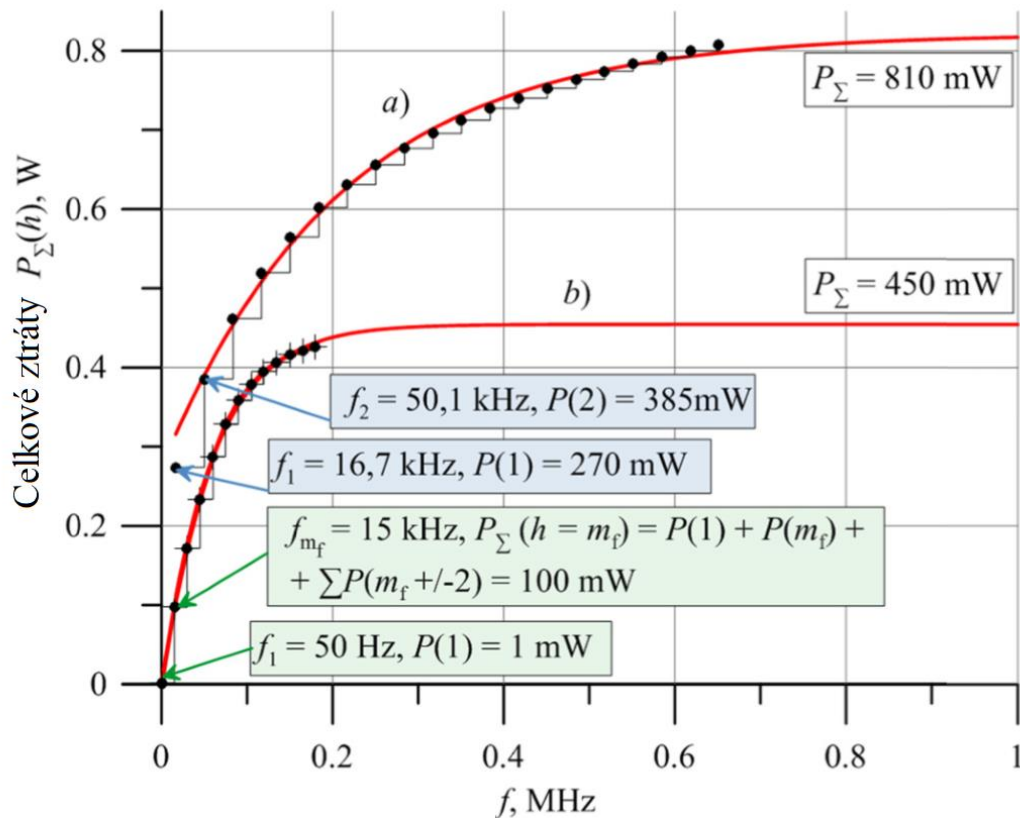
ω_h úhlová frekvence

C_h kapacita

U_h napětí

h řád harmonické

Tento vztah zohledňuje frekvenční závislost ztrátového činitele a kapacity varistoru. Část výsledků studie [19] lze vidět na obr 3.7, kde jsou vyneseny ztráty ve svodiči v závislosti na frekvenci pro dva různé typy měničů. Ačkoliv dle této studie nebyla překročena maximální povolená hodnota výkonu absorbovaného omezovačem, z grafu je patrné, že ztráty i v tomto případě narůstají s frekvencí.



a) jednofázový napěťový měnič
b) třífázový napěťový měnič s PWM

Obr. 3.7 Ztráty v závislosti na frekvenci (jednotlivých harmonických aplikovaného průběhu napětí)

3.5 Stárnutí a diagnostika varistorů ZnO

Dlouhodobý provoz omezovače vede k jeho degradaci a ke krácení jeho životnosti. Elektrická degradace varistoru je obecně spojena se svodem impulsních a přechodných proudů vysoké amplitudy a dlouhodobým svodem zbytkového proudu při namáhání síťovým napětím. Přispívajícími faktory jsou vlivy okolního prostředí jako například teplota, záření a vlhkost. Mezi změny indikující stárnutí omezovače lze zařadit nárůst zbytkového proudu, posun voltampérové charakteristiky a snížení činitele nelinearity. Tyto změny jsou vysvětlovány jako důsledek nevratných změn mikrostruktury varistorových bloků. Potenciálové bariéry (Schottkyho bariéry) vzniklé na rozhraní zrn ZnO jsou odpovědné za nelineární vlastnosti varistoru a jeho voltampérovou charakteristiku. Stárnutím varistoru, které je způsobené průchodem náboje, dochází ke snížení výšky těchto bariér. Přesný mechanismus těchto změn není znám, různé studie navrhuji různé modely pro různá konkrétní složení varistoru. Z makroskopického hlediska se tyto změny projeví jako nárůst zbytkového proudu. Projevem

stárnutí je tedy změna voltampérové charakteristiky, a to především v oblasti nízkých napětí [18] [30].

Rezistivní složka zbytkového proudu je jedním z nejpoužívanějších ukazatelů míry degradace omezovačů ZnO. Značná část diagnostických metod je založena právě na měření zbytkového proudu. Rezistivní složku obvykle není možné měřit přímo, je nutné měřit celkový zbytkový proud a dalšími prostředky získat rezistivní složku. Jednou z častých metod je měření třetí harmonické zbytkového proudu, neboť tato harmonická vykazuje obdobnou voltampérovou charakteristiku jako rezistivní složka celkového proudu. Tento postup má jistá úskalí, neboť zkreslený průběh napájecího napětí obsahující třetí harmonickou vede k navyšování proudu třetí harmonické. Pokud bude omezovač namáhán napětím s obsahem vyšších harmonických, lze toto napětí pomocí Fourierovy analýzy popsané v části 2 vyjádřit jako součet základní harmonické a vyšších harmonických [17]:

$$u = \sqrt{2}U_1 \sin \omega_0 t + \sqrt{2} \sum_{k=1} (U_k \sin(k \omega_0 t + \varphi_k)) \quad (3.4)$$

kde

u *napětí*

k *řád harmonické*

U_k *amplituda napětí k-té harmonické*

ω_0 *úhlová frekvence první harmonické*

t *čas*

Potom kapacitní složku proudu lze rozdělit na součet základní harmonické a vyšších harmonických:

$$i_c = i_{c0} + \sum_{k=1} i_{ck} \quad (3.5)$$

kde

i_c *kapacitní proud*

i_{ck} *k-tá harmonická kapacitního proudu*

Obdobně pro rezistivní složku proudu:

$$i_r = i_{r0} + \sum_{k=1} i_{rk} \quad (3.6)$$

kde

i_r rezistivní proud

i_{rk} k -tá harmonická rezistivního proudu

A vyšší harmonické složky rezistivní složky proudu lze dále rozdělit na:

$$i_{rk} = i_{rk}' + i_{rk}'' \quad (3.7)$$

kde

i_{rk} k -tá harmonická rezistivního proudu

i_{rk}' složka rezistivního proudu způsobená nelinearitou varistoru

i_{rk}'' složka rezistivního proudu způsobená vyššími harmonickými napětí

Složka i_{rk}' je způsobena nelinearitou ZnO varistoru a složka i_{rk}'' je způsobena obsahem vyšších harmonických v průběhu napětí. Měření třetí harmonické zbytkového proudu tedy nemusí vést ke správným závěrům o stavu omezovače, neboť příčinou jejího navýšení nemusí být degradace varistorů [17].

Studiem vlivu harmonického zkreslení napájecího napětí na diagnostiku ZnO varistoru se zabývá [26]. V této studii je několik desítek varistorů pro nízkonapěťové aplikace podrobeno měření při nezkrasleném a posléze zkrasleném průběhu napětí obsahujícím třetí harmonickou. Ze statistického vyhodnocení naměřených dat vyplývá, že přítomnost vyšších harmonických v napájecím napětí může být příčinou značných nepřesností při diagnostikování stavu omezovače pomocí měření třetí harmonické proudu [26].

3.6 Metody výpočtu rezistivní složky proudu

V této části budou stručně uvedeny nejčastěji používané metody získání rezistivní složky z celkového proudu omezovačem.

3.6.1 Kompenzační metoda (Compensation method)

Kompenzační metoda je často používanou metodou pro extrakci rezistivní složky z celkového proudu omezovačem. Je založena na ortogonalitě mezi kapacitní a rezistivní složkou proudu. Pro rezistivní složku proudu lze psát:

$$i_r = i_t - i_c \quad (3.8)$$

kde

i_r *rezistivní složka proudu*

i_t *celkový proud*

i_c *kapacitní složka proudu*

Za předpokladu, že napětí aplikované na omezovač je čistě sinusové, lze pro kapacitní složku psát:

$$i_c = Gu_{sh} \tag{3.9}$$

$$G = \omega C_p \tag{3.10}$$

kde

i_c *kapacitní složka proudu*

G *zesílení*

ω *úhlová frekvence*

C_p *paralelní kapacita*

u_{sh} *napětí*

Rezistivní složka proudu je ve fázi s napětím na omezovači a kapacitní složka je posunuta o $\pi/2$. Vzhledem k tomu lze psát:

$$\int_0^{2\pi} i_c i_r d\omega t = 0 \tag{3.11}$$

Kombinací vztahů (3.9), (3.10), (3.11) dostaneme:

$$\int_0^{2\pi} u_{sh} (i_t - Gu_{sh}) d\omega t = 0 \tag{3.12}$$

Tedy volbou správného G získáme rezistivní složku proudu [28] [29].

3.6.2 Metoda bodu na křivce (POW-Point on wave technique)

Metoda POW vychází z následující úvahy. Zbytkový proud omezovačem lze napsat jako:

$$i_t(t) = i_c(t) + i_r(t) = C \frac{dU(t)}{dt} + i_r(t) \quad (3.13)$$

kde

i_c kapacitní složka proudu

i_r rezistivní složka proudu

i_t celkový proud

ω úhlová frekvence

C kapacita

U napětí

t čas

V každé půlperiodě napětí je určité hladiny napětí dosaženo dvakrát (kromě vrcholové hodnoty napětí). Tedy v časech t_1 a t_2 má napětí stejnou polaritu i amplitudu. Pro časy t_1 a t_2 tedy platí:

$$i_t(t_1) = i_c(t_1) + i_r(t_1) = C \frac{dU(t_1)}{dt} + i_r(t_1) \quad (3.14)$$

$$i_t(t_2) = i_c(t_2) + i_r(t_2) = C \frac{dU(t_2)}{dt} + i_r(t_2) \quad (3.15)$$

$$U(t_1) = U(t_2) \quad (3.16)$$

$$i_r(t_1) = i_r(t_2) \quad (3.17)$$

Odečtením rovnice (3.15) od rovnice (3.14) získáme pro kapacitu vztah:

$$C = \left[\frac{i_t(t_1) - i_t(t_2)}{\frac{dU(t_1)}{dt} - \frac{dU(t_2)}{dt}} \right] \quad (3.18)$$

Kombinací vztahů (3.14), (3.15) a (3.18) získáme:

$$i_r(t_1) = i_r(t_2) = \left[\frac{i_t(t_1) + i_t(t_2)}{2} \right] - \left[\frac{i_t(t_1) - i_t(t_2)}{2} \right] \cdot \left[\frac{i_t(t_1) - i_t(t_2)}{\frac{dU(t_1)}{dt} - \frac{dU(t_2)}{dt}} \right] \quad (3.19)$$

Vzhledem k tomu, že derivace napětí v časech t_1 a t_2 mají stejnou velikost ale opačné znaménko:

$$\frac{dU(t_1)}{dt} = - \frac{dU(t_2)}{dt} \quad (3.20)$$

lze pro rezistivní složku proudu psát:

$$i_r(t_1) = i_r(t_2) = \left[\frac{i_t(t_1) + i_t(t_2)}{2} \right] \quad (3.21)$$

Výhodou této metody je, že není třeba znát napětí na omezovači, avšak metoda je dostatečně přesná pouze při nezkresleném napětí [28] [29].

3.6.3 Metoda časového posunu (Current time shifted method)

Stejně jako kompenzační metoda vychází tato metoda z ortogonalitě mezi kapacitní a rezistivní složkou proudu. Při sinusovém napěťovém namáhání lze pro celkový proud psát:

$$i_t(t) = i_c(t) + i_r(t) = I_c \cos \omega t + i_r(t) \quad (3.22)$$

kde

i_c kapacitní složka proudu

i_r rezistivní složka proudu

i_t celkový proud

ω úhlová frekvence

I_c amplituda kapacitního proudu

t čas

Eliminace kapacitní složky je dosaženo přidáním dalšího kapacitního proudu s posunutou fází o π :

$$i_r(t) = I_c \cos \omega t + i_r(t) + I_c \cos(\omega t - \pi) \quad (3.23)$$

$$i_r(t) = I_c(\cos \omega t + \cos(\omega t - \pi)) + i_r(t) \quad (3.24)$$

$$i_r(t) = 2I_c \cos \frac{\pi}{2} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) + i_r(t) \quad (3.25)$$

$$\text{kde } 2I_c \cos \frac{\pi}{2} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) = 0 \quad (3.26)$$

Metoda pracuje dle následujícího algoritmu:

- 1) Získání referenčního času průchodu celkového proudu nulou
- 2) Detekování frekvence celkového proudu
- 3) Generování nového průběhu celkového proudu posunutého o $\pi/4$ oproti měřenému celkovému proudu
- 4) Sečtení nového průběhu s naměřeným průběhem
- 5) Zjištění času t , ve kterém průběh získaný v kroku 4) nabývá maxima. Tento čas odpovídá okamžiku, kdy rezistivní složka nabývá maxima. Kapacitní složka proudu pak nabývá maxima v časech $(t \pm 1/4T)$, kde T je perioda signálu.
- 6) Zjištění amplitudy kapacitní složky z měřeného proudu na základě informací získaných v bodě 5).
- 7) Na základě informací získaných v 2), 5) a 6) lze generovat kapacitní proud a ten odečíst od celkového průběhu.

Výhodou této metody je, že není nutné měřit napětí na omezovači a není třeba znát ani kapacitu omezovače. Nevýhodou je, že při samostatném použití ji nelze aplikovat při zkreslených průbězích napájecího napětí [28] [29].

4. Praktická část – měření na omezovači při nestandardním napět'ovém namáhání

4.1 Úvod

Tato část se zabývá výsledky měření na omezovači přepětí při nestandardních napět'ových namáháních. Měření bylo realizováno v laboratořích VN na ČVUT FEL. V první části byla změřena kapacita svodiče. V dalších částech byl měřen proud a napětí na omezovači při standardním napět'ovém namáhání (50 Hz), následně při namáhání napětím o frekvenci 50 Hz

se superponovanou vysokofrekvenční složkou. Pro účely praktické části práce byl použit omezovač Raychem HDA-06 s následujícími parametry:

U_c	6 kV
U_r	7,5 kV
I_n	10 kA

kde

U_c *trvalé provozní napětí*

U_r *jmenovité napětí omezovače*

I_n *jmenovitý výbojový proud*

4.2 Měření kapacity omezovače

Ke změření kapacity omezovače byl použit přístroj MCP Precision CT2817 – Precision LCR meter. Změřené hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce.

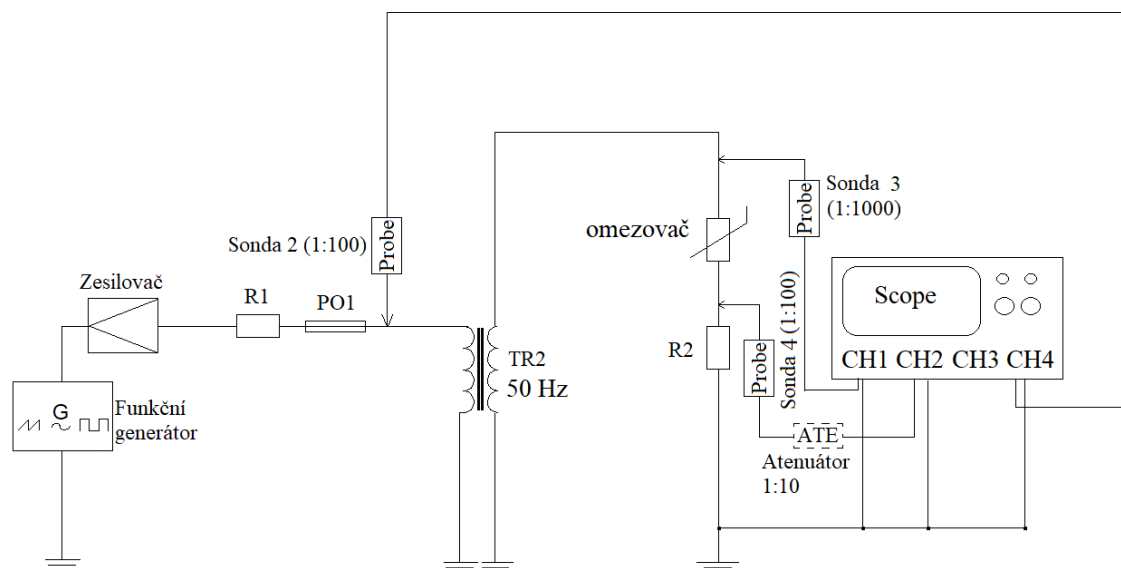
f (kHz)	C (pF)	tg δ
0,1	150	0,034
1	150	0,022
10	151	0,016
100	149,7	0,005

Tab. č.1 – měření kapacity omezovače

Vzhledem k frekvencím napětí použitých pro měření v následujících částech práce lze kapacitu považovat za frekvenčně nezávislý parametr omezovače. Při výpočtech je uvažována kapacita 150 pF.

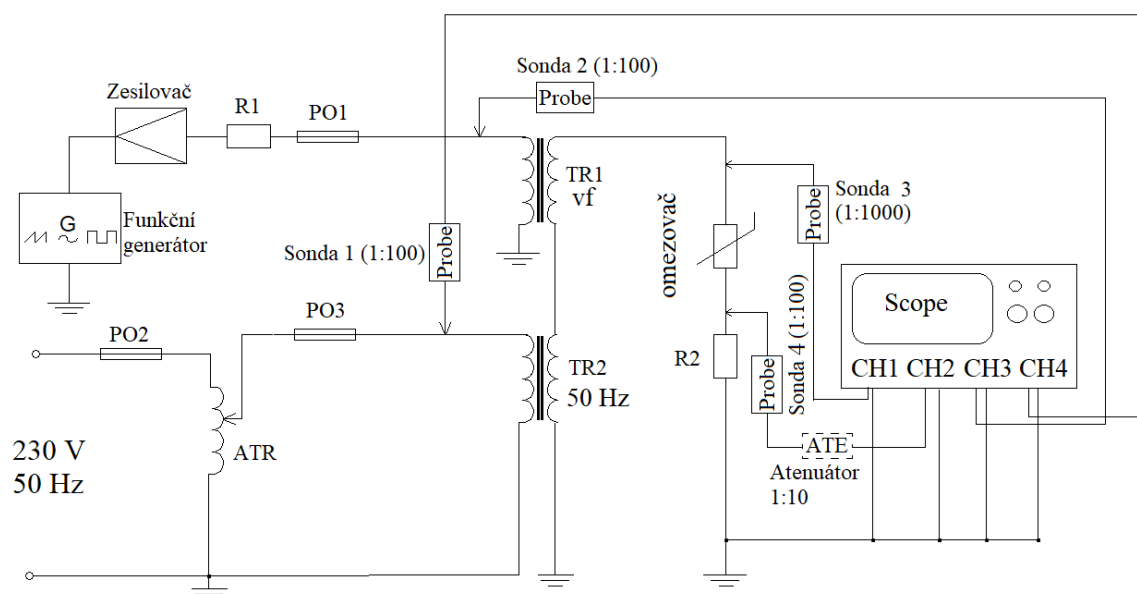
4.3 Schéma zapojení a použité přístroje

Pro měření při namáhání omezovače napětím o frekvenci 50 Hz bylo použito zapojení dle schématu na obr. 4.1.



Obr. 4.1 Schéma zapojení pro měření při 50 Hz

Pro měření při superponovaných složkách bylo použito zapojení dle schématu na obr. 4.2.



Obr. 4.2 Schéma zapojení pro měření při superponovaných vysokofrekvenčních složkách

Specifikace použitých přístrojů

Prvek zapojení	Označení ve schématu	Použitý přístroj
Sonda napěťová	Sonda 1	Fluke PM9100
Sonda napěťová	Sonda 2	Fluke PM9100
Sonda napěťová	Sonda 3	Tektronix P6015A
Sonda napěťová	Sonda 4	Fluke PM9100
Autotransfornátor	ATR	RFT Sparstelltrafo LSS010
Funkční generátor	Funkční generátor	Keithley 3390 50 Mhz
Zesilovač	Zesilovač	Yamaha Power Amplifier P7000S
Transformátor 50 Hz	TR2	Transformátor 120V/22kV
Transformátor vysokofrekvenční	TR1	Transformátor 110V/10kV
Snímací odpor pro měření proudu	R2	Odpor 1800 Ω
Odpor	R1	Odpor 1,6 Ω
Atenuátor 1:10	Atenuátor 1:10	20 dB model 50F-020
Osciloskop	Scope	Agilent DSO-X 3034A
Pojistka	PO1	
Pojistka	PO2	
Pojistka	PO3	
Omezovač	Omezovač	Raychem HDA-06

Tab.2 – přístroje použité při měření

Pozn.: Určení převodů transformátorů je uvedeno v přílohách.



Obr. 4.3 Fotografie měřícího pracoviště

4.4 Postup měření

Po sestavení pracoviště dle schémat zapojení uvedených výše bylo pomocí osciloskopu snímáno napětí a proud omezovačem nejdříve při namáhání 50 Hz a poté při namáhání 50 Hz se superponovanou vysokofrekvenční složkou pro různé hodnoty efektivních napětí. Proud byl měřen na snímacím odporu R2 dle schémat zapojení uvedených výše. Při měření se superponovanou vysokofrekvenční složkou byly zvoleny různé opakovací frekvence superponovaných pulsů a různé procentní hodnoty zkreslení, které byly zvoleny dle *peak-to-peak* (špička-špička) velikosti napětí pro sinusový průběh:

$$U_{puls} = \frac{\text{požadovaná hodnota zkreslení}(\%)}{100} \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{ef\ sin} \quad (4.1)$$

kde

U_{puls} špičková hodnota napětí superponovaného pulsu

$U_{ef\ sin}$ efektivní hodnota napětí sinusového průběhu

Vlastní frekvence superponovaných pulsů byla zvolena 5 kHz. Požadované hodnoty napětí byly nastavovány pomocí autotransformátoru a funkčního generátoru dle sledování na osciloskopu (viz schéma zapojení).

Hodnoty efektivního napětí, zkreslení a opakovací frekvence, které byly použity, jsou uvedeny v následujících tabulkách. Pro každou hodnotu napětí byly použity postupně všechny hodnoty zkreslení (10%, 20%, 30%) a všechny opakovací frekvence (800Hz, 1000Hz, 1250Hz, 1500Hz).

Měření při 50 Hz:

U (kV)
6
7,5
9

Tab. 3 – Parametry použitého omezovače

Měření se superponovanou vysokofrekvenční složkou:

Opakovací frekvence (Hz)	U (kV)	Zkreslení (%) peak-to-peak
800	6 ; 7,5 ; 9	10 ; 20 ; 30
1000	6 ; 7,5 ; 9	10 ; 20 ; 30
1250	6 ; 7,5 ; 9	10 ; 20 ; 30
1500	6 ; 7,5 ; 9	10 ; 20 ; 30

Tab. 4 - Parametry použitých napětí při měření na omezovači

Podrobnější údaje jsou uvedeny v přílohách.

4.5 Výpočet rezistivní složky proudu a ztrátového výkonu

Numerické výpočty rezistivní složky proudu a ztrátového výkonu byly provedeny v Matlabu. Nejprve byla provedena filtrace získaných průběhů napětí a proudů pomocí Fourierovy transformace. Po přechodu do frekvenční oblasti pomocí rychlé DFT byly ve frekvenční oblasti odstraněny vysokofrekvenční složky a následně pomocí inverzní DFT byly získány filtrované časové průběhy napětí a proudu. Z měřených průběhů byly pro další výpočty odfiltrovány složky nad 20 kHz. Kapacitní složka proudu omezovačem byla získána pomocí derivace napětí na základě znalosti kapacity omezovače dle vztahu (4.2) (vzhledem k použitým opakovacím frekvencím a vlastní frekvenci superponovaných pulsů je kapacita považována za frekvenčně nezávislý parametr):

$$i_c = C \frac{du}{dt} \quad (4.2)$$

kde

i_c kapacitní proud

C kapacita svodiče

u napětí

t čas

Rezistivní složka proudu byla následně získána na základě znalosti kapacitního proudu a celkového proudu jako:

$$i_r = i_{tot} - i_c \quad (4.3)$$

kde

i_r *rezistivní složka proudu*

i_c *kapacitní složka proudu*

i_{tot} *celkový proud (měřený proud)*

Efektivní hodnoty rezistivní složky proudu byly určeny numericky pomocí lichoběžníkové integrace ze dvou period vypočteného průběhu rezistivní složky proudu dle vztahu:

$$I_{rEF} = \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{2T} i_r^2 dt} \quad (4.4)$$

kde

I_{rEF} *efektivní hodnota rezistivní složky proudu*

T *perioda*

i_r *rezistivní složka proudu*

t *čas*

Ztrátový výkon ve svodiči byl vypočítán numericky pomocí lichoběžníkové integrace na základě znalosti průběhu rezistivní složky proudu a napětí:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i_r \cdot dt \quad (4.5)$$

kde

P *ztráty*

T *perioda*

p *okamžitý výkon*

t *čas*

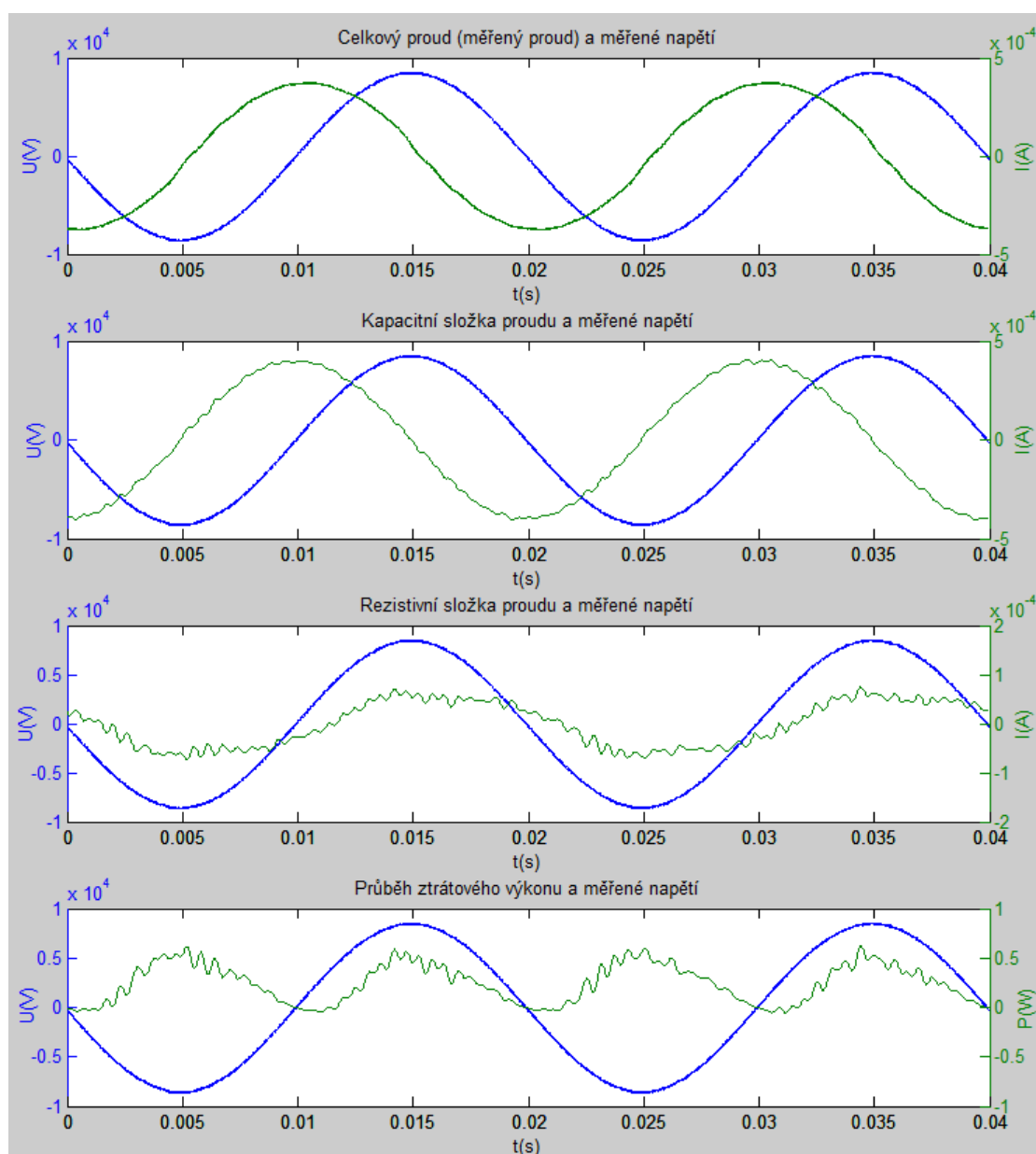
u *napětí*

i_r *rezistivní složka proudu*

Skript vytvořený v Matlabu pro výpočty je uveden v přílohách.

4.6 Průběhy naměřených a vypočtených veličin

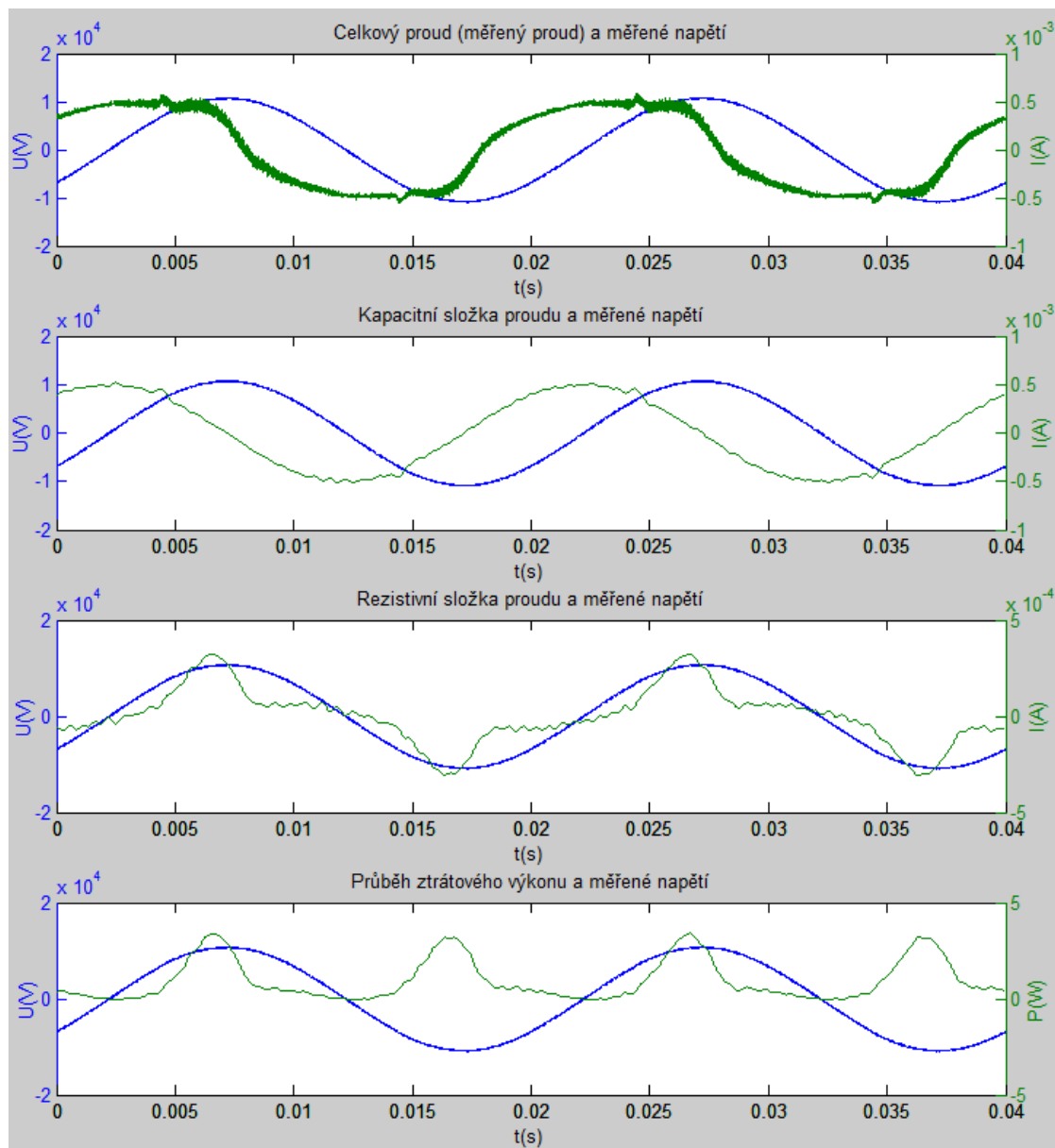
V této kapitole je pro ilustraci uvedeno několik příkladů vypočtených a naměřených průběhů veličin. Vzhledem k většímu počtu měření je zde uvedeno pouze několik příkladů. Na prvním obrázku (obr.4.4) jsou znázorněny průběhy pro měření při 6 kV/50 Hz.



Obr. 4.4 Průběhy veličin při měření 6 kV 50 Hz

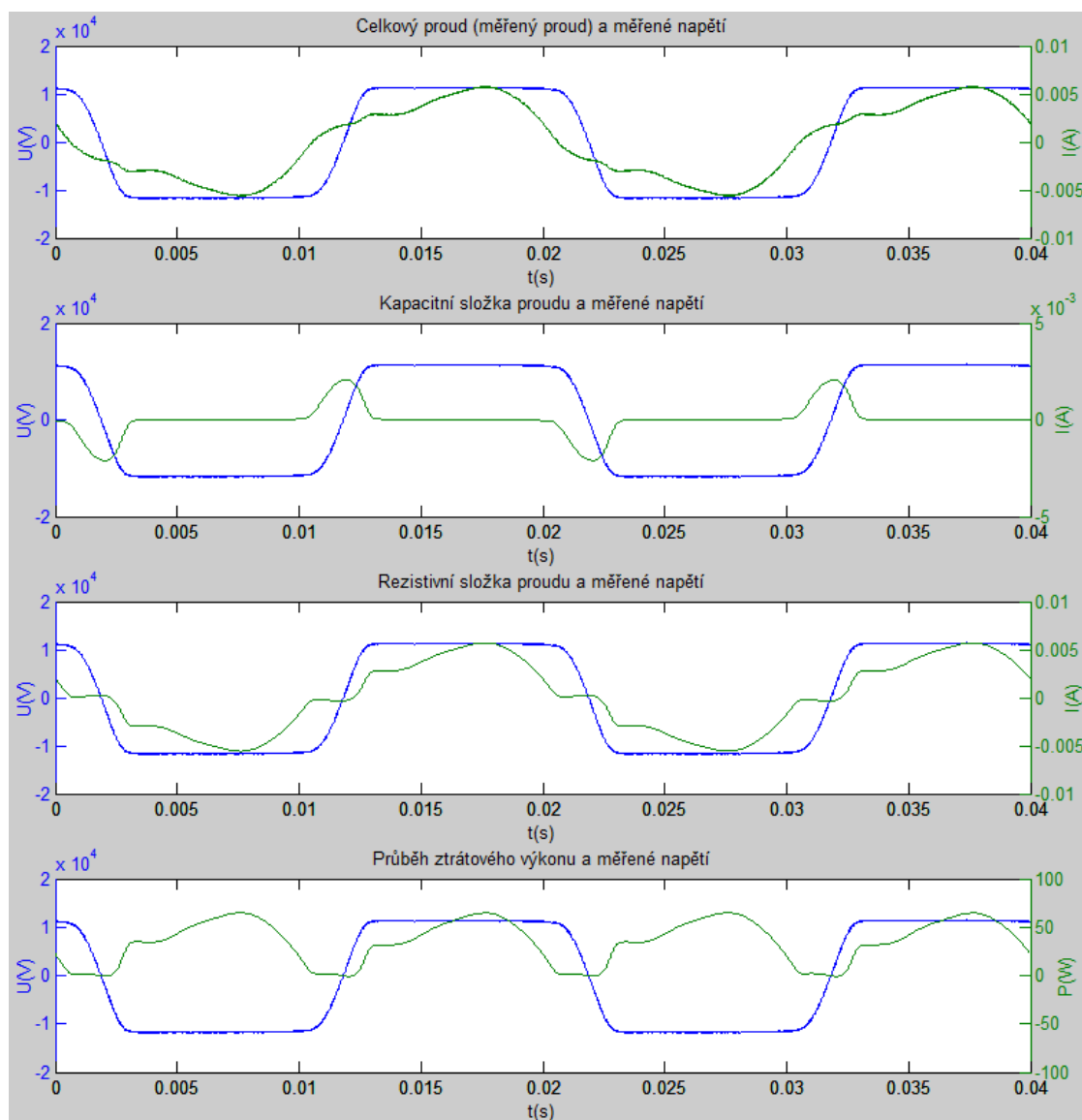
Z těchto průběhů je patrné, že při namáhání omezovače trvalým provozním napětím 6 kV (jmenovité napětí je 7.5 kV) převládá kapacitní složka proudu, jejíž průběh je téměř totožný s celkovým měřeným proudem.

Na obr. 4.5 jsou znázorněny průběhy pro měření při namáhání napětím 7.5 kV. U těchto průběhů veličin je již dobře patrný typický průběh rezistivní složky proudu.



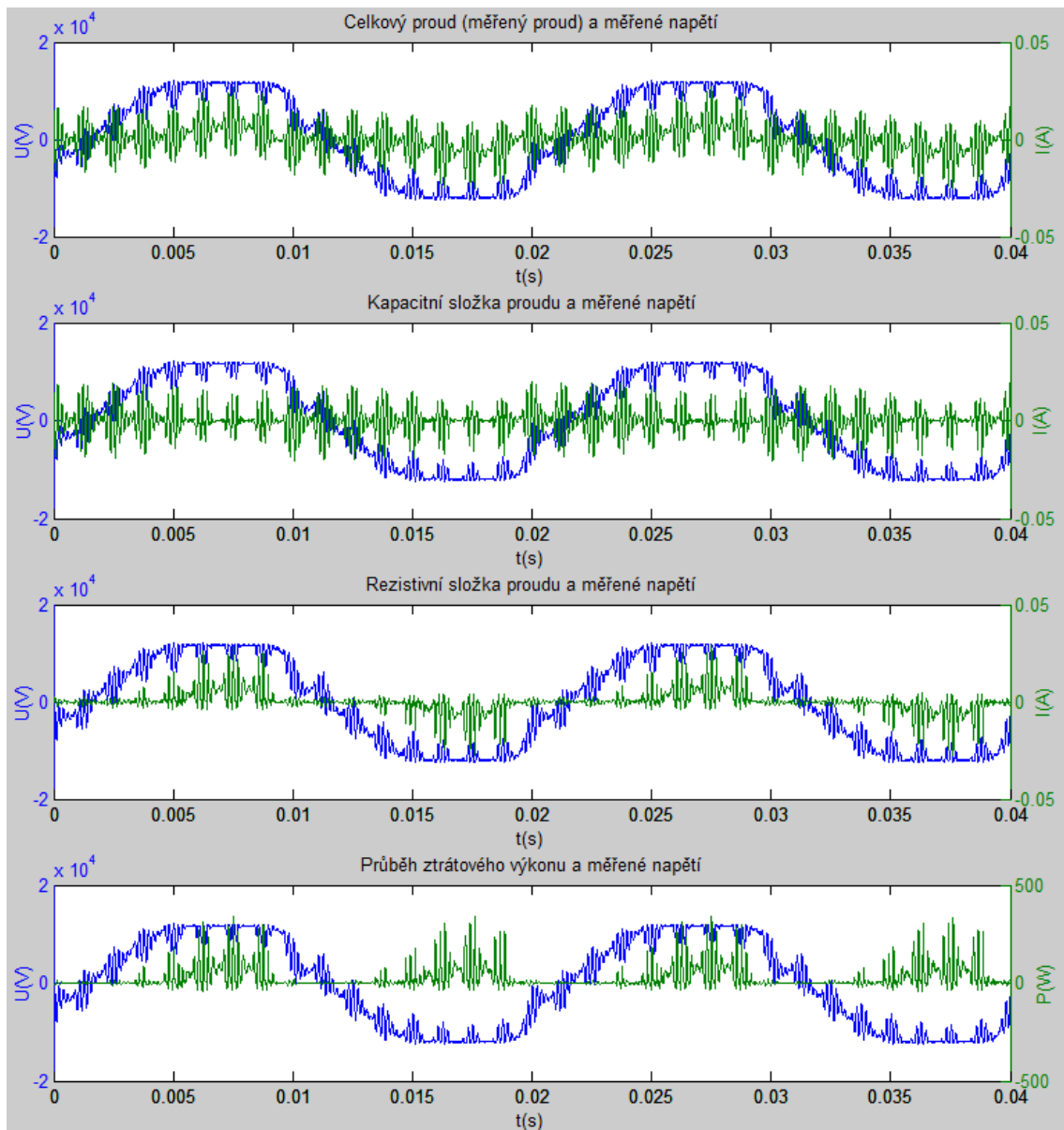
Obr. 4.5 Průběhy veličin při měření 7.5 kV 50 Hz

Na dalším obrázku obr 4.6 jsou znázorněny průběhy při napětí 9 kV/50 Hz. Při tomto napětí převládá rezistivní složka proudu a napětí je již varistorem omezeno.



Obr. 4.6 Průběhy veličin při měření 9 kV/50 Hz

Jako poslední příklad měřených a vypočtených průběhů jsou na obr 4.7 uvedeny výsledné průběhy pro měření při napětí 9 kV/50 Hz se superponovanými pulsy s opakovací frekvencí 1000 Hz a zkreslením 30 %.

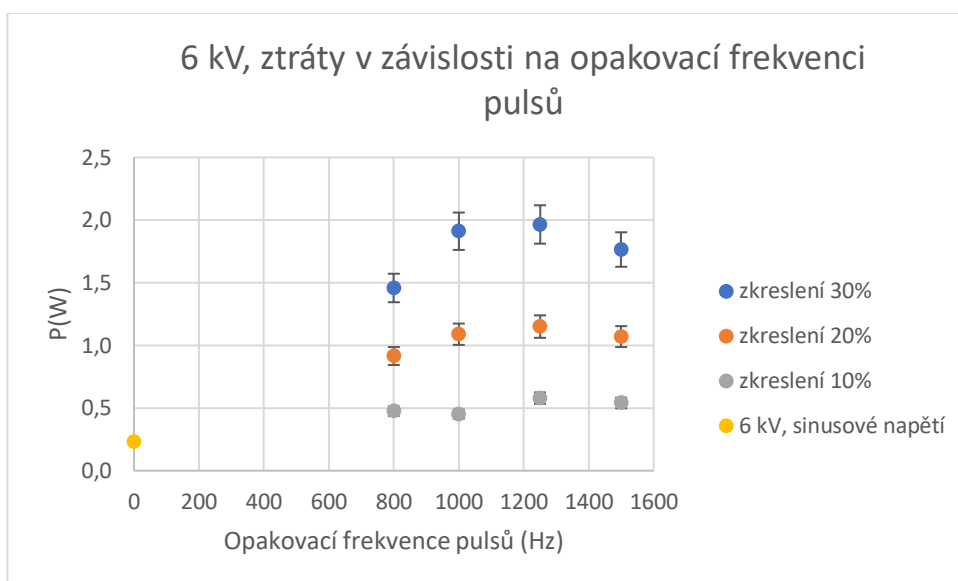


Obr. 4.7 Průběhy veličin při měření 9 kV 50 Hz 30% zkreslení s opakovací frekvencí 1000 Hz

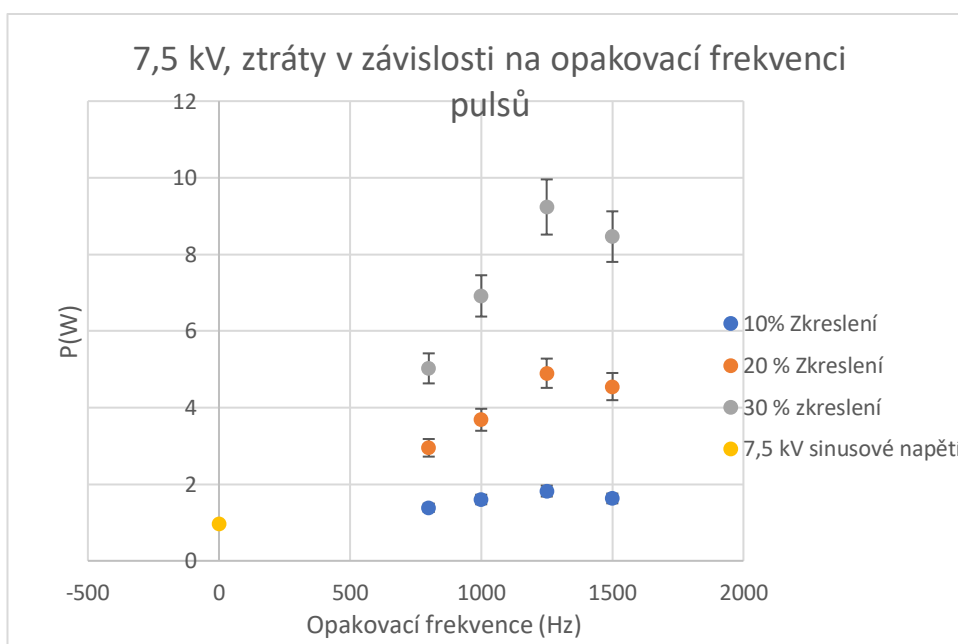
4.7 Závislost ztrát a na opakovací frekvenci superponovaných pulsů a míře zkreslení

V této kapitole je několik grafů se závislostmi ztrát na parametrech zkreslení. Vzhledem k většímu množství grafů jsou zde uvedeny pouze závislosti ztrát, neboť vnesené závislosti rezistivní složky proudu se jim velmi podobají. Grafy s vnesenými proudy jsou uvedeny v přílohách stejně jako odhad nejistot měření, který je součástí grafů v podobě chybových úseček. Odhadnuté nejistoty měření ztrát se pohybují okolo 7,5%.

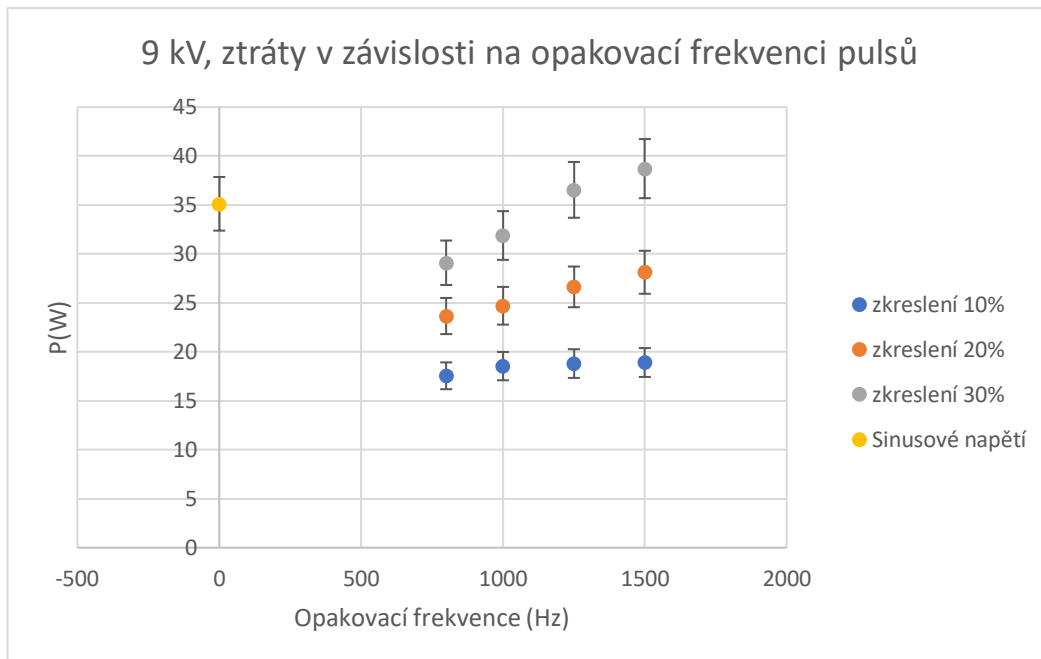
4.7.1 Závislost ztrátového výkonu na opakovací frekvenci superponovaných pulsů



Graf 1



Graf 2

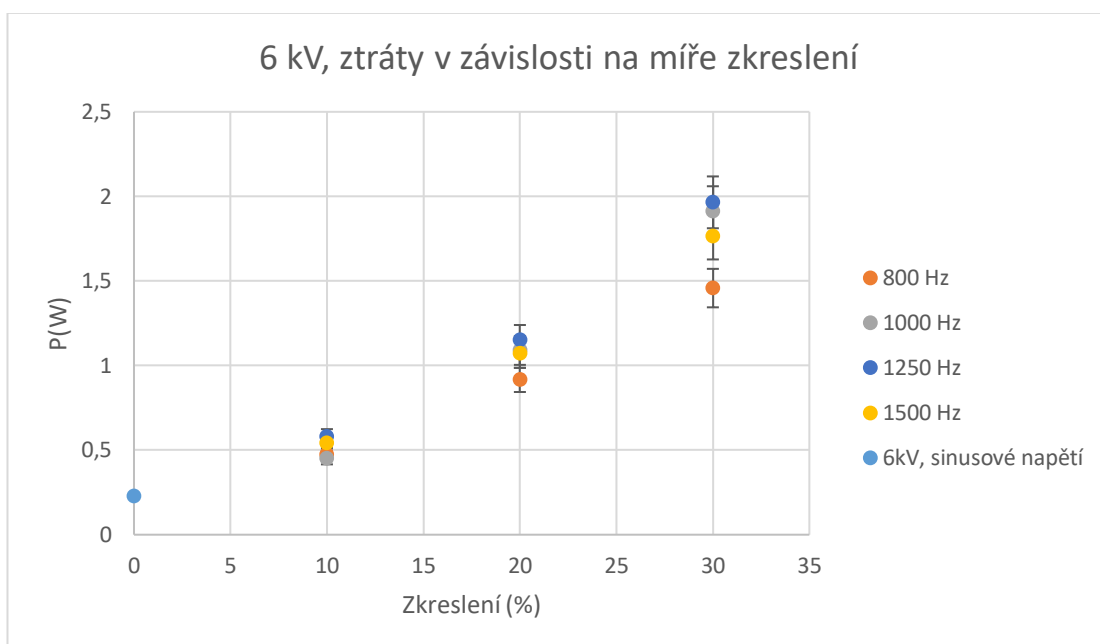


Graf 3

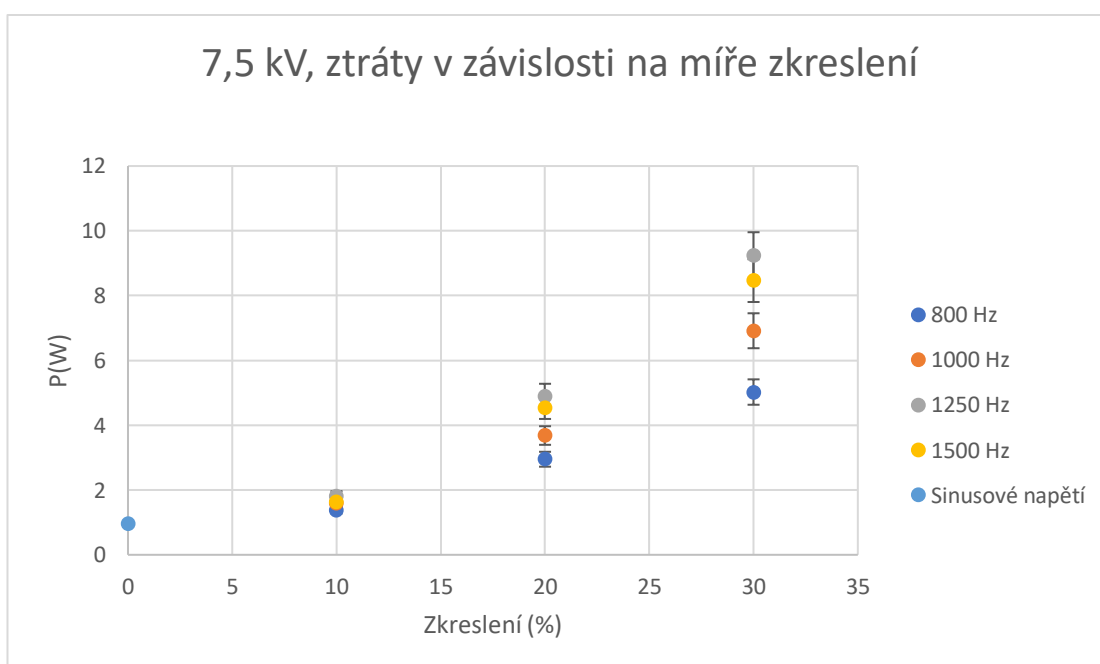
Z vynesných závislostí je patrné, že ztráty v omezovači vzrůstají s opakovací frekvencí superponovaných pulsů. Pouze u poslední použité opakovací frekvence lze pozorovat mírný pokles ztrát. Pro napětí 6 a 7,5 kV jsou ztráty při vysokofrekvenčním zkreslení vždy vyšší než při sinusovém průběhu. U 9 kV jsou ztráty při sinusovém průběhu větší než při zkreslených průbězích, avšak při těchto měřeních je již omezovač „otevřen“, tedy pracuje v oblasti velké voltampérové nelinearity. Z praktického hlediska jsou nejdůležitější měření při provozním napětí 6 kV a napětí 7,5 kV. V případě 6 kV je největší nárůst rezistivní složky proudu a ztrát při měření 6 kV s opakovací frekvencí 1250 Hz a zkreslení 30%, kdy ztráty jsou 8,6x větší a rezistivní proud 18,4x větší než při sinusovém namáhání. V případě 7,5 kV je největší nárůst rezistivní složky proudu a ztrát při též při měření 1250 Hz a 30% zkreslení, kdy ztráty jsou 9,6x větší a rezistivní proud 16,4x větší než při sinusovém namáhání.

Vzhledem k povaze měření se zde jedná o velmi malé vnitřní ztrátové výkony, které jsou nepatrné v porovnání s hodnotami absorbovatelné energie udávanými výrobcem (25,2 kJ za dobu 0,2 ms). Důležitější než vlastní hodnoty ztrát jsou proto jejich závislosti na parametrech zkreslení a porovnání se ztrátami při sinusovém průběhu. Při realizovaném laboratorním měření byl omezovač těmito napětími namáhán po velmi krátké doby. Otázkou, která by stála za prověření, tedy zůstává, jak by se omezovač choval, kdyby byl zkreslenému napětí vystaven po delší dobu.

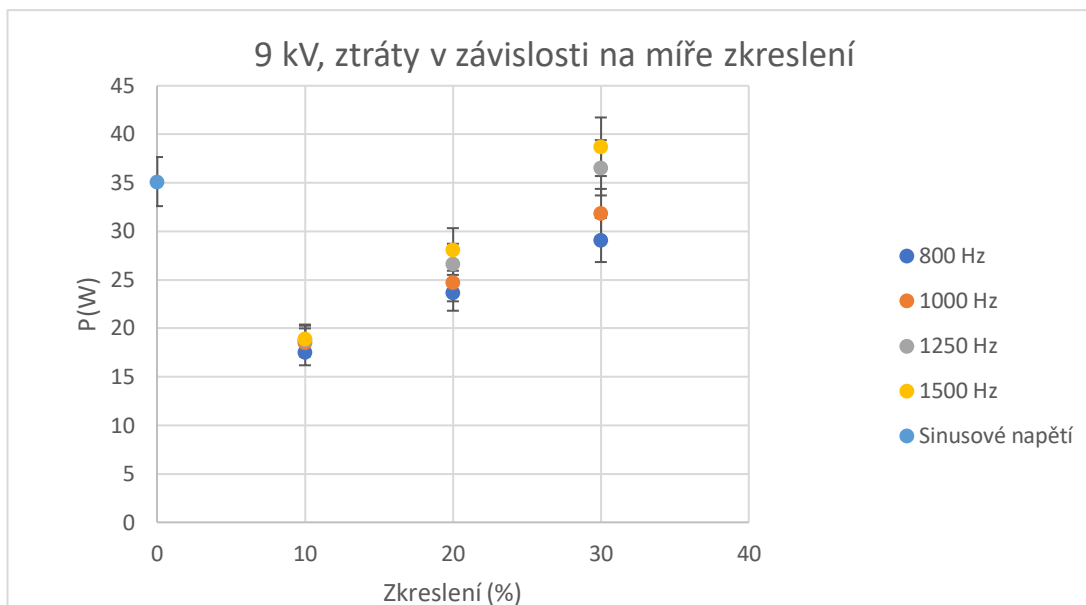
4.7.2 Závislost ztrátového výkonu na míře zkreslení napájecího napětí



Graf 4



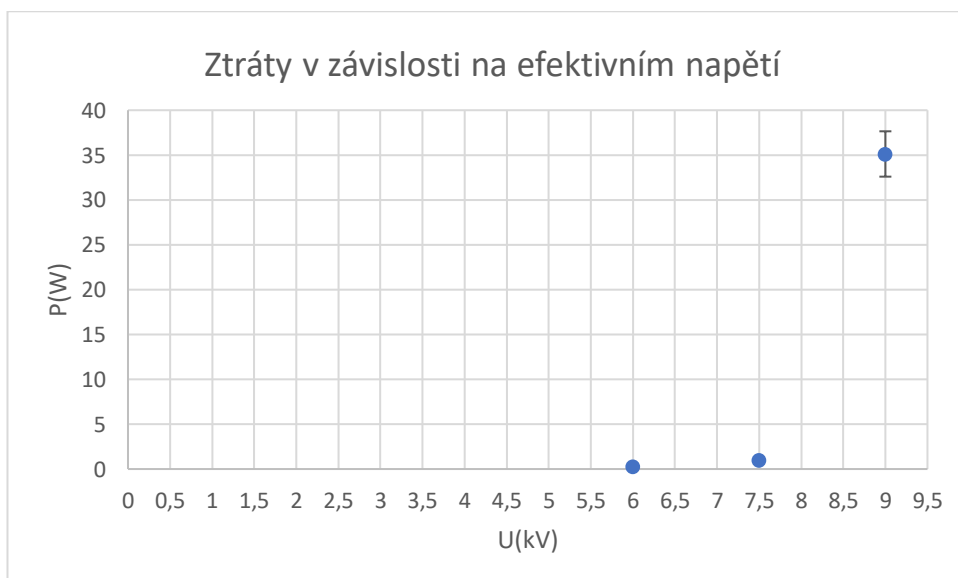
Graf 5



Graf 6

Z vynesných závislostí plyne, že ztráty v omezovači vzrůstají s procentní hodnotou zkreslení. Výjimkou je stejně jako v předchozím případě měření při 9 kV, kdy již omezovač pracuje v otevřeném stavu.

Porovnání ztrát v omezovači ve otevřeném, zavřeném a mezním stavu



Graf 7

Na tomto grafu (graf 7) jsou pro porovnání znázorněny ztráty v otevřeném, zavřeném a mezním stavu omezovače. Je zřejmé, že ztráty v zavřeném a mezním stavu jsou oproti otevřenému stavu nepatrné.

Závěr

Cílem teoretické části práce bylo nashromáždění dostupné literatury o vysokofrekvenčních zkresleních ve vysokonapěťových sítích a jejich možnými vlivy na omezovače přepětí. Ke zvolené tematice téměř neexistuje dostupná česká literatura a bylo tedy nutné čerpat převážně ze zahraniční literatury. Zejména článků o vlivu zkreslených napětí na vn omezovače přepětí není mnoho. Většina autorů se zabývá vlivem zkreslení na nižších frekvencích, o to více zajímavějším námětem pak bylo měření při superponovaných vysokofrekvenčních napětích.

Jak bylo ukázáno v kapitole č. 2., vzhledem k rozšiřování využívání aktivně spínaných měničů výkonové elektroniky je v různých situacích nezbytné uvážit možné negativní vlivy vysokofrekvenčních napětí na ostatní zařízení připojená v síti. Příkladem takových vlivů může být selhání izolace v důsledku rezonancí vyšších harmonických, které je motivací několika uvedených článků. Dle uvedené literatury se kmitočty rušivých napětí v soustavách s aktivními měniči většinou nachází v okolí celistvých násobků jejich spínací frekvence. Vznik rezonancí těchto harmonických pak závisí na parametrech soustavy.

Ve třetí části jsou popsány vybrané vlastnosti omezovače, důraz je kladen zejména na parametry náhradního schématu a jejich frekvenční závislosti. Je zde uvedeno několik článků zabývajících se vlivem různých nesinusových napětí na omezovač. V této části jsou také uvedeny některé používané metody pro výpočet rezistivní složky proudu. Vzhledem k tomu, že většina těchto metod předpokládá čistě sinusový průběh napájecího napětí, byl pro výpočet rezistivní složky proudu v praktické části práce zvolen jiný přístup.

Cílem praktické části práce bylo posoudit možné vlivy vysokofrekvenčních zkreslení na omezovač na základě laboratorních měření. Vzhledem k povaze měření, kdy byl snímán proud a napětí na omezovači a požadavku odhadu ztrát vzniklých v omezovači, bylo nutné použít numerické výpočty. Z naměřených průběhů napětí a proudu získaných pomocí osciloskopu byly následně pomocí numerických výpočtů provedeny odhady ztrát vznikajících v omezovači.

U všech výsledných závislostí lze konstatovat, že ztráty a rezistivní proud rostou se zvyšující se procentní hodnotou zkreslení. Výjimku tvoří měření při napětí 9 kV/50Hz, kdy je omezovač již otevřen a pracuje v oblasti velkých nelinearit. Při tomto měření byl ztrátový výkon větší při sinusovém napětí než při zkreslených napětích. Pro posouzení dlouhodobého vlivu na omezovač jsou významnější měření při napětí 6 kV a 7,5 kV. U měření při napětí 6 kV se jedná o velmi malé měřené proudy, velikostí srovnatelné s proudy vyvolanými okolním rušením. I přesto výsledné závislosti vykazují značnou podobnost s výsledky pro vyšší napětí.

Dlouhodobým svodem zbytkového proudu dochází ke stárnutí omezovače a je-li v důsledku zkreslených napětí zbytkový proud větší, nelze vyloučit rychlejší stárnutí varistoru. Při laboratorních měřeních byla realizována krátkodobá zatížení omezovače a bylo by přínosné též prověřit chování varistoru při delším namáhání zkresleným napětím.

Seznam použité literatury

[1] Volker Hinrichsen: „*Metal-Oxide Surge Arrester - Fundamentals*“ 1st edition , Siemens, 2001

Dostupné z:

<https://assets.new.siemens.com/siemens/assets/public.1495457519.64a37729c7408df1e15b39ca8c9cde8b957a5463.e50001-g630-h197-x-4a00-ableiterhandbuch-teil-1-a4.pdf>

[2] BENETKA, Tomáš: „*Ochrana sítí NN, VN, VVN proti přepětí*“ Plzeň, 2013, diplomová práce (Ing.) ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI, Fakulta elektrotechnická

Dostupné z: <https://theses.cz/id/ce45xr/>

[3] Mazel Abdel-Salam: „*High-Voltage Engineering: Theory and practise*“, BSP Books PVT.LTD., 2000

[4] Tom Bialek: „*Insulation System Protection with Zinc Oxide Surge Arresters*“ in IEEE Electrical Insulation Magazine Volume 15, Issue 1, Feb 1999

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/744584>

[5] Su-Bong Lee, Seung-Ju Lee, Bok-Hee Lee: „*Analysis of thermal and electrical properties of ZnO arrester block*“ in Current Applied Physics, Volume 10, Issue 1, Jan. 2010

Dostupné z:

https://www.researchgate.net/publication/243334854_Analysis_of_thermal_and_electrical_properties_of_ZnO_arrester_block

[6] Průcha L.: *Řady*, ČVUT, 2005, ISBN: 80-01-03221-3

[7] Pavelka J., Čeřovský Z., Lettl J. : *Výkonová elektronika*, ČVUT, 2009

[8] Ghorbani Jawad M., Mokhtari H.: „*Impact of Harmonics on Power Quality and Losses in Power Distribution Systems*“ in International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol.5, No. 1, February 2015

Dostupné z: <https://www.iaescore.com/journals/index.php/IJECE/article/download/5630/4798>

[10] Arillaga J., Watson N.R.: *Power system harmonics, 2nd edition*, 2003 ISBN:978-0-470-85129-6

[11] Math H.J. Bollen, Sarah K. Rönnberg: „*Primary and Secondary Harmonics Emission: Harmonic Interaction – a Set of Definitions* “ in 2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Oct 2016

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7783333/>

[12] K. Temma, F. Ishiguro, N. Toki, I. Iyoda and J. J. Paserba, „*Clarification and measurements of high frequency harmonic resonance by a voltage sourced converter*“ in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 1, pp. 450-457, Jan. 2005.

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1375126>

[13] Sarah K. Rönnberg, Aurora Gil-de Castro, Math H.J. Bollen, Antonio Moreno-Munoz and Enrique Romero-Cadaval, „*Supraharmonics from Power Electronics Converters*“ in IEEE 2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics, Sep. 2015

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7231133>

[14] L. Paulsson, B. Ekehov, S.Halen, T. Larsson, L.Palmqvist, A.-A. Edris, D. Kidd, A.J.F Keri, B. Mehraban : „*High-frequency impacts in converter-based back-to-back tie: the Eagle Pass installation*“ in IEEE Transactions on Power Delivery Volume: 18, Issue: 4, Oct. 2003

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1234700>

[15] Sarah K. Rönnberg, Math H. J. Bollen, Hortensia Amaris, Gary W. Chang, Irene Y.H. Gu, Lukasz H. Koceciak, Jan Meyer, Magnus Olofsson, Paulo F. Ribeiro, Jan Desmet: „*On waveform distortion in the frequency range of 2 kHz – 150 kHz – Review and research challenges*“ in Electric Power Systems Research, 2017

Dostupné z:

https://www.researchgate.net/publication/316837765_On_waveform_distortion_in_the_frequency_range_of_2_kHz-150_kHz-Review_and_research_challenges

[16] Lionel Levinson: „*Zinc Oxide Varistors – A Review*“ in American Ceramic Society Bulletin, April 1986

Dostupné z:

https://www.researchgate.net/publication/279896134_ZINC_OXIDE_VARISTORS_-_A_REVIEW

[17] Hanxin Zhu, M.R. Raghuveer: „*Influence of Representation Model and Voltage Harmonics on Metal Oxide Surge Arrester Diagnostics*“ in IEEE Transactions on Power Delivery (Volume: 16, Issue: 4, Oct 2001)

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/956743>

[18] M. Jaroszewski, K. Wieczorek, W. Bretuj, P. Kostyla: „*Capacitance Changes in Degraded Metal Oxide Varistors*“ in International Conference on Solid Dielectrics, Toulouse, France, 2004

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1350537/>

[19] Eduard Shulzhenko, Michael Rock, Matthias Birlé, Carsten Leu: „*Applying of Surge Arresters in Power Electronic Network Components*“, in International Conference on Lightning Protection, Shanghai, China, 2014

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6973252>

[20] Leela A.M., K.N. Ravi, V. Muralidhara, N. Vasudev, R.S. Shivakumara: „*Study of High Frequency Characteristics Of Metal Oxide Surge Arrester*“ in International Conference on Trends in Automation, Communications and Computing Technology (I-TACT-15), 2015

Dostupné z:

https://www.researchgate.net/publication/304170114_Study_of_High_Frequency_Characteristics_Of_Metal_Oxide_Surge_Arrester

[21] José Rodríguez, Jorge Pontt, César Silva, Rodrigo Musalem, Patricio Newman, René Vargas, Sergio Fuentes: „*Resonances and Overvoltages in a Medium-Voltage Fan Motor Drive With Long Cables in an Underground Mine*“, in IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 42, NO.3, MAY/JUNE 2006

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1634692>

[22] Jonathan Woodworth: „*Understanding gapped MOV arrester technology*“ in ArresterWorks 2016

Dostupné z:

http://www.arresterworks.com/arresterfacts/pdf_files/ArresterFacts_044%20%20Understanding%20Gapped%20MOV%20Technology.pdf

[23] Glen Medlin: „*Surge protection of distribution equipment*“ in Energize, 2009

Dostupné z: <https://www.ee.co.za/wp-content/uploads/legacy/01%20TD-Surge.pdf>

[24] Alexander Novitskiy, Steffen Schlegel, Dirk Westermann: „*Analysis of Supraharmonic Propagation in a MV Electrical Network*“ in 2018 19th International Scientific Conference on Electric Power Engineering

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8396041/>

[25] P. Bokoro, I.Jandrell: „*Mean life estimation of metal oxide surge arresters under harmonic distortion*“ in 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7555526>

[26] Pitshou Bokoro, Miidzo Hove, Ian Jandrell: „*A Statistical Analysis of Metal Oxide Varistor Current under Distorted Supply Voltage Conditions*“ in 2014 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)]

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6869437>

[27] Jaroslaw Luszcz: „*High Frequency Harmonics Emission in Smart Grids*“ in Power Quality Issues, 2013

Dostupné z: <https://www.intechopen.com/books/power-quality-issues/high-frequency-harmonics-emission-in-smart-grids>

[28] Novizon N., Zulkurnain A., Sayuti A. : , *A New Method to Separate Resistive Leakage Current of ZnO Surge Arrester*“ April 2008 ISSN:0854-8471

Dostupné z:

https://www.researchgate.net/publication/265286419_A_NEW_METHOD_TO_SEPARATE_RESISTIVE_LEAKAGE_CURRENT_OF_ZnO_SURGE_ARRESTER

[29] Shaha S., Thosar A.G., Moroney S.V.: , *Modified Shifted Current Method for Extraction of The Resistive Leakage Current of Metal Oxide Surge Arrester*“ in International Journal of Scientific and Engineering Research, Volume 6, Issue 5, May 2015

Dostupné z: <https://www.ijser.org/researchpaper/Modified-Shifted-Current-Method-for-Extraction-the-Resistive-Leakage-Current-of-Metal-Oxide-Surge-Arrester.pdf>

[30] Jinliang He, Chenlu Cheng, Jun Hu: , *Electrical degradation of double-Schottky barrier in ZnO varistors*“ in AIP Advances 6, 030701 (2016)

Dostupné z: <https://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.4944485>

Seznam použitých obrázků

1. Svodiče přepětí pro vn aplikace, jejich typy a vlastnosti

1.1 Přípojení přepětiových ochran - vytvořeno

1.2 Růžková bleskojistka – dostupné z: https://www.outech-havirov.cz/skola/files/knihovna_eltech/esp/prepeti_svodice_prepeti.pdf

1.3 Torokova trubice – dostupné z: <https://www.yourelectricalguide.com/wp-content/uploads/2018/09/expulsion-type-lightning-arrester-min.png>

1.4 Konstrukce ventilové bleskojistky – dostupné z :
<http://www.powerwiki.cz/attach/EN1Podklady/Elektroenergetika-1-Ochrany%20proti%20prepeti.pdf> (překresleno)

1.5 VA charakteristika ventilové bleskojistky- dostupné z :
<http://www.powerwiki.cz/attach/EN1Podklady/Elektroenergetika-1-Ochrany%20proti%20prepeti.pdf>

1.6 Konstrukce omezovače přepětí s porcelánovým pouzdem - dostupné z :
<http://www.powerwiki.cz/attach/EN1Podklady/Elektroenergetika-1-Ochrany%20proti%20prepeti.pdf>

1.7 Typická VA charakteristika omezovače přepětí v soustavě 420 kV – převzato z : Volker Hinrichsen: „*Metal-Oxide Surge Arrester - Fundamentals*“ 1st edition , Siemens, 2001

1.8 Porovnání VA charakteristik SiC a ZnO svodičů – dostupné z:
http://www.arresterworks.com/arresterfacts/pdf_files/ArresterFacts_044%20%20Understanding%20Gapped%20MOV%20Technology.pdf

2. Vznik superponovaných oscilačních napět'ových zkreslení v systémech vn

2.1 *Pasivní filtr* – vytvořeno

2.2 *Aktivní filtr vyšších harmonických* - vytvořeno

2.3 *Frekvenční pásma emisí různých typů měničů* – převzato z Jaroslaw Luszcz: „High Frequency Harmonics Emission in Smart Grids“ in Power Quality Issues, 2013

2.4 *Primární a sekundární emise* – převzato z Math H.J. Bollen, Sarah K. Rönnerberg: „Primary and Secondary Harmonics Emission: Harmonic Interaction – a Set of Definitions“ in 2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Oct 2016

2.5 *Systém FACTS s napět'ovým měničem* – převzato z K. Temma, F. Ishiguro, N. Toki, I. Iyoda and J. J. Paserba, „Clarification and measurements of high frequency harmonic resonance by a voltage sourced converter“ in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 1, pp. 450-457, Jan. 2005.

2.6 *Náhradní obvod pro analýzu FACTS systému* – převzato z K. Temma, F. Ishiguro, N. Toki, I. Iyoda and J. J. Paserba, „Clarification and measurements of high frequency harmonic resonance by a voltage sourced converter“ in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 1, pp. 450-457, Jan. 2005.

2.7 *Vysokofrekvenční zkreslení napětí na primární straně transformátoru měniče v soustavě FACTS*-převzato z: K. Temma, F. Ishiguro, N. Toki, I. Iyoda and J. J. Paserba, „Clarification and measurements of high frequency harmonic resonance by a voltage sourced converter“ in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 1, pp. 450-457, Jan. 2005.

2.8 *Průběh sdruženého napětí na svorkách AS motoru a jeho spektrum*- převzato z: José Rodríguez, Jorge Pontt, César Silva, Rodrigo Musalem, Patricio Newman, René Vargas, Sergio Fuentes: „Resonances and Overvoltages in a Medium-Voltage Fan Motor Drive With Long Cables in an Underground Mine“, in IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 42, NO.3, MAY/JUNE 2006

3. Omezovače přepětí při nesinusovém namáhání

3.1 *Pásový model dvojité Schottkyho bariéry* – převzato z: Jinliang He, Chenlu Cheng, Jun Hu: „Electrical degradation of double-Schottky barrier in ZnO varistors“ in AIP Advances 6, 030701 (2016)

3.2 Mikrostruktura ZnO varistoru a jeho náhradní obvod

Dostupné z: <https://www.nemasurge.org/how-spd-s-work/>

(část náhradní schéma – vytvořeno)

3.3 Závislost kapacity a ztrátového činitele ZnO varistoru na frekvenci – převzato z: Eduard Shulzhenko, Michael Rock, Matthias Birle, Carsten Leu: „*Applying of Surge Arresters in Power Electronic Network Components*“, in International Conference on Lightning Protection, Shanghai, China, 2014

3.4 Závislost paralelní rezistivity na frekvenci při pokojové teplotě – převzato z: Lionel Levinson: „*Zinc Oxide Varistors – A Review*“ in American Ceramic Society Bulletin, April 1986

3.5 Závislost elektrických ztrát a odváděného tepla na teplotě – převzato z: Volker Hinrichsen: „*Metal-Oxide Surge Arrester - Fundamentals*“ 1st edition , Siemens, 2001

3.6 Obdélníkové napětí aplikované na svodič – převzato z: Eduard Shulzhenko, Michael Rock, Matthias Birle, Carsten Leu: „*Applying of Surge Arresters in Power Electronic Network Components*“, in International Conference on Lightning Protection, Shanghai, China, 2014

3.7 Ztráty v závislosti na frekvenci (jednotlivých harmonických aplikovaného průběhu napětí) – převzato z: Eduard Shulzhenko, Michael Rock, Matthias Birle, Carsten Leu: „*Applying of Surge Arresters in Power Electronic Network Components*“, in International Conference on Lightning Protection, Shanghai, China, 2014

4. Praktická část – měření na omezovači při nestandardním napět'ovém namáhání

4.1 Schéma zapojení pro měření při 50 Hz - vytvořeno

4.2 Schéma zapojení pro měření při superponovaných vysokofrekvenčních složkách - vytvořeno

4.3 Fotografie měřícího pracoviště - vytvořeno

4.4 Průběhy veličin při měření 6 kV 50 Hz - vytvořeno

4.5 Průběhy veličin při měření 7.5 kV 50 Hz - vytvořeno

4.6 Průběhy veličin při měření 9 kV 50 Hz - vytvořeno

4.7 Průběhy veličin při měření 9 kV 50 Hz 30% zkruslení s opakovací frekvencí 1000 Hz - vytvořeno

Seznam použitých zkratk a jejich význam

Zkratka	Význam
vn	vysoké napětí
SiC	karbid křemíku
ZnO	oxid zinečnatý
vř	vysokofrekvenční
THD	total harmonic distortion
TDD	total demand distortion
PWM	pulse width modulation
PLC	power line communication
FACTS	Flexible alternative current transmissions systems
EMPT	Electromagnetic transients programs
FFT	Fast Fourier transform
VA	volt-ampérové
Bi ₂ O ₃	oxid bismutitý
DC	stejnoseměrný
AC	střídavý
DFT	diskrétní Fourierova transformace
MOV, MO	metal oxide varistor, metal oxide
p.u.	poměrná jednotka

Přílohy

A. Určení převodů transformátorů použitých při měření

Po sestavení pracoviště dle schémat uvedených ve vlastním textu práce byly nejprve vypočítány převody použitých transformátorů TR1 a TR2 dle následujících tabulek. Výsledný převod byl určen jako průměr ze čtyř hodnot získaných měření.

Určení převodu vysokofrekvenčního transformátoru

vn (kV)	nn (V)	Převod
2,090	3,100	674,194
3,290	4,880	674,180
4,850	7,200	673,610
5,790	8,650	669,364
	Ø	672,837

Určení převodu transformátoru 50 Hz

vn (kV)	nn (V)	Převod
1,540	6,590	233,670
3,100	13,200	234,850
4,210	18,000	233,890
5,610	23,800	235,714
	Ø	234,500

B. Skript pro výpočet rezistivní složky proudu a ztrát vytvořený v Matlabu

```
clear all;
close all;
clc

A=dlmread('scope_43.csv')      %nacteni dat CSV
t=A(:,1);                      %cas
y=A(:,2);                      %napeti
y2=(A(:,3));                   %ubytek na odporu pro mereni proudu
y=y-y2;                        %odecteni ubytku na odporu pro mereni proudu od
celkoveho mereneho napeti
y2=y2/98.5;                    %proud (1,8 kOhm odpor, 98.5 Ohm pro mereni s
atenuatorem)
dt=t(2)-t(1);                 %vzorkovaci perioda
Fs=1/dt;                       %vzorkovaci frekvence
Perioda=0.02;                 %perioda napeti

pocetVzorkuna4periody=round(((Perioda)/dt)*4);           %oriznuti na 4
periody nosne frekvence 0.02 je perioda (50 Hz)
t=t(1:pocetVzorkuna4periody);                          %oriznuti vektoru casu
```

```

y=y(1:pocetVzorkuna4periody); %oriznuti vektoru
napeti
y2=y2(1:pocetVzorkuna4periody); %oriznuti vektoru
proudu

N=length(y); %delka vektoru napeti
Nyquist=1/(2*dt); %vypocet Nyquistovy frekvence
df=1/(N*dt); %vypocet frekvencniho kroku
dolniproput=20000; %frekvence od které budou obrazy F-transformace
nulovány

filtr=round(dolniproput/df) %vypocet indexu od kterého budou obrazy
F-transformace nulovány

Y=fft(y); %rychla FT pro napeti - prechod do frekvencni
oblasti - napeti
f=-Nyquist:df:Nyquist-df; % vektor frekvenci
Y2=fft(y2); % fft proudu

r = filtr; % rozsah frekvenci které zůstanou zachovány

vek1 = zeros(size(Y));
vek1(1:r+1) = 1; % zapocitani zapornych frekvenci
vek1(end-r+1:end) = 1;
y_vek = ifft(Y.*vek1); % filtrovany signal

vek2 = zeros(size(Y2));
vek2(1:r+1) = 1; % zapocitani zapornych frekvenci
vek2(end-r+1:end) = 1;
y_vek2 = ifft(Y2.*vek2); % filtrovany signal
filtrovanyProud=real(y_vek2);
filtrovanyZkraceny=filtrovanyProud(1:length(filtrovanyProud)-1);

t1=t(1:length(t)-1); %casovy vektor upraveny pro plot vysledku
derivace v casove oblasti (diff zkracuje vektor o 1)
y2new=y2(1:length(y2)-1);

realna=real(y_vek); %vypocet kapacitniho a
rezistivniho proudu v casove oblasti
kap=((diff(realna)/(dt))*(150e-12));
rez=filtrovanyZkraceny-kap;
napetiZkr=y_vek(1:length(y_vek)-1);
p=rez.*napetiZkr; % u*i prubeh vykonu
pBezZaporu=p;

for n1 = 1:length(pBezZaporu) %vynulovani zapornych
hodnot v prubehu vykonu
if (pBezZaporu(n1)<0)
pBezZaporu(n1)=0;
end

end

pocetVzorkuNa1Periodu=round(Perioda/dt); %oriznuti
prubehu vykonu kvuli pocatecnim a koncovym podminkam pri vypoctu Ikap
pomoci derivace
oriznutyVykon=pBezZaporu(pocetVzorkuNa1Periodu:(3*pocetVzorkuNa1Perio
du));
oriznutyCasProOriznutyVykon=t1(pocetVzorkuNa1Periodu:(3*pocetVzorkuNa
1Periodu)); %oriznuti
prubehu proudu kvuli pocatecnim a koncovym podminkam pri vypoctu Ikap
pomoci derivace

```

```

oriznutyProud=rez (pocetVzorkuNa1Periodu: (3*pocetVzorkuNa1Periodu));
oriznutyCasProOriznutyProud=t1 (pocetVzorkuNa1Periodu: (3*pocetVzorkuNa
1Periodu));

subplot (7,1,1);
plotyy(t,y,t,y_vek)
title('Měřené napětí a napětí po filtraci')

subplot (7,1,2);
plotyy(t,y2,t,filtrovanyProud)
title('celkový proud (měřený proud) a celkový proud po filtraci')

subplot (7,1,3);
plotyy(t,y,t,y2)
title('Celkový proud (měřený proud) a měřené napětí')

subplot (7,1,4);
plotyy(t,y,t1,kap)
title('Kapacitní složka proudu a měřené napětí')

subplot (7,1,5);
plotyy(t,y,t1,rez)
title('Rezistivní složka proudu a měřené napětí')

subplot (7,1,6);
plotyy(t,y,t1,p)
title('Průběh ztrátového výkonu a měřené napětí')

subplot (7,1,7);
plot (oriznutyCasProOriznutyVykon,oriznutyVykon)
title('průběh ztrátového výkonu bez záporu')

proudEfektivni=sqrt (trapz (oriznutyCasProOriznutyProud, (oriznutyProud.
^2)))/(Perioda*2)); % vypocet efektivni slozky rezistivniho proudu,
ze dvou period po oriznuti proudu kvuli derivaci

vykonZtratovy=(trapz (oriznutyCasProOriznutyVykon,oriznutyVykon)/(Peri
oda*2)); % vypocet ztratoveho vykonu ze dvou po oriznuti prubehu ztrat
kvuli derivaci

```

Pozn.: Při použití atenuátoru došlo vzhledem k jeho vstupnímu odporu ke změně hodnoty snímacího odporu. Tato skutečnost je ve výpočtu respektována a pro výpočet při měření s atenuátorem je třeba použít hodnotu 98.5 Ω.

C. Tabulky s názvy CSV souborů a výsledky

Měření při 50 Hz				
Napětí (RMS)(kV)	Scope	Atenuátor	I _r (mA)	P(W)
6	50_6	ne	0,038	0,228
7,5	50_75	ne	0,137	0,959
9	50_9	ne	4,600	35,122

Opakovací frekvence 800 Hz					
Zkreslení (%) (peak to peak)	Napětí (RMS)(kV)	Scope	Atenuátor	I _r (mA)	P(W)
10	6	23	ano	0,185	0,475
10	7,5	24	ano	0,244	1,385
10	9	25	ano	2,800	17,556
20	6	26	ano	0,369	0,915
20	7,5	27	ano	0,805	2,950
20	9	28	ano	4,000	23,657
30	6	29	ano	0,562	1,458
30	7,5	30	ano	1,400	5,024
30	9	31	ano	5,300	29,100

Opakovací frekvence 1000 Hz					
Zkreslení (%) (peak to peak)	Napětí (RMS)(kV)	Scope	Atenuátor	I _r (mA)	P(W)
10	6	32	ano	0,175	0,451
10	7,5	33	ano	0,398	1,601
10	9	34	ano	3,000	18,543
20	6	35	ano	0,413	1,089
20	7,5	36	ano	0,960	3,682
20	9	37	ano	4,400	24,709
30	6	38	ano	0,701	1,911
30	7,5	39	ano	1,800	6,916
30	9	40	ano	5,900	31,883

Opakovací frekvence 1250 Hz					
Zkreslení (%) (peak to peak)	Napětí (RMS)(kV)	Scope	Atenuátor	I _r (mA)	P(W)
10	6	41	ano	0,221	0,579
10	7,5	42	ano	0,458	1,821
10	9	43	ano	3,100	18,805
20	6	44	ano	0,435	1,150
20	7,5	45	ano	1,200	4,897
20	9	46	ano	4,900	26,637
30	6	47	ano	0,700	1,965
30	7,5	48	ano	2,300	9,237
30	9	49	ano	6,700	36,546

Opakovací frekvence 1500 Hz					
Zkreslení (%) (peak to peak)	Napětí (RMS)(kV)	Scope	Atenuátor	Ir(mA)	P(W)
10	6	50	ano	0,213	0,540
10	7,5	51	ano	0,400	1,628
10	9	52	ano	3,300	18,911
20	6	53	ano	0,419	1,070
20	7,5	54	ano	1,200	4,549
20	9	55	ano	5,300	28,127
30	6	56	ano	0,662	1,765
30	7,5	57	ano	2,200	8,464
30	9	58	ano	7,300	38,714

D. Odhad nejistoty měření

Údaje o chybách přístrojů získané z datasheetů

<i>atenuátor</i>	2,5 %
<i>sonda 1000:1</i>	3%
<i>sonda 100:1</i>	2,5 %
<i>osciloskop</i>	2 %
<i>multimetr při daném rozsahu</i>	0,05 %

Měření bez atenuátoru

$$u_i = \sqrt{u_r^2 + u_{osc}^2 + u_{sond100:1}^2} = \sqrt{\left(\frac{0,02}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,025}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,0005}{\sqrt{3}}\right)^2} = 1,8\% \rightarrow 3,6\%$$

$$u_p = \sqrt{u_i^2 + u_{osc}^2 + u_{sond1000:1}^2} = \sqrt{u_i^2 + \left(\frac{0,02}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,03}{\sqrt{3}}\right)^2} = 3,6\% \rightarrow 7,2\%$$

$$k = 2$$

Měření s atenuátorem

$$u_i = \sqrt{u_r^2 + u_{osc}^2 + u_{aten}^2 + u_{sond100:1}^2} = \sqrt{\left(\frac{0,02}{\sqrt{3}}\right)^2 + 2 \cdot \left(\frac{0,025}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,0005}{\sqrt{3}}\right)^2} = 2,3\% \rightarrow 4,6\%$$

$$u_p = \sqrt{u_i^2 + u_{osc}^2 + u_{sond1000:1}^2} = \sqrt{u_i^2 + \left(\frac{0,02}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,03}{\sqrt{3}}\right)^2} = 3,9\% \rightarrow 7,8\%$$

$$k = 2$$

kde

u_i odhad nejistoty měření proudu

u_p odhad nejistoty měření výkonu

u_r nejistota měření odporu

u_{osc} nejistota při měření osciloskopem

u_{aten} nejistota atenuátoru

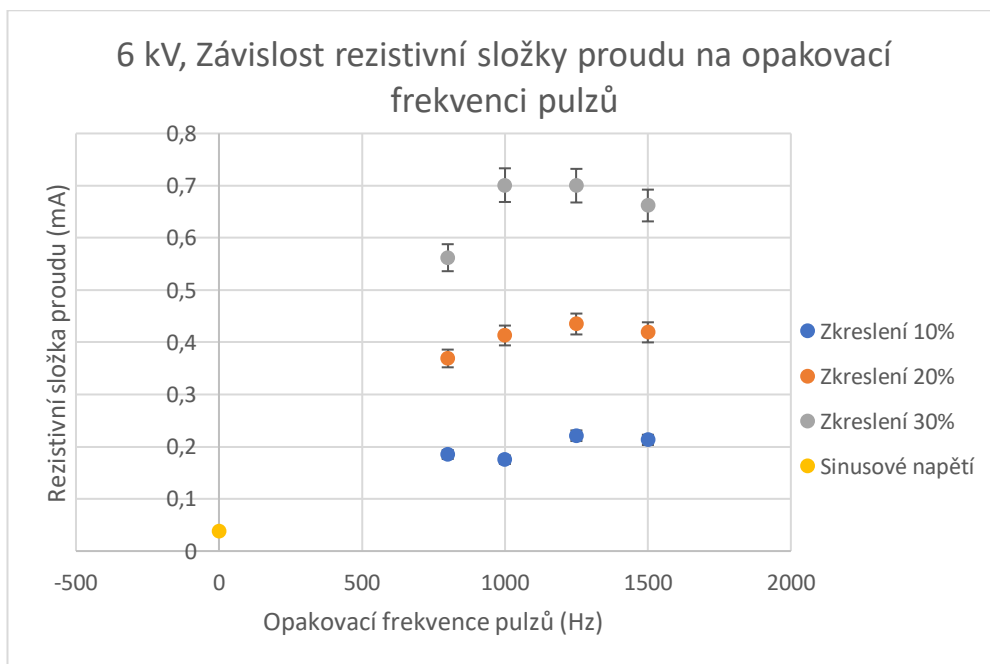
$u_{sond100:1}$ nejistota sondy 100:1

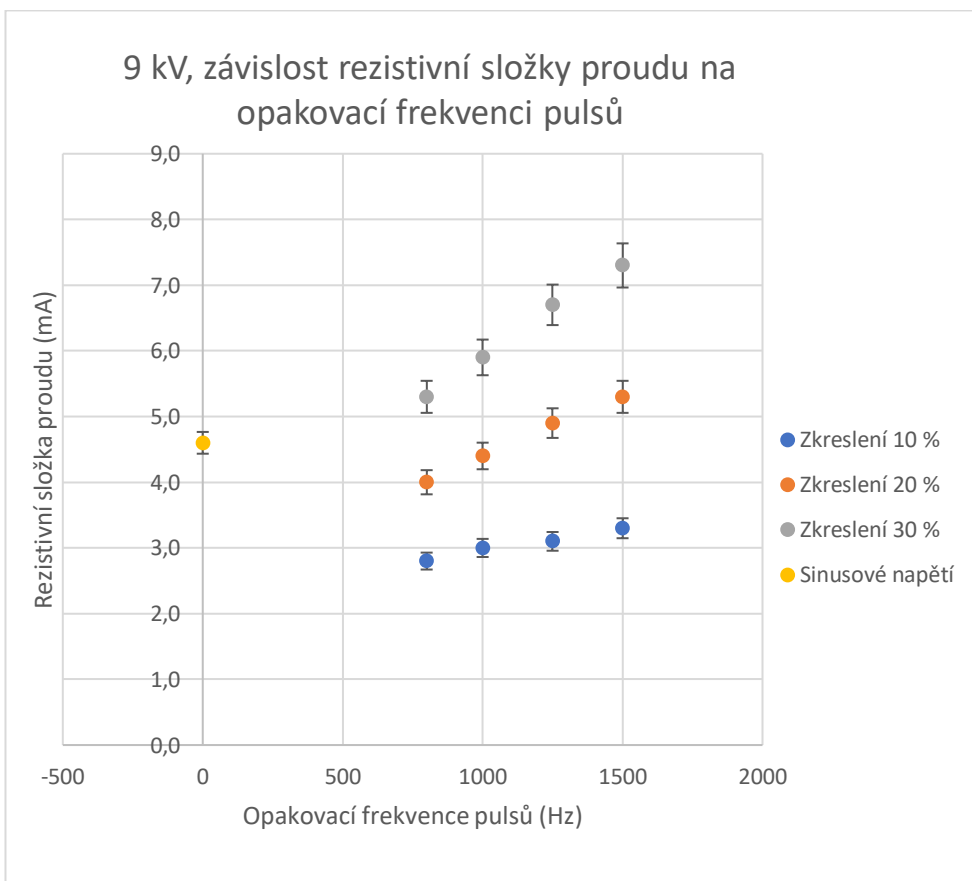
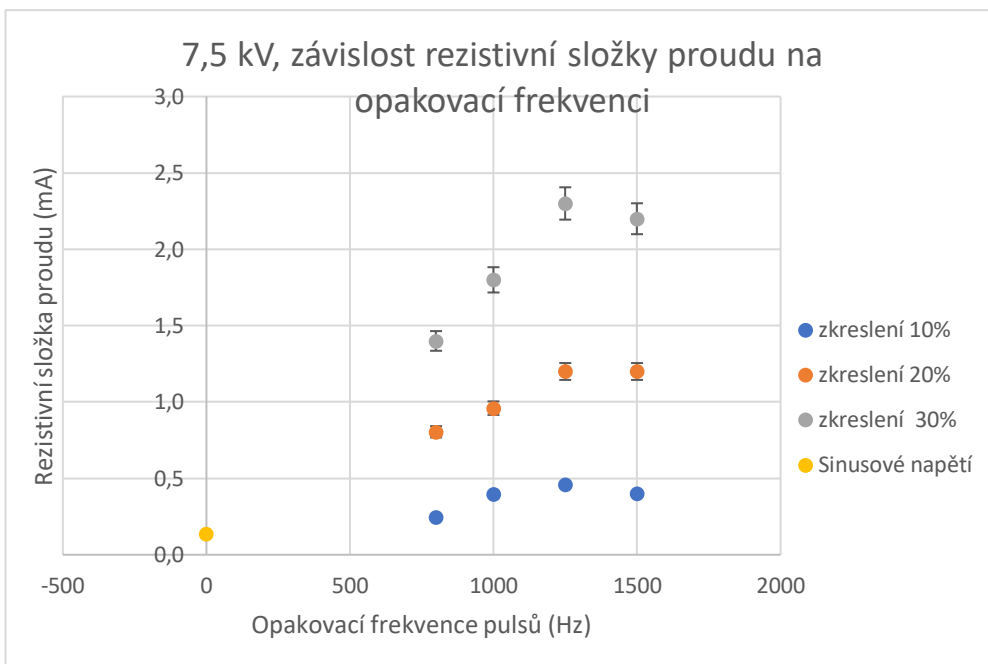
$u_{sond1000:1}$ nejistota sondy 1000:1

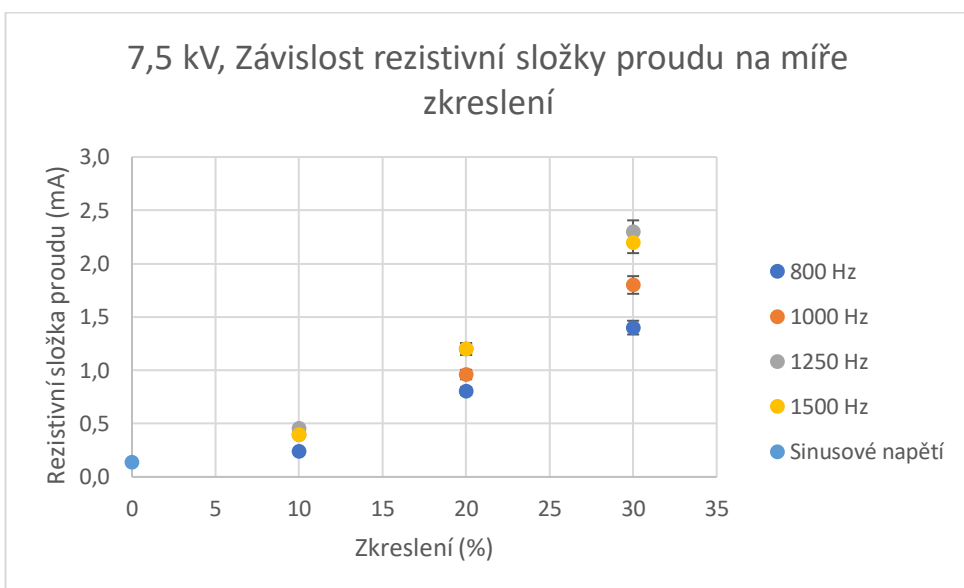
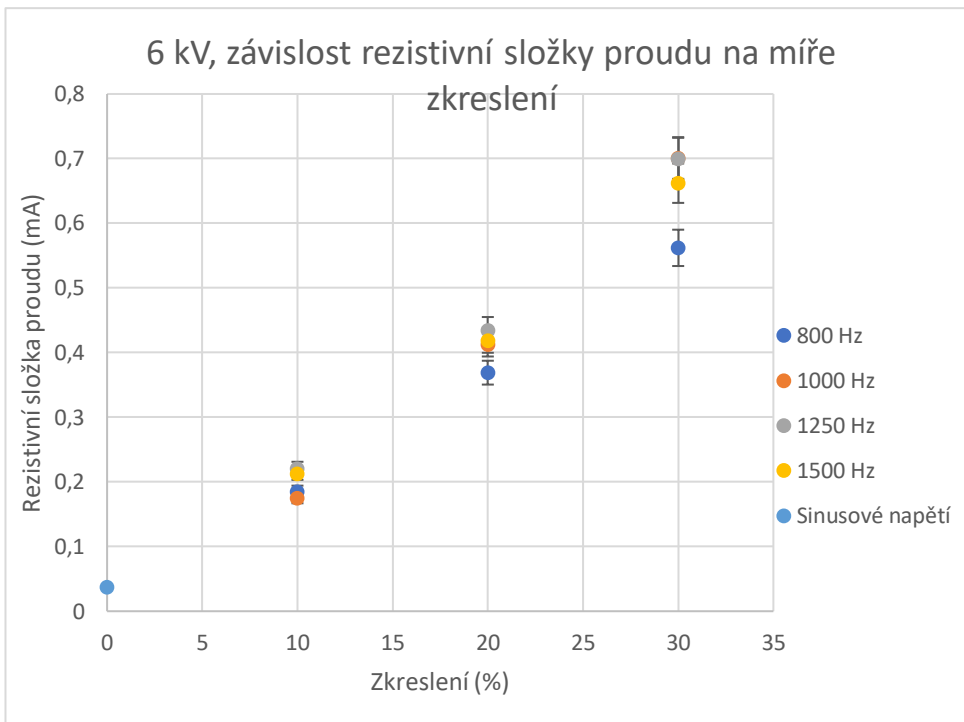
k koeficient rozšíření

Pozn.: Při odhadu nejistoty je uvažována pouze nejistota typu B a numerické výpočty jsou zanedbány. Je uvažováno přímé měření ztrát a proudu.

E. Výsledné závislosti rezistivní složky proudu na parametrech zkreslení







9 kV, závislost rezistivní složky proudu na míře zkreslení

