



**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

**Fakulta elektrotechnická**

**Katedra elektroenergetiky**

**Diagnostika vysokonapět'ových svodičů přepětí**

**Diagnostics of High Voltage Surge Arresters**

**Diplomová práce**

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

**Studijní specializace: Elektroenergetika**

**Vedoucí práce: doc. Ing. Radek Procházka, Ph.D.**

**Jméno studenta: Ivan Chromeček**





# ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ 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**  
Specializace: **Elektroenergetika**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Diagnostika vysokonapěťových svodičů přepětí**

Název diplomové práce anglicky:

**Diagnostics of high voltage surge arresters**

Pokyny pro vypracování:

- omezovače přepětí vvn a jejich funkce v elektroenergetickém systému,
- popis používaných diagnostických metod pro omezovače přepětí
- experimentální ověření vybraných diagnostických metod a jejich porovnání z hlediska náročnosti a výpovědischopnosti

Seznam doporučené literatury:

1. Česká technická norma ČSN EN 60099-5
2. Kuchler, A.: High Voltage Engineering: Fundamentals - Technology - Applications, Springer Vieweg, 2018

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**doc. Ing. Radek Procházka, Ph.D., katedra elektroenergetiky FEL**

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

Datum zadání diplomové práce: **06.09.2021**

Termín odevzdání diplomové práce: **04.01.2022**

Platnost zadání diplomové práce: **19.02.2023**

\_\_\_\_\_  
doc. Ing. Radek Procházka, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

\_\_\_\_\_  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

\_\_\_\_\_  
prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

### III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové 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 doc. Ing. Radku Procházkovi Ph.D. za cenné rady a připomínky a za jeho trpělivost, ochotu a vstřícnost při vedení mé práce.

## **Abstrakt**

Bezjiskřišťové svodiče přepětí na bázi ZnO dnes tvoří standard přepětiových ochran v distribučních a přenosových soustavách. Od svého uvedení v sedmdesátých letech se prokázaly jako velmi spolehlivá zařízení s obvykle očekávanou dobou životnosti v rozmezí 20 až 30 let. Jako jakýkoliv jiný prvek elektroenergetické soustavy i omezovače však podléhají různým typům degradace, která může v nejzazším případě vést k jejich tepelnému zničení. To může být velmi nebezpečné pro zařízení v soustavě, která je nutno chránit před účinky přepětí. Včasná diagnostika omezovače je důležitá pro plánování údržby či výměny zařízení. Tato práce se v první části věnuje popisu základních vlastností přepětí a omezovačů používaných v soustavách VN a VVN. Ve druhé části následuje popis principů metod používaných pro diagnostiku omezovačů. Třetí část se zabývá výsledky měření, která byla provedena na distribučním omezovači přepětí. V rámci práce byly implementovány různé metody výpočtu rezistivní složky celkového proudu omezovače za účelem porovnání výpovědischopnosti jednotlivých metod.

## **Klíčová slova**

Přenosová soustava, distribuční soustava, přepětí, omezovač, svodič, diagnostika, vysoké napětí, zbytkový proud, oxid zinečnatý

## **Abstract**

Metal oxide surge arresters are the state of art surge protection devices currently used in distribution and transmission power systems. Since their introduction in the 1970's they have proven themselves to be very reliable devices with an usual life expectancy about 20 to 30 years. However, as with any other equipment used in the power system, these devices experience various forms of degradation which can lead to a thermal runaway of the arrester. An early prediction of their state is important for decision, whether one should replace the arrester since its failure can be very dangerous for the protected equipment. First part of this thesis contains literature review on the basic properties of overvoltages in power systems and metal oxide surge arresters. The second part focuses on the principles of diagnostic methods used to determine the level of degradation of surge arresters. Final part of this thesis deals with the measurements that were performed on a distribution class surge arrester. Various methods of determining the resistive component of the total arrester current have been implemented for further comparison.

## **Keywords**

Transmission line, distribution power system, overvoltage, metal oxide surge arrester, surge arrester, diagnostics, high voltage, leakage current, zinc oxide





# Obsah

<b>Obsah</b> .....	<b>1</b>
<b>Seznam použitých zkratk a značek veličin</b> .....	<b>3</b>
<b>Úvod</b> .....	<b>5</b>
<b>1. Omezovače přepětí VVN a jejich funkce v elektroenergetickém systému</b> .....	<b>6</b>
1.1 Definice přepětí .....	6
1.2 Příčiny vzniku přepětí.....	6
1.3 Rozdělení přepětí z hlediska časových průběhů.....	7
1.4 Ochrany proti přepětí v sítích VVN a VN.....	9
1.5 Umíst'ování svodičů přepětí .....	11
1.6 Struktura varistoru ZnO.....	12
1.7 Konstrukce omezovačů ZnO .....	14
1.8 Základní parametry omezovačů přepětí .....	16
1.9 VA charakteristika omezovače ZnO.....	18
1.10 Náhradní obvodové schéma omezovače.....	19
1.11 Příčiny selhání omezovače .....	20
<b>2. Metody pro diagnostiku omezovačů přepětí</b> .....	<b>23</b>
2.1 Metody měření $I_r$ .....	23
2.1.1 Měření $I_r$ při stejnosměrném napájení .....	24
2.1.2 Přímý odečet amplitudy rezistivního proudu.....	24
2.1.3 Přístrojová kompenzace kapacitního proudu.....	25
2.1.4 Kompenzace kapacitního proudu VN můstkem.....	27
2.1.5 Kompenzace syntetickým kapacitním proudem .....	27
2.1.6 Výpočetní metody pro určení časového průběhu $i_r(t)$ .....	28
2.2 Metody měření $I_3$ .....	33
2.2.1 Harmonická analýza proudu .....	33
2.2.2 Měření $I_3$ s kompenzací vlivu napěťové třetí harmonické.....	36

2.2.3 Kompenzace kapacitního proudu kombinací proudu tří fází .....	38
2.3 Metoda referenčního napětí $U_{ref}$ .....	39
2.4 Měření ztrát $P$ .....	40
2.5 Měření teploty omezovačů .....	41
2.5.1 Termografická měření .....	41
2.5.2 Kontaktní měření teploty .....	46
<b>3 Ověření vybraných diagnostických metod .....</b>	<b>48</b>
3.1 Měřicí pracoviště a popis provedených měření .....	48
3.2 Filtrace naměřených signálů .....	50
3.3 Přímý odečet amplitudy rezistivního proudu .....	51
3.4 Diferenciální metoda .....	52
3.5 Metoda bodu na křivce (POW) .....	55
3.6 Metoda časového posunu (Timeshift) .....	60
3.7 Shrnutí výsledků .....	63
<b>Závěr .....</b>	<b>65</b>
<b>Seznam použité literatury .....</b>	<b>68</b>
<b>Seznam použitých obrázků .....</b>	<b>71</b>
<b>Seznam tabulek .....</b>	<b>73</b>
<b>Seznam příloh diplomové práce .....</b>	<b>74</b>

## Seznam použitých zkratk a značek veličin

### Značky veličin

Pozn. Vektory a fázory jsou v textu (mimo rovnice) značeny tučně.

$C$	(F)	kapacita
$E$	(V/m)	intenzita elektrického pole
$f$	(Hz)	frekvence
$I, i$	(A)	proud
$I_3, i_3$	(A)	proudová třetí harmonická
$I_c, i_c$	(A)	kapacitní proud
$I_r, i_r$	(A)	rezistivní proud
$I_{RMS}$	(A)	efektivní hodnota proudu
$I_t, i_t$	(A)	celkový proud (total current)
$J$	(A/m <sup>2</sup> )	proudová hustota
$P$	(W)	výkon
$Q, q$	(C)	elektrický náboj
$R$	( $\Omega$ )	elektrický odpor
$T$	(K)	termodynamická teplota
$T$	(s)	perioda, časová konstanta - odlišení od teploty je zřejmé z kontextu
$t$	(s)	čas
$U, u$	(V)	napětí
$U_3, u_3$	(V)	napěťová třetí harmonická
$U_{RMS}$	(V)	efektivní hodnota napětí
$W_{th}$	(J)	teplo
$X$	( $\Omega$ )	reaktance
$Z$	( $\Omega$ )	impedance
$\omega$	(rad/s)	úhlová frekvence

## Zkratky

AC	střídavý
ANN	umělá neuronová síť ( <i>artificial neural network</i> )
DC	stejnoseměrný
DFT	diskrétní Fourierova transformace
GIS	plynem izolované stanice ( <i>gas insulated substation</i> )
IR	infračervený
MO	oxidy kovů ( <i>metal oxide</i> )
MOSA	svodiče přepětí na bázi oxidů kovů ( <i>metal oxide surge arresters</i> )
MTN	měřicí transformátor napětí
MTP	měřicí transformátor proudu
p.u.	poměrná jednotka
POW	metoda bodu na křivce ( <i>point on wave method</i> )
RC	odporově-kapacitní
SAW	povrchová akustická vlna ( <i>surface acoustic wave</i> )
VA	voltampérová
vf	vysokofrekvenční
VN	vysoké napětí
VVN	velmi vysoké napětí

## Vzorce chemických sloučenin

$\text{Bi}_2\text{O}_3$	oxid bismutitý
$\text{CoO}$	oxid kobaltnatý
EVA	ethylenvinylacetát
$\text{Sb}_2\text{O}_3$	oxid antimonitý
$\text{SF}_6$	hexafluorid sírový
$\text{SiC}$	karbid křemíku
$\text{ZnO}$	oxid zinečnatý

## Úvod

Omezovače přepětí ZnO byly poprvé představeny v 70. letech minulého století a v současnosti představují standard přepětových ochran v široké škále aplikací v sítích VN a VVN. V přenosových a distribučních soustavách jsou jedním z klíčových prvků zajišťujících jejich spolehlivý a bezpečný provoz. Nejen z této skutečnosti vyplývá snaha nalézt optimální diagnostické metody umožňující stanovit stav omezovačů v provozu. Příčinu těchto snah lze hledat také v nárůstu počtu automatizovaných elektrických stanic bez obsluhy, které jsou řízeny na dálku. Typická očekávaná životnost omezovačů ZnO se pohybuje mezi 20 a 30 lety a mnoho omezovačů prvních generací je již v provozu více než 20 let. Správné určení jejich stavu a stupně degradace je přínosné pro předpovědi jejich možných selhání, údržbu zařízení, plánování výměny či identifikaci problémů vyskytujících se v soustavě. V současnosti existuje několik používaných diagnostických metod, lišících se svou technickou náročností, použitelností při trvalém on-line monitoringu a schopností poskytnout uspokojivé informace o stavu daného omezovače. Nicméně v rámci diagnostiky vysokonapětových zařízení se jedná spíše o okrajovou problematiku vzhledem k vysoké spolehlivosti těchto prvků. Na druhou stranu může selhání omezovače představovat velké ekonomické škody, dojde-li v jeho důsledku ke zničení důležitých chráněných zařízení v soustavě. První část této práce je zaměřena na popis přepětí v elektroenergetických soustavách a základních vlastností omezovačů přepětí, jejich parametrů a využití v elektroenergetické soustavě. Ve druhé části následuje popis principů nejčastěji používaných metod pro diagnostiku omezovačů, které již byly uvedeny do provozu. Důraz je kladen zejména na metody, které zmiňuje norma ČSN EN IEC 60099-5. Třetí část této práce je věnována ověření vybraných diagnostických metod na základě měření provedených v laboratoři VN na FEL ČVUT.

# 1. Omezovače přepětí VVN a jejich funkce v elektroenergetickém systému

## 1.1 Definice přepětí

Přepětí je definováno jako napětí mezi fázemi či mezi fází a zemí, které přesahuje stanovenou hodnotu. Nejvyšší napětí soustavy  $U_{max}$  je efektivní hodnota sdruženého napětí, které se v dané síti vyskytuje za normálních podmínek v kterémkoliv místě a čase. Mezi fázovými vodiči je za přepětí považováno jakékoliv napětí přesahující amplitudu nejvyššího napětí soustavy  $U_{max}$ , tedy vyšší než  $\sqrt{2} \cdot U_{max}$ . Mezi fází a zemí jde o napětí vyšší, než je amplituda fázového nejvyššího napětí soustavy, tedy vyšší než  $\sqrt{2} \cdot U_{max} / \sqrt{3}$ . Přepětí se nejčastěji dělí dle příčiny vzniku a dle časového průběhu [1].

## 1.2 Příčiny vzniku přepětí

### Atmosférická přepětí

Vznik atmosférických přepětí (též vnějších přepětí) je spojen s bouřkovou činností a je jen obtížně předpověditelný. Pro kvantifikaci těchto přepětí se používají statistické metody. Pro konkrétní regiony se dlouhodobě zpracovávají údaje o četnosti bouřek a vypracovávají se tzv. izokeraunické mapy. Lze rozlišit tři základní typy příčin vzniku přepětí v síti v důsledku bouřkové činnosti.

Prvním a nejzávažnějším typem je přímý úder blesku do fázového vodiče. V tomto případě dochází k injekci bleskového proudu do vedení a šíření proudové a napěťové vlny na obě strany vedení. Tyto vlny se odráží v místech změny vlnové impedance vedení (na rozhraních elektrotechnických zařízení). V místech, kde dojde k překročení dielektrické pevnosti izolace pak mohou způsobovat přeskoky. Většina bleskových proudů injektovaných do vodičů dosahuje dle statistických údajů velikostí větších než 10 kA. V extrémních případech mohou dosahovat amplitud až 200 kA. Jejich průchodem vodiči dochází k úbytkům napětí na impedancích vedení, což vede ke vzniku přepětí. Zároveň dochází vlivem průchozího proudu k elektromagnetické indukci napětí na sousedních vodičích. Pro parametry přepětí je určující vrcholová hodnota a strmost nárůstu bleskového proudu. Vzniklá přepětí mohou dosahovat v amplitudě až hodnot v řádu megavoltů. Velikost těchto přepětí je následně vlivem přeskoků k zemi snížena z řádu MV na stovky kV.

Druhým typem jsou přepětí vyvolaná blízkým úderem blesku. Tato přepětí jsou způsobena elektromagnetickým polem blesku, které indukuje napětí v blízkých vodičích. Indukovaná přepětí nedosahují tak vysokých amplitud a energií jako přepětí vyvolaná přímým úderem blesku. Jejich amplitudy málokdy přesahují 300 kV. Z tohoto důvodu představují nebezpečí spíše v distribučních sítích než v přenosové soustavě.

Třetím typem jsou zpětné přeskoky způsobené údery do zemních lan či uzemněných stožárů, při kterých může dojít k takovému nárůstu napětí mezi fázovým vodičem a zemí, že dojde k zpětnému přeskoku podél izolátorů na fázový vodič [1, 2].

### **Provozní přepětí**

Provozní přepětí lze dělit na přepětí spínací a dočasná. Spínací přepětí vznikají následkem náhlých změn parametrů sítě spojených s různými spínacími pochody. Základním principem vzniku přepětí při vypínacích procesech je skutečnost, že v okamžiku vypínání je v induktivních reaktancích prvků soustavy nahromaděná určitá energie magnetického pole, která se nemůže skokově změnit. To vede k přechodnému ději a vzniku přepětí. Při spínacích procesech mohou přepětí vznikat v důsledku velkých nabíjecích proudů či následkem jiných jevů, např. Ferrantiho jevu. Mezi typické pochody vedoucí ke vzniku spínacích přepětí patří např. spínání nezatížených vedení, vypínání zkratů, vypínání malých induktivních proudů, vypínání kapacitních proudů aj. Amplituda a časové charakteristiky spínacích přepětí závisí na parametrech dané sítě a použitých spínacích přístrojů.

Dočasná přepětí se vyznačují relativně dlouhou dobou trvání a mohou být způsobena např. rezonančními a ferorezonančními jevy, zkraty či zemními spojeními v soustavách s izolovaným uzlem zdroje. Provozní přepětí mají dobu trvání obvykle v řádu milisekund až sekund [1, 2].

### **1.3 Rozdělení přepětí z hlediska časových průběhů**

Pro účely výpočtů a dimenzování elektrotechnických zařízení je třeba zavést typické časové charakteristiky přepětíových vln, které se mohou v soustavě vyskytnout a také definovat standardizované přepětíové vlny, které mají význam zejména pro napětíové zkoušky izolačních systémů, které jsou nedílnou součástí procesu koordinace izolace. Koordinací izolace rozumíme optimální dimenzování dielektrické pevnosti elektroenergetických zařízení z provozního a ekonomického hlediska. Na *obr 1.1* jsou znázorněny časové charakteristiky přepětí dle normy IEC 60071-1 [1, 2].

Třída	Nízkofrekvenční		Přechodné		
	Trvalé	Dočasné	Dlouhé čelo	Krátké čelo	Velmi krátké čelo
Napětová nebo přepětová vlna					
Časové a frekvenční rozsahy	$f = 50 \text{ Hz}$ or $60 \text{ Hz}$ $T_t \geq 3 \text{ 600 s}$	$10 \text{ Hz} < f < 500 \text{ Hz}$ $0,02 \text{ s} \leq T_t \leq 3 \text{ 600 s}$	$20 \mu\text{s} < T_p \leq 5 \text{ 000 } \mu\text{s}$ $T_2 \leq 20 \text{ ms}$	$0,1 \mu\text{s} < T_1 \leq 20 \mu\text{s}$ $T_2 \leq 300 \mu\text{s}$	$T_r \leq 100 \text{ ns}$ $0,3 \text{ MHz} < f_1 < 100 \text{ MHz}$ $30 \text{ kHz} < f_2 < 300 \text{ kHz}$
Standardizované přepětové impulzy					a
Standardizované napětové zkoušky	a	Krátkodobá zkouška sítovou frekvencí	Zkouška spínacím impulsem	Zkouška atmosférickým impulsem	a

\*a specifikuje příslušná organizace

Obr 1.1 Typy přepětových vln [1]

### Přepětové vlny s velmi krátkým čelem

Tyto přepětové vlny jsou typicky generovány následkem činnosti odpojovačů či poruch v rozvodných stanicích s plynovou izolací. V těchto stanicích se jako izolace používá hexafluorid sírový ( $\text{SF}_6$ ) a příčinou vzniku vln s velmi krátkým čelem jsou velmi rychlé přeskoky v tomto plynu. Vně stanice dochází obvykle k rychlému utlumení amplitud těchto vln a k prodloužení jejich charakteristických časových konstant do oblasti vln s krátkým čelem [1, 2].

### Přepětové vlny s krátkým čelem

Přepětové vlny s krátkým čelem vznikají obvykle v důsledku úderů blesků do vedení. Typicky mají tato přepětí dobu čela v rozmezí  $0,1$  až  $20 \mu\text{s}$  a dobu týlu až  $300 \mu\text{s}$ . Další možnou příčinou vzniku těchto vln je spínání reaktivních prvků bezprostředně blízkými spínacími přístroji. Příkladem může být odpojování nezatížených transformátorů či paralelních tlumivek. V těchto případech obvykle nedochází k významnému šíření přepětové vlny, ale může docházet k rychlé generaci opakovaných vln [1, 2].

### Přepětové vlny s dlouhým čelem

Tyto vlny jsou způsobeny obvykle spínacími operacemi a k jejich vzniku dochází vždy, když nemá napětí na počátku přechodného děje stejnou amplitudu a polaritu jako na jeho konci.



V bezetrátových obvodech může teoreticky docházet ke vzniku přepětí o amplitudách dosahujících až 200% velikosti síťového napětí. V elektroenergetických systémech však dochází vlivem ztrát k tlumení těchto oscilací tak, že obvykle pouze první dva až tři cykly mají významnou amplitudu. Příkladem operací vedoucích k vzniku těchto přepětí je spínání reaktivních prvků např. kondenzátorových baterií či reaktorů [1, 2].

### **Dočasná přepětí**

Dočasná přepětí lze charakterizovat relativně dlouhou dobou trvání a zanedbatelným či žádným tlumením oscilací. Amplitudy těchto přepětí lze předpovídat a jejich účinky na izolační systémy lze kategorizovat do oblasti ustálených stavů. Typickou příčinou vzniku těchto přepětí jsou různé poruchové či rezonanční stavy např.: [1, 2]

- rezonance způsobené nabíjením nezátížených vedení
- růst napětí na dlouhých nezátížených vedení (Ferrantioho jev)
- ferorezonance
- zkraty
- zemní spojení

### **1.4 Ochrany proti přepětí v sítích VVN a VN**

Vodiče, izolační systémy a ostatní zařízení v síti jsou v důsledku přepětí vystaveny zvýšenému napěťovému namáhání a jeho dynamickým a tepelným účinkům. To může vést k nesprávné funkci zařízení a v krajním případě k jeho zničení. Pro spolehlivý a bezpečný provoz elektroenergetické sítě je třeba vzniku přepětí předcházet a u přepětí již vzniklých omezit jejich účinky. Prostředek k zabránění vzniku přepětí v soustavách VVN představují zemní lana tažená souběžně s fázovými vodiči. Jejich účelem je zajištění co nejvyšší pravděpodobnosti, že případný bleskový výboj zasáhne spíše zemní lano než fázový vodič. K omezení účinků již vzniklých přepětí slouží zařízení obecně nazývaná svodiče přepětí. Existuje mnoho typů svodičů přepětí rozličných konstrukcí, avšak funkce kteréhokoliv typu je založena na jednom ze tří principů:

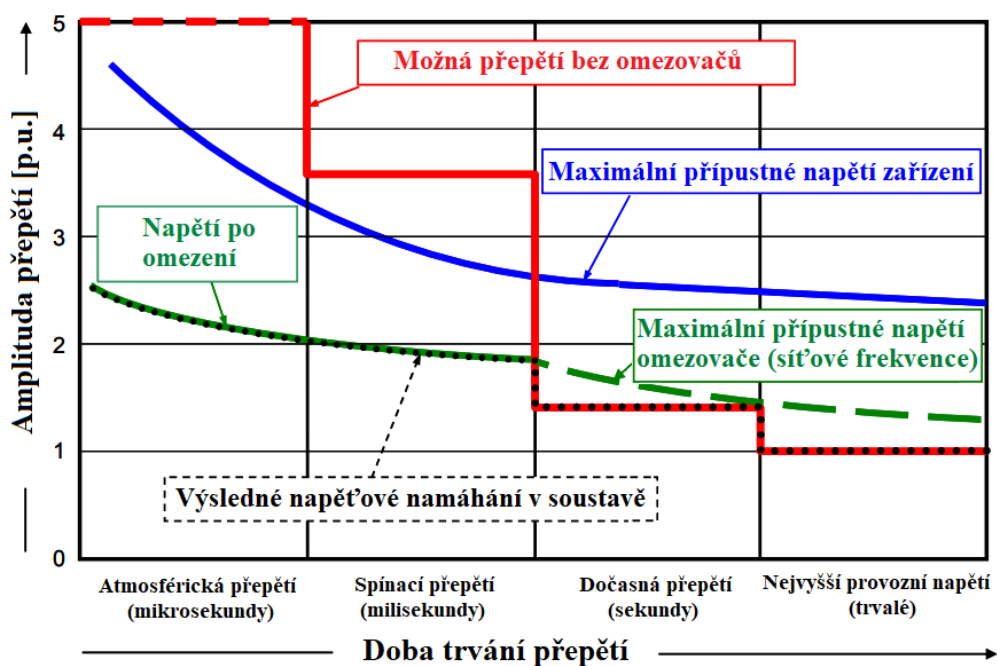
- princip napěťově závislého odporu (varistoru) – při vzniku přepětí dojde vlivem zvýšení napětí na svorkách svodiče k poklesu jeho impedance a svedení poruchového proudu do země
- princip jiskřiště – při překročení přeskokového napětí dojde k zapálení oblouku a svedení poruchového proudu do země
- kombinace předchozích principů

V minulosti byly standardem přepěťových ochran v distribučních a přenosových soustavách ventilové bleskojistky. Tyto sestávají z jiskřišť a omezovacích varistorů z karbidu křemíku (SiC).

V 70. letech 20. století byly poprvé představeny svodiče přepětí na bázi oxidů kovů MOSA (*Metal oxide surge arrester*). Většina těchto svodičů využívá varistorů na bázi oxidu zinečnatého (ZnO). Pro své výhody začaly postupně vytlačovat do té doby nejčastěji používané bleskojistky SiC. V dnešní době jsou ventilové bleskojistky sice ještě na mnoha místech v provozu, nicméně v nových instalacích a při obnovách zařízení se již obvykle používají MOSA svodiče. V případě bezjiskřišťových svodičů hovoříme o omezovačích přepětí. Většina jejich výhod oproti bleskojistkám vyplývá z absence jiskřiště:

- omezovače jsou konstrukčně jednodušší a díky tomu méně náchylné k poškození
- jejich zapůsobení není závislé na strmosti přepět'ové vlny (u bleskojistky na strmosti přepětí závisí zápalné napětí)
- následný proud omezovačem po svedení přepětí je téměř nulový
- ochrannou hladinu omezovače lze určit mnohem přesněji než u bleskojistky – u bleskojistky se jedná o statistický parametr z důvodu pravděpodobnostního charakteru přeskočení na jiskřišti

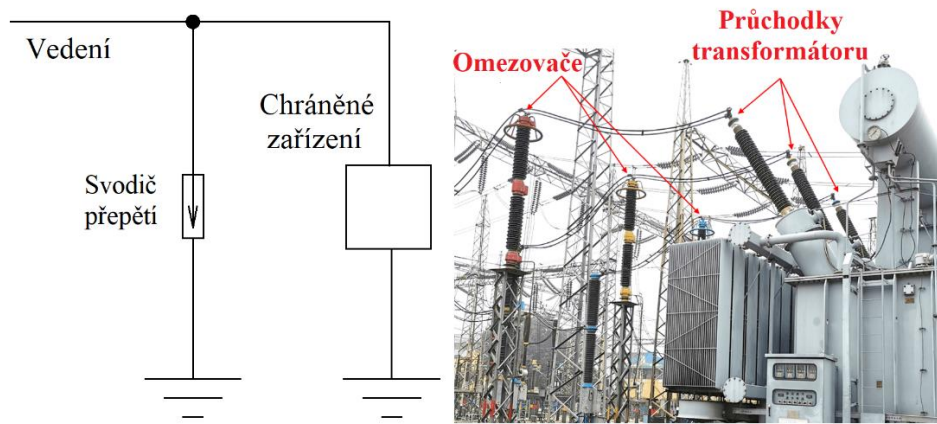
MOSA svodiče přepětí jsou dostupné v různých konstrukcích s či bez jiskřišť. Následující text bude věnován v současné době nejrozšířenějšímu typu svodičů přepětí – omezovačům přepětí ZnO (bezjiskřišťovým svodičům). Na obr. 1.2 jsou znázorněna typická přepětí, která se mohou v soustavě vyskytnout a vliv využití omezovačů k ochraně zařízení, jež jsou součástí této soustavy. Izolační systémy elektroenergetických zařízení jsou zpravidla dostatečně odolná vůči přepětím v oblasti dočasných přepětí, a ačkoliv se zkracující se dobou trvání přepětí jsou schopná odolávat vyšším napětím, je třeba počítat s možností výskytu atmosférických a spínacích přepětí přesahujících mez odolnosti. Právě v těchto případech se uplatní omezovače přepětí [1, 2].



Obr 1.2 Vliv omezovačů na výsledné napět'ové namáhání v soustavě [3]

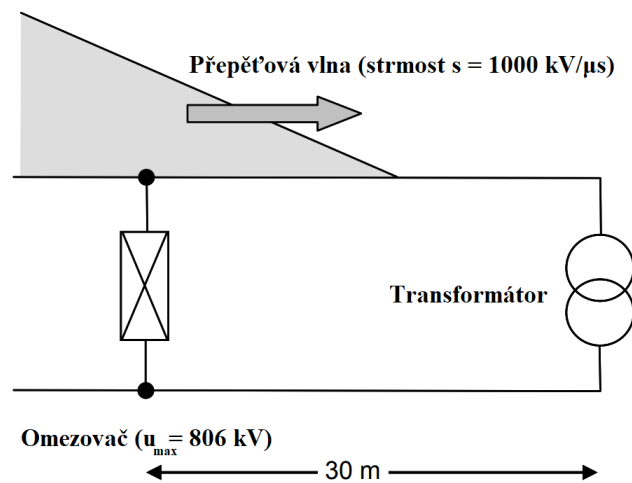
## 1.5 Umístování svodičů přepětí

Svodiče přepětí se v běžném provozním stavu chovají v podstatě jako izolátory. V případě vzniku přepětí svedou poruchový proud do země a tím ochrání příslušná zařízení před účinky přepětí. Svodiče se umísťují co nejbližší k chráněným zařízením nejčastěji mezi fází a zem tak, jak je to naznačeno na *obr 1.3*.



Obr 1.3 Umístění svodiče přepětí [32]

Důvodem pro co nejbližší umístování je zamezení případu, kdy by blesk zasáhl vedení mezi svodičem a chráněným zařízením. Dalším důvodem je ochrana proti rychlým přepětím, která mají charakter vln šířících se po vedení. U těchto vln dochází k odrazům v místech změny vlnové impedance. K nejvýznamnějším odrazům napěťových vln dochází na koncích vedení naprázdno. V těchto případech se jedná o úplný odraz a odražená vlna v kombinaci s dopřednou vlnou dosahuje dvojnásobné strmosti nárůstu napětí. Uvažme místo nezakončeného vedení vinutí transformátoru. Indukčnost tohoto vinutí představuje pro velmi rychlé děje velkou impedanci, a proto zde bude rovněž docházet k významnému odrazu napěťové vlny. Tento případ je zjednodušeně schematicky znázorněn na *obr 1.4*.

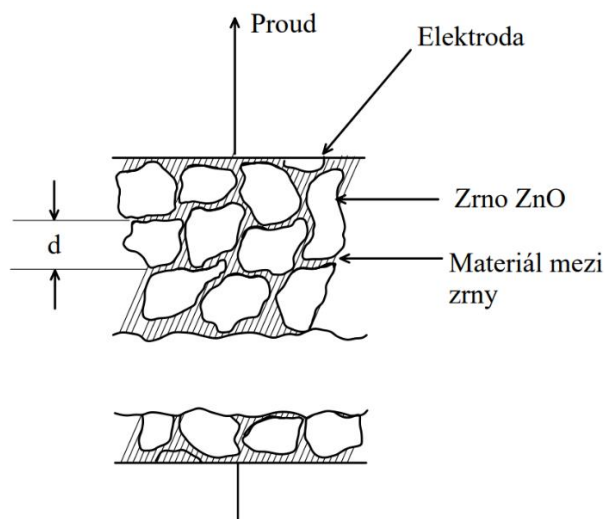


Obr 1.4 Vlna šířící se po vedení [3]

Vzhledem k tomu, že elektromagnetické vlny se po vedení šíří rychlostí světla, může dojít k situaci, kdy se vlivem součtu dopředné a odražené vlny na vinutí transformátoru objeví nebezpečné napětí, ačkoliv svodič sloužící k jeho ochraně se v tomto okamžiku stále chová jako izolátor. Z těchto důvodů vyplývá omezená ochranná zóna svodičů a požadavek na jejich umístování co nejbližší chráněnému zařízení [2, 3].

## 1.6 Struktura varistoru ZnO

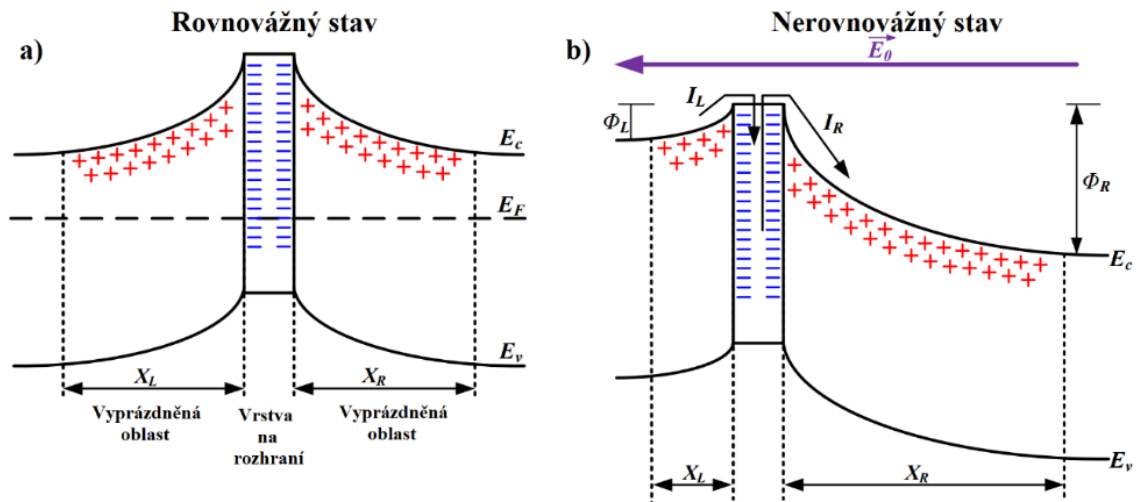
Varistory ZnO jsou komplexní vícesložkové keramické materiály, které se vyrábí spékáním zrn oxidu zinečnatého s dalšími příměsemi (např.  $\text{Sb}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Bi}_2\text{O}_3$ ,  $\text{CoO}$  aj.). Typicky je výsledná struktura tvořena z více než 90 % látkového množství oxidem zinečnatým. Tyto varistory se vyrábí technologiemi typickými pro výrobu standardních keramických materiálů. Jednotlivé materiály se namíchají např. v kulovém mlýnu a vzniklý prášek je následně vysušen a stlačen do požadovaného tvaru. Vzniklé pelety jsou následně spékány typicky při teplotách v rozmezí 1100 a 1400 °C. Po ochlazení ztuhne kapalná fáze a ve výsledné struktuře jsou od sebe jednotlivá polovodivá zrna ZnO oddělena izolujícími intergranulárními fázemi. Zjednodušeně je výsledná struktura varistoru znázorněna na *obr 1.5* [4, 5].



*Obr 1.5 Idealizovaná struktura varistoru ZnO [30]*

Nelineární vlastnosti varistorů jsou vysvětlovány pomocí různých teorií. Obecně přijímaným modelem je energetický pásový model tzv. dvojitě Schottkyho bariéry. Jedná se o elektrostatickou potenciálovou bariéru, která vzniká na rozhraních zrn ZnO v důsledku formování oblastí prostorového náboje. Hranice zrn jsou tvořena stejným materiálem jako samotná zrna, avšak navíc obsahují různé defekty a dopanty, jejichž přítomnost je důsledkem procesu ochlazování při výrobě. Část volných elektronů ze zrn ZnO se pohybuje směrem k této hranici, neboť jsou přitaženy právě těmito dopanty a defekty ve struktuře, které pro tyto elektrony představují „elektronové pasti“. Po odčerpání těchto elektronů zůstanou za jejich dráhou kladně nabitě oblasti

donorů po obou stranách hranice zrn, čímž vznikne elektrostatičká potenciálová bariéra mezi dvěma zrny. Pásový model dvojité Schottkyho bariéry je znázorněn na obr 1.6.



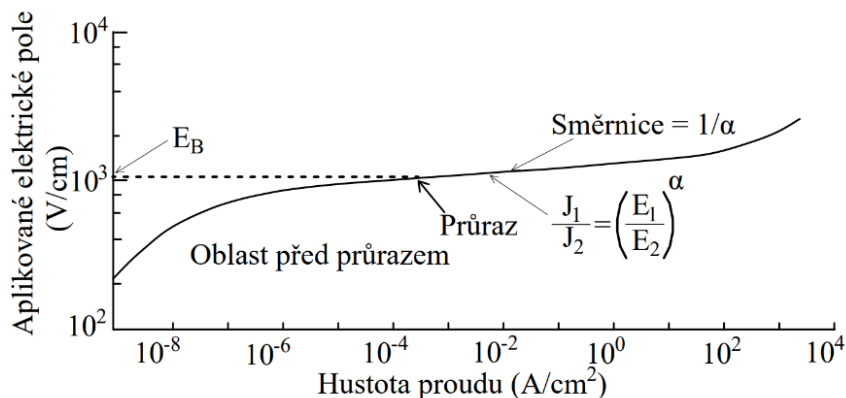
Obr 1.6 Dvojitá Schottkyho bariéra [21]

Na tomto obrázku značí:

- $E_0$             *intenzita externího elektrického pole*
- $E_c$             *vodivostní hladina*
- $E_F$             *Fermiho hladina*
- $E_v$             *valenční hladina*
- $I$               *proud*
- $L, R$           *index levá, pravá strana*
- $X$               *šířka*
- $\Phi$               *výška potenciálové bariéry*

V rovnovážném stavu mají šířky vyprázdňených oblastí a výšky potenciálových bariér stejné velikosti pro pravou i levou stranu. Na témže obrázku je znázorněn i nerovnovážný stav při aplikaci vnějšího elektrického pole. Pro znázorněný směr intenzity elektrického pole dochází ke snížení výšky levé potenciálové bariéry  $\Phi_L$ , a naopak ke zvýšení výšky pravé potenciálové bariéry  $\Phi_R$ . Po zaplnění elektronových pastí na hranici zrn dochází k akumulaci elektronů v této oblasti a část elektronů může snadněji přecházet do zrna na pravé straně. Tento mechanismus je příčinou nelineárních vlastností varistoru jakožto celku. Na obr 1.7 je znázorněna VA charakteristika varistoru ZnO. Obě osy jsou v logaritmickém měřítku. Vyznačená velikost intenzity elektrického pole  $E_B$  představuje mezní intenzitu, při které dojde k významnému překonání potenciálové bariéry a varistorem procházející proud začíná rychle narůstat.

Koeficient  $\alpha$  odpovídá převrácené hodnotě směrnice VA charakteristiky. Tento koeficient udává stupeň nelinearity varistoru a je zřejmé, že jeho hodnota závisí na uvažovaném bodu VA charakteristiky. U ZnO varistorů dosahuje v oblasti průrazu hodnot typicky v rozmezí 25 až 50 i více [4, 5, 21].



Obr 1.7 Voltampérová charakteristika varistoru ZnO [30]

### 1.7 Konstrukce omezovačů ZnO

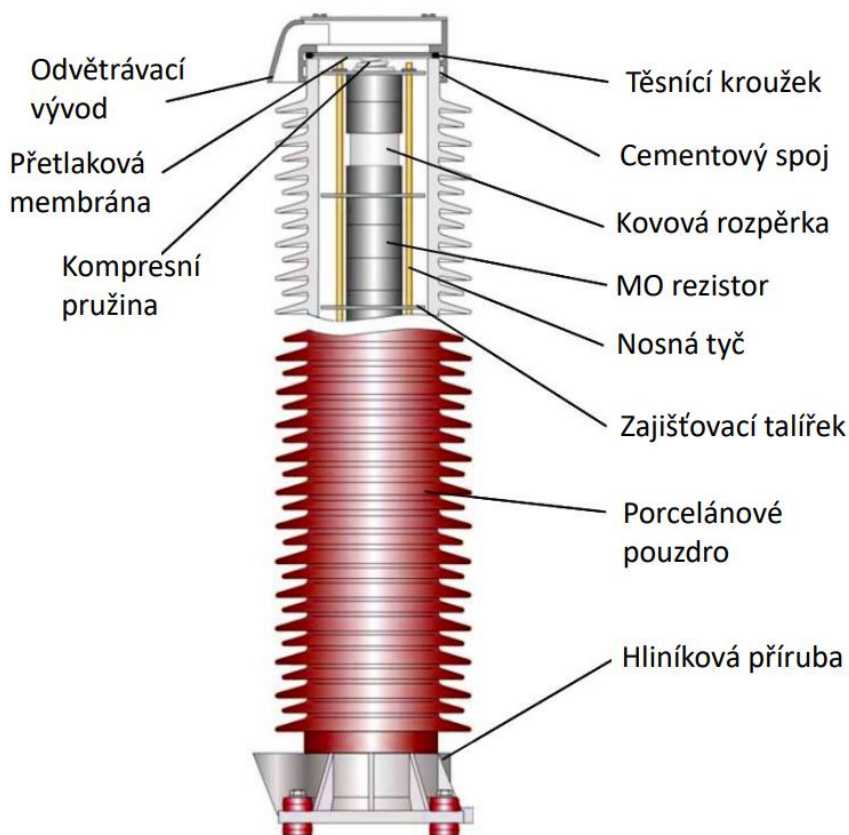
Aktivní částí omezovačů jsou sériově řazené varistory ZnO válcovitého tvaru, které jsou uspořádány do sloupců. Průměr těchto válečků se pohybuje v rozmezí 20 až 110 mm a jejich výška obvykle nepřesahuje 45 mm. Někdy se využívá také paralelní řazení jednotlivých sloupců za účelem zvýšení energetické kapacity ve smyslu schopnosti naakumulovat větší množství tepelné energie, aniž by došlo k poškození omezovače. Dalším důvodem pro paralelní řazení sloupců může být snížení velikosti reziduálního napětí omezovače při průchodu poruchového proudu. To je zajištěno snížením proudové hustoty při dané velikosti proudového impulsu (rozdělením proudu na jednotlivé varistorové sloupce). Dle mezinárodní normy IEC 60099-5 lze z konstrukčního hlediska omezovače rozdělit na pět základních typů:

- a) omezovače s porcelánovým pouzdem
- b) omezovače s polymerovým pouzdem
- c) plynem izolované omezovače
- d) oddělitelné omezovače a omezovače typu „deadfront“
- e) omezovače ponořené v kapalině

Ad a) omezovače s porcelánovým pouzdem

Konstrukce omezovače s porcelánovým pouzdem je nejčastěji využívaným typem v přenosových soustavách. Mezera mezi varistoru a vnitřní stěnou porcelánového pouzdra může být částečně či úplně vyplněna plynem (např. dusíkem či syntetickým vzduchem) nebo pevným materiálem (např. silikonovou pryží). V případě omezovače vyplněného plynem musí být tento

opatřen přetlakovou membránou či jiným zařízením sloužícím k zamezení vzniku přetlaku. Konstrukční uspořádání omezovače s porcelánovým pouzdem je znázorněno na *obr 1.8*.



*Obr 1.8 Konstrukce omezovače s porcelánovým pouzdem [3]*

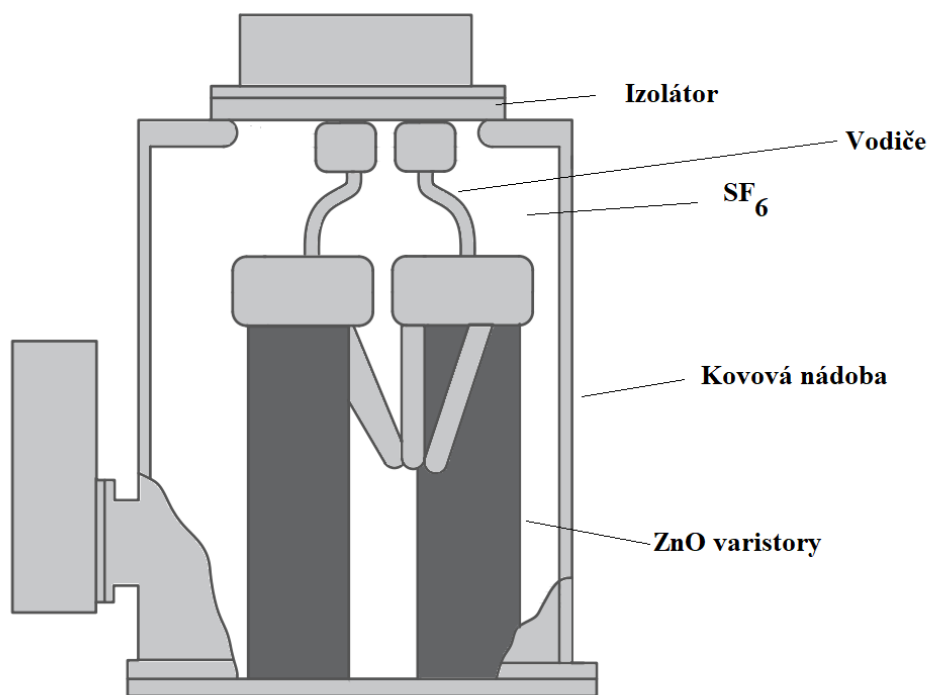
Ad b) omezovače s polymerovým pouzdem

Omezovače s polymerovým pouzdem tvoří v současné době standardní ochrany v distribučních soustavách a v poslední době se začínají stále více uplatňovat i v přenosových soustavách. Z materiálů používaných pro výrobu vnějšího pouzdra lze jmenovat např. ethylenvinylacetát (EVA) či silikonové pryže.

Ad c) plynem izolované omezovače – GIS omezovače (*gas insulated substations arresters*)

Tyto omezovače se používají pro přímé napojení v elektrických stanicích využívajících plynovou izolaci ( $\text{SF}_6$ ). Varistory  $\text{ZnO}$  jsou uzavřeny v kovové nádrži vyrobené obvykle z hliníku či z oceli a prostor mezi nimi je vyplněn hexafluoridem sírovým. Konstrukce GIS omezovače je znázorněna na *obr 1.9*.





Obr 1.9 GIS omezovač [32]

Ad d) oddělitelné omezovače a omezovače typu „deadfront“

Oddělitelné omezovače představují speciální typy konstrukcí, které nejsou k soustavě připojeny pevnými vodiči. Tyto omezovače lze pomocí kluzných kontaktů snadno připojit či odpojit od obvodů bez napětí a jsou využívány především ve vnitřních prostorech, např. spínacích stanicích. Omezovače typu „deadfront“ jsou specifické konstrukce běžně používané především v USA obvykle v podzemních instalacích a některé typy je možné připojit či odpojit i od obvodů pod napětím.

Ad e) omezovače ponořené v kapalině

Omezovače ponořené v kapalině se využívají zejména v USA a Japonsku. V ostatních částech světa tato technologie není rozšířená. Výhradní aplikací těchto omezovačů je jejich instalace přímo v nádobě transformátorů vyplněné izolačním olejem, kde slouží k ochraně vinutí transformátoru. Výhodou tohoto řešení je co nejkratší možná vzdálenost k chráněnému vinutí transformátoru, která zajišťuje zlepšení ochrany vůči přepětím, která mají charakter vln šířících se po vedení. Navíc je omezovač dokonale chráněn před vlivy vnějšího prostředí. Nevýhodou je zrychlené stárnutí omezovače z důvodu jeho provozu v horkém oleji [2].

## 1.8 Základní parametry omezovačů přepětí

Pro správný výběr omezovače pro konkrétní aplikaci je nezbytné znát jeho základní parametry. V této části bude uvedeno několik typických parametrů, které by měly být uvedeny v katalogovém listu výrobce:



- $U_r$  (kV) – jmenovité napětí (*rated voltage*)

Maximální přípustná efektivní hodnota napětí síťové frekvence mezi svorkami omezovače, pro kterou je omezovač dimenzován při zachování správné funkce v podmínkách dočasného přepětí. Tento parametr je ověřován zkouškami dle norem IEC 60099-4 a 60099-6. Obvykle se určuje přepět'ovým namáháním omezovače po dobu 10 sekund po předchozím namáhání trvalým provozním napětím.

- $U_c$  (kV) – trvalé provozní napětí (*continuous operating voltage*)

Efektivní hodnota napětí síťové frekvence, které může být trvale připojeno na svorky omezovače.

- $I_n$  (kA) – jmenovitý výbojový proud (*nominal discharge current*)

Vrcholová hodnota atmosférického proudového impulsu používaná pro klasifikaci omezovače dle norem IEC 60099-4, 60099-6 a 60099-8.

- $W_{th}$  (kJ/kV) – tepelná zatížitelnost (*thermal energy rating*)

Maximální stanovená energie, udávaná v kJ/kV jmenovitého napětí  $U_r$ , která může být absorbována omezovačem nebo jeho částí během 3 minut při zkoušce tepelné stability, aniž by došlo k tepelnému zničení omezovače.

- $Q_{th}$  (C) – tepelná zatížitelnost přenosem náboje (*thermal charge transfer rating*)

Maximální stanovený náboj, který může být přenesen omezovačem nebo jeho částí během 3 minut při zkoušce tepelné stability, aniž by došlo k tepelnému zničení omezovače.

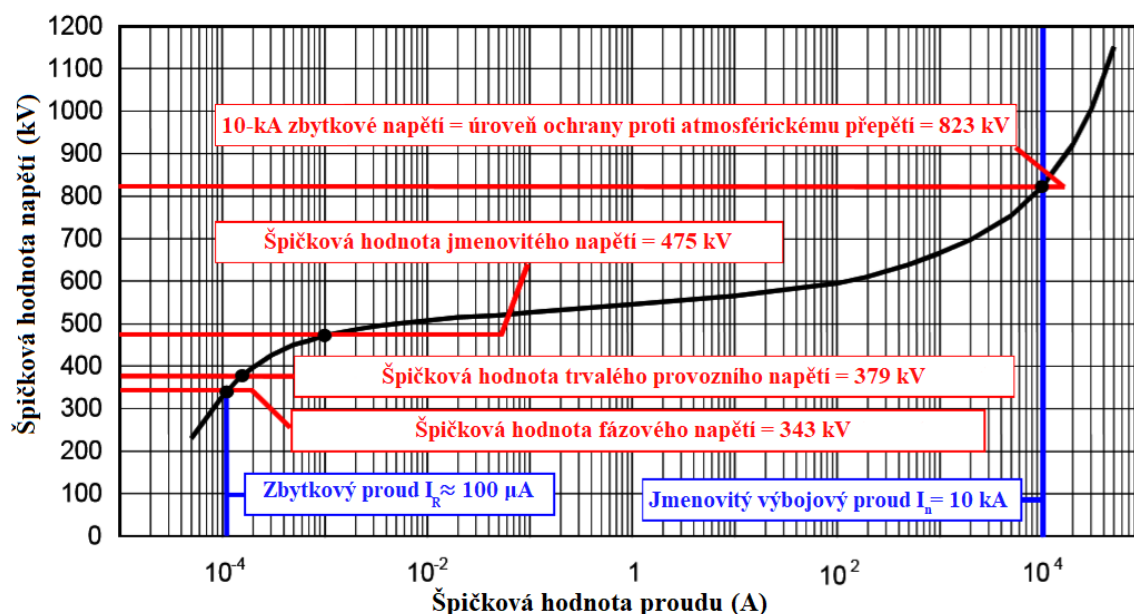
- $Q_{rs}$  (C) – maximální zatížitelnost opakujícím se přenosem náboje (*repetitive charge transfer rating*)

Maximální stanovený náboj, který může být omezovačem přenesen při jedné události nebo při sérii přepětí, aniž by došlo k jeho mechanickému poškození nebo nepřipustné elektrické degradaci varistorů.

Parametry uvedené výše reprezentují nejzákladnější údaje o omezovači a zdaleka nejsou kompletním výčtem jeho parametrů. Množství udávaných informací záleží na výrobci. Další parametry a jejich popis jsou obsaženy v normě IEC 60099-5 [2].

## 1.9 VA charakteristika omezovače ZnO

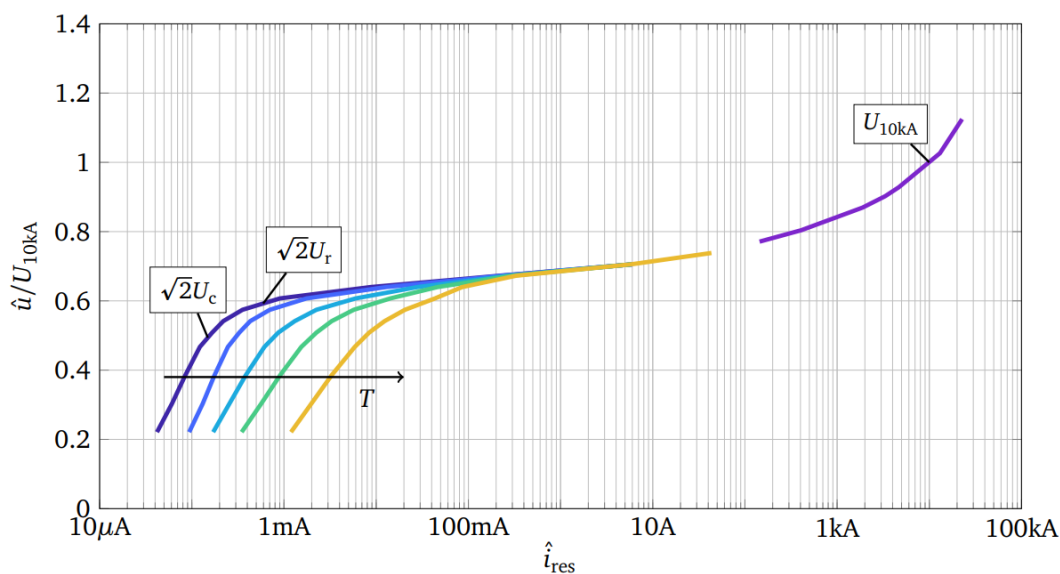
Na obr. 1.10 je znázorněna typická voltampérová charakteristika ZnO omezovače určeného pro připojení mezi fází a zem v soustavě 420 kV. Na lineární napěťové ose jsou vyneseny vrcholové hodnoty napětí a na proudové ose jsou vyneseny vrcholové hodnoty proudu v logaritmickém měřítku. Sdruženému napětí 420 kV odpovídá vrcholová hodnota fázového napětí 343 kV. Na VA charakteristice je bod odpovídající tomuto napětí vyznačen a v této oblasti protéká omezovačem tzv. zbytkový proud, který je složen z kapacitní a výrazně menší rezistivní složky. Na VA charakteristice je vyznačena pouze jeho rezistivní složka. Dalším vyneseným bodem na charakteristice je vrcholová hodnota trvalého provozního napětí omezovače. Této hodnotě napětí může být omezovač trvale vystaven bez dalších omezení. Vpravo od tohoto bodu je patrné výrazné koleno charakteristiky - v této oblasti začíná při dalším zvyšování napětí rychle narůstat proud. Za prvním kolenem charakteristiky se nachází další význačný bod – jmenovité napětí omezovače. Je třeba zdůraznit, že dle definice toto napětí charakterizuje schopnost omezovače odolávat dočasným přepětím – toto napětí může být na svorky omezovače přivedeno pouze dočasně, dle zkoušek prováděných výrobcem typicky po dobu 10 sekund. Někteří výrobci připouštějí i delší trvání, např. 100 sekund. Při překročení těchto časových limitů se omezovač může dostat do stavu tepelné nestability charakterizovaného ztrátou schopnosti chlazení a trvalým nárůstem teploty až do okamžiku jeho zničení. Posledním význačným bodem charakteristiky je hodnota reziduálního napětí na omezovači při průchodu jmenovitého výbojového proudu. Tato hodnota odpovídá úrovni ochrany proti atmosférickým přepětím.



Obr. 1.10 Typická VA charakteristika omezovače v soustavě 420 kV [3]

Důležitým aspektem VA charakteristiky omezovače je její teplotní závislost. S teplotou dochází k nárůstu proudu především v oblasti trvalého provozního napětí, zatímco v oblastech atmosférických a spínacích přepětí je teplotní závislost zanedbatelná. Tato skutečnost je patrná

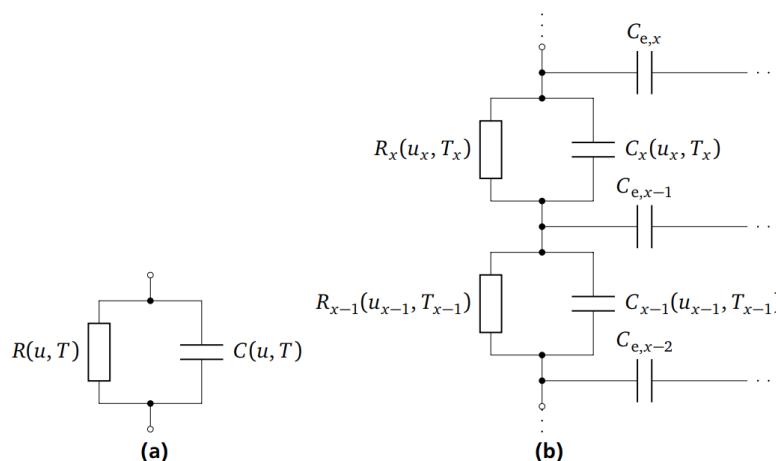
z obr 1.11 kde jsou vyneseny VA charakteristiky při různých teplotách. Na napěťové ose je vyneseno napětí v poměru k reziduálnímu napětí, které odpovídá úbytku na omezovači při průchodu jmenovitého proudu  $I_n$  (zde 10 kA) [16].



Obr 1.11 Závislost VA charakteristiky na teplotě [16]

### 1.10 Náhradní obvodové schéma omezovače

Na obr 1.12 a) je znázorněno zjednodušené náhradní schéma omezovače přepětí, které se často využívá pro analýzu proudu protékajícího omezovačem. Jedná se o paralelní zapojení napěťově závislého odporu a kapacity:



Obr 1.12 Zjednodušené náhradní obvodové schéma omezovače [16]

Dle tohoto schématu lze celkový proud protékající omezovačem vyjádřit jako součet jeho kapacitní a rezistivní složky (pozn.: dále v textu označován též jako rezistivní/kapacitní proud):

$$i_t = i_r + i_c = i_r + \frac{du}{dt} \cdot C \quad (1.1)$$

Uvážíme-li mikrostrukturu varistoru, pak kapacita  $C$  reprezentuje kapacitu mezi zrny ZnO a napěťově závislý odpor  $R$  představuje odpor hraničních vrstev mezi nimi. Je třeba poznamenat, že i kapacita  $C$  je napěťově závislá. Tato skutečnost se však obvykle při analýzách celkového proudu nebere v potaz. Při pohledu na omezovač jako celek je kapacitní proud dán jednak permitivitou samotných ZnO elementů, a jednak parazitními kapacitami závislými na okolním prostředí omezovače. Podrobnější obvodové schéma omezovače zohledňující parazitní kapacity je zobrazeno v témže obrázku v části *b*). Typické hodnoty kapacitního proudu dosahují velikostí v rozmezí 0,2 – 3 mA (záleží na typu omezovače a okolním uspořádání) [2, 5, 16].

### 1.11 Příčiny selhání omezovače

Za dobu své existence se omezovače ZnO prokázaly jako velmi spolehlivá zařízení s obvykle očekávanou dobou života 20 až 30 let. Stejně jako u jakéhokoliv jiného zařízení však může dojít k jejich selhání. Nejčastější problémy ohrožující správnou funkci omezovače jsou:

- Poškození pouzdra

Poškození pouzdra omezovače vede ke snadnější výměně plynů s okolím. Některé látky z okolního prostředí mohou chemicky degradovat materiál varistorů, což se projeví zhoršením jeho VA charakteristik (viz elektrické stárnutí varistorů). Celý proces může být navíc urychlen proniknutím vlhkosti, v jehož důsledku dochází ke vzniku vodivých cest a částečných výbojů uvnitř omezovače.

- Vychýlený varistor

Nepříliš častou vadou může být varistor vychýlený ze sloupce v důsledku špatné manipulace při přepravě či vlivem dlouhodobého skladování ve vodorovné poloze.

- Znečištění povrchu

Znečištění povrchu zhoršuje izolační schopnost obecně kteréhokoliv izolačního systému. Zejména v kombinaci s deštěm či v prostředí se zvýšenou vlhkostí pak mohou vznikat vodivé cesty na povrchu pouzdra omezovače. V místech, kde dojde k přerušení těchto vodivých cest (např. v místech kde dojde k odpaření vody) se mohou tvořit tzv. suché pásy (*dry bands*). Vlivem zvýšené intenzity elektrického pole v oblasti těchto pásů pak dochází ke zvýšenému ohřevu blízkých varistorů a může zde docházet také k částečným výbojům. V důsledku zvýšeného lokálního ohřevu se tyto oblasti mohou stát stabilní i v prostředí s velmi vysokou vlhkostí.

- Nerovnoměrné rozložení napětí

Nerovnoměrné rozložení napětí představuje obecný problém u většiny rozměrných elektroenergetických zařízení. Jeho míra závisí na použitých materiálech a okolním uspořádání. U omezovačů se projevuje většími úbytky napětí v horní části v blízkosti vysokého potenciálu.

Tyto jevy jsou však předpověditelné a jejich dopady lze poměrně dobře omezit použitím korónových prstenců či konstrukcí s větší koncentrací varistorových elementů v horní části omezovače.

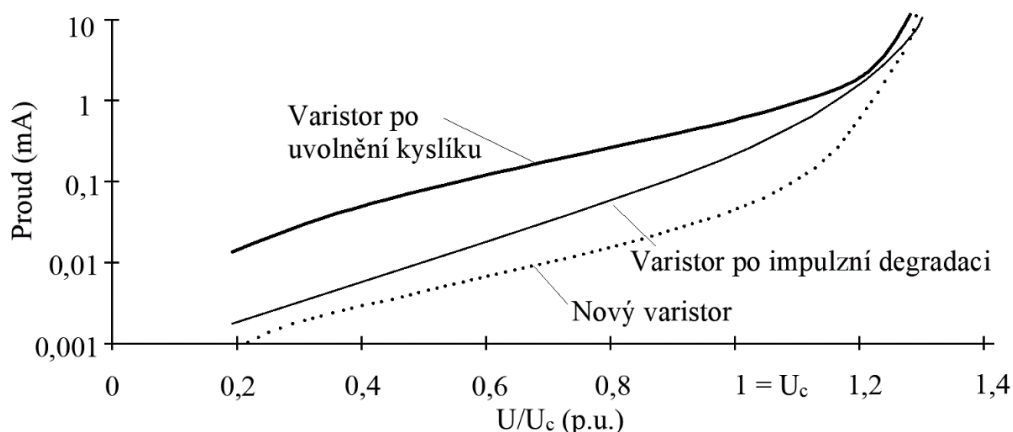
- Elektrické stárnutí

Elektrickým stárnutím omezovače rozumíme zhoršování VA charakteristik varistorů, v jehož důsledku dochází k nárůstu rezistivní složky zbytkového proudu při dané teplotě a napětí. Všechny dosud uvedené jevy (nerovnoměrné rozložení napětí, znečištění povrchu omezovače, poškození pouzdra, proniknutí vlhkosti) mohou v konečném důsledku přispět k degradaci varistorů, a to zejména tehdy, dochází-li k jejich dlouhodobému působení. Zhoršování VA charakteristik omezovače je obecně spojeno se svodem proudů o vysoké amplitudě, dlouhodobým svodem zbytkového proudu a dalšími vlivy jako jsou teplota, vlhkost, záření a chemické prostředí. K nárůstu rezistivního proudu v důsledku trvalého namáhání síťovým napětím docházelo především u omezovačů starších generací. Po mnohaletém výzkumu byly vyvinuty nové výrobní technologie, díky kterým u moderních omezovačů k tomuto typu degradace obvykle nedochází.

K tzv. impulzní degradaci VA charakteristik omezovače dochází při průchodech impulsních proudů o vysoké amplitudě. „*Při průchodech impulsních proudů o velikostech menších, než je jmenovitý výbojový proud nedochází k žádným nebo téměř žádným zřetelným změnám VA charakteristiky. Větší proudy však mohou vést ke změnám VA charakteristik omezovače. Tyto změny jsou patrné pouze v oblasti malých proudů (oblasti před průrazem), zatímco ke zřetelným změnám v oblastech velkých proudů nedochází – reziduální napětí zůstává konstantní*“ [6]. Změny VA charakteristiky způsobené svodem impulsních proudů jsou fyzikálně vysvětlovány obvykle změnami výšky potenciálových bariér v důsledku migrací iontů ve struktuře varistoru. Tyto migrace mohou být částečně vratné, a proto může po určité době normálního provozu docházet k částečnému zlepšení VA charakteristiky. Přesný mechanismus degradace dvojitých Schottkyho bariér je však stále předmětem výzkumu a je vysvětlován pomocí různých teorií navržených pro konkrétní materiálové složení daných varistorů.

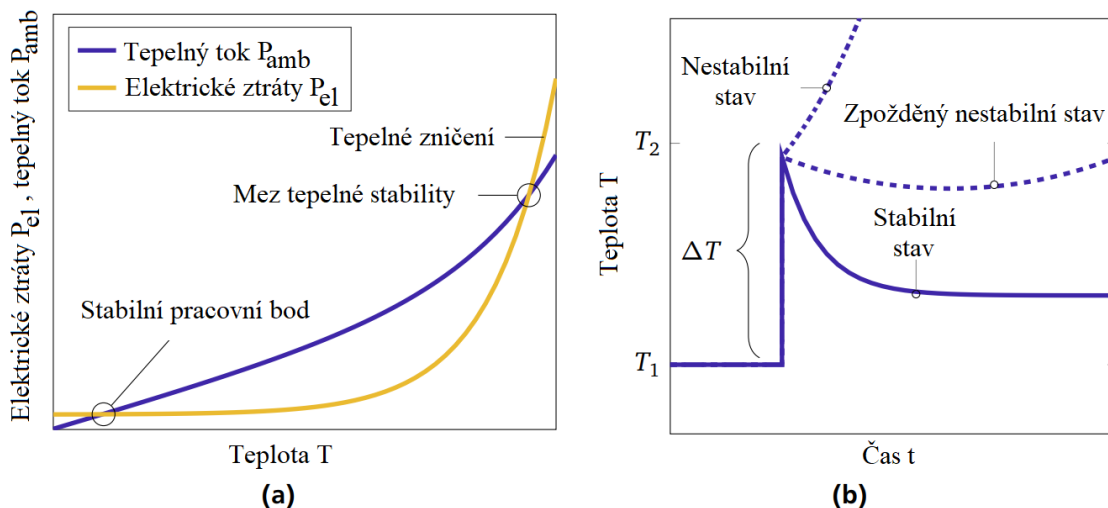
Dalším typem degradace jsou změny VA charakteristiky způsobené chemickými reakcemi s látkami z okolního prostředí, například uvolňování kyslíku z okrajů varistorů v důsledku částečných výbojů uvnitř omezovače. Následkem je snížení potenciálových bariér mezi zrny na okrajích varistorového sloupce. Tyto jevy jsou podrobněji rozebrány v [4, 6]. Na *obr 1.13* jsou znázorněny změny VA charakteristiky omezovače způsobené jeho impulzní a cílenou chemickou degradací vedoucí k uvolnění kyslíku z jeho okrajů. Je zřejmé, že v „zavřené“ oblasti omezovače (oblast před kolenem charakteristiky) dochází při degradaci ke zdatelnému navýšení velikosti protékajícího proudu při stejném napětí. Z charakteristiky impulzně degradovaného varistoru je patrná změna koeficientu nelinearity v oblasti kolene charakteristiky. Naproti tomu u chemicky

degradovaného varistoru je zřetelný posun celé charakteristiky způsobený vznikem vodivých cest na jeho okrajích po uvolnění kyslíku [4, 6, 17, 18].



Obr 1.13 Změny VA charakteristik v důsledku degradace [6]

Všechny výše uvedené problémy mohou v dlouhodobém časovém horizontu vést k přehřátí omezovače a ztrátě jeho tepelné stability. Na obr 1.14 a) je znázorněna energetická bilance elektrických ztrát a tepla odváděného do okolí (značeno  $P_{amb}$ ). Při překročení vyznačené meze tepelné stability převáží elektrické ztráty nad teplem odváděným do okolí a omezovač se zahřívá, dokud se nezničí. V části b) téhož obrázku je tento jev naznačen jako závislost teploty na čase. Omezovač se do nestabilního stavu může dostat s určitým zpožděním, což je způsobeno rozdílnými tepelně-časovými konstantami použitých materiálů [16].



Obr 1.14 Tepelná stabilita omezovače [16]

## 2 Metody pro diagnostiku omezovačů přepětí

V následujících kapitolách budou popsány základní principy nejčastěji používaných metod diagnostiky omezovačů, které již byly uvedeny do provozu. Z hlediska samotného procesu měření lze hovořit o dvou typech měření – on-line a off-line. Při on-line měřeních zůstává omezovač v provozu a měření se provádějí občasně pomocí přenosných přístrojů nebo kontinuálně s využitím trvale nainstalovaných zařízení. Měření typu off-line se provádějí po odpojení omezovače ze soustavy a jeho následném připojení na nezávislý zdroj napětí buď v laboratoři, nebo přímo na místě pomocí mobilních generátorů napětí. Hlavní nevýhodou těchto měření je potřeba nákladných testovacích zařízení a přerušení dodávky elektrické energie. Jednotlivé metody budou v následujícím textu rozčleněny do kapitol dle výstupní veličiny té které metody. Jako diagnostický ukazatel se u omezovačů přepětí používají následující veličiny:

- |    |           |  |
|----|-----------|--|
| A) | $I_r$     | <i>amplituda rezistivního proudu</i>               |
| B) | $I_3$     | <i>amplituda třetí harmonické celkového proudu</i> |
| C) | $U_{ref}$ | <i>referenční napětí omezovače*</i>                |
| D) | $P$       | <i>ztráty omezovače</i>                            |
| E) | $T$       | <i>teplota varistorů</i>                           |

\* metodu referenčního napětí norma ČSN EN IEC 60099-5 nezmiňuje, jedná se nicméně o metodu zmiňovanou v zahraničních publikacích a využívanou v ČR

### 2.1 Metody měření $I_r$

Drtivá většina omezovačů je součástí střídavých elektroenergetických soustav. Jak již bylo dříve uvedeno, při střídavém namáhání protéká omezovačem proud, který lze rozdělit na rezistivní a kapacitní složku. Pro účely diagnostiky postupné degradace omezovače má význam rezistivní složka zbytkového proudu, neboť tato je při dané teplotě a napětí citlivým ukazatelem změn VA charakteristiky. Rezistivní proud navíc úzce souvisí se ztrátami v omezovači, které jsou limitujícím faktorem z hlediska jeho tepelné stability. On-line měření celkového zbytkového proudu bez jeho další analýzy jsou v praxi sice velmi rozšířená, avšak pro účely diagnostiky postupné degradace varistorů nejsou vhodná. Je to z toho důvodu, že rezistivní proud tvoří jen velmi malou část proudu celkového, navíc jsou kapacitní a rezistivní složka vůči sobě fázově posunuty o  $90^\circ$ . „Protože celkový zbytkový proud není citlivý ani na kritické změny rezistivní složky proudu, není obecně vhodným diagnostickým ukazatelem postupné degradace odporových elementů“ [2]. Měření celkového proudu jsou obvykle prováděna přenosnými přístroji či klasickými miliampérmetry vestavěnými v čítačích přepětí. Výsledkem měření jsou vrcholové či efektivní hodnoty celkového zbytkového proudu.

V kontextu diagnostiky omezovačů norma ČSN EN IEC 60099-5 definuje rezistivní proud  $I_r$  při střídavém napájení jako okamžitou hodnotu proudu procházející omezovačem v okamžiku maxima napětí na omezovači (v okamžiku  $du/dt=0$ ). Při důsledném respektování této definice je přirozené, že při měřeních typu on-line lze změřit pouze jeden bod VA charakteristiky, zatímco při off-line měřeních je možné proměřit více bodů [2, 6].

### 2.1.1 Měření $I_r$ při stejnosměrném napájení

Proměření VA charakteristiky omezovače je možné při jeho napájení stejnosměrným zdrojem dostatečně vysokého napětí a obvykle se provádí v rozsahu hodnot od  $0,5 U_c$  do  $U_r$ . Výsledkem je několik bodů VA charakteristiky, které lze snadno porovnat s údaji z předchozích měření, popřípadě s údaji poskytnutými výrobcem. Použití této metody je vzhledem k nutnosti použití DC zdroje velmi vysokého napětí omezeno na laboratorní měření, avšak při správném provedení poskytuje cenné informace o stavu omezovače. Přesnost této metody je citlivá zejména na přítomnost povrchových proudů způsobených vlhkostí a znečištěním povrchu omezovače. Vlivu povrchových proudů se však v laboratorních podmínkách dá předcházet očištěním pouzdra omezovače, prováděním měření v suchém prostředí a případně zajištěním přídatné svodové cesty. Oproti měřením při střídavém napájení nejsou tato měření ztížena obsahem vyšších harmonických a nepřesnostmi vycházejícími z nejistoty fázového posunu mezi napětím a proudem [2, 6].

### 2.1.2 Přímý odečet amplitudy rezistivního proudu

Přímý odečet amplitudy rezistivního proudu pomocí osciloskopu je možný na základě skutečnosti, že v okamžiku maximální hodnoty napětí na omezovači ( $du/dt=0$ ) je maximální i hodnota rezistivního proudu. Kapacitní proud je v tomto okamžiku nulový a tím pádem lze odečíst amplitudu  $I_r$ . Je zřejmé, že pro využití této metody je nutné získat referenční napěťový signál. Toho je docíleno obvykle v laboratoři pomocí napěťového děliče či měřícího transformátoru napětí s dostatečně malou fázovou chybou. U on-line měření představuje největší komplikaci potřeba referenčního průběhu napětí. Pro jeho získání je možné využít například dočasného připojení na sekundární vinutí MTN.

V praxi limitují přesnost této metody zejména tyto faktory:

- 1) fázový posun referenčního napěťového signálu – způsoben děličem napětí či měřícím transformátorem
- 2) obsah vyšších harmonických v napájecím napětí
- 3) odchylky fáze a amplitud úbytků napětí na varistorech v blízkosti uzemněného konce omezovače způsobené vlivem parazitních kapacit v uspořádání
- 4) kapacitní proudy vyvolané přílehlými fázemi (pouze u měření on-line)



5) povrchové proudy (zejména u měření on-line, u laboratorních měření lze přijmout opatření k omezení jejich vlivu)

Ad) 1) Fázová chyba měření napětí vede k nejistotám měření u všech diagnostických metod vyžadujících měření průběhu střídavého napětí.

Ad) 2) Vyšší harmonické mohou ztěžovat vlastní odečet z důvodu deformace měřených průběhů.

Ad) 3) Vlivem parazitních kapacit může docházet k nerovnoměrnému rozložení napětí podél omezovače, které následně ovlivňuje proud měřený na uzemněné svorce. Nejistoty měření vyplývající ze samotného ovlivnění měřeného proudu jsou společné všem metodám pracujícím s měřeným proudem. Tento jev se projeví zejména u dlouhých varistorových řetězců. Přídavné nejistoty pak vznikají u metod, které k analýze měřeného proudu vyžadují měření napětí, neboť jako referenční napěťový signál je využito celkové napětí na omezovači [2, 6].

Výše uvedené metody (měření při stejnosměrném napájení a přímý odečet  $I_r$ ) umožňují změření jednotlivých bodů VA charakteristiky při použití různých napěťových hladin. Přímý odečet amplitudy rezistivního proudu při AC napájení může být ztížen zkresleným průběhem napájecího napětí. Některými metodami však lze určit časový průběh rezistivního proudu  $i_r(t)$ . K tomu je zapotřebí eliminovat kapacitní složku celkového proudu. Tyto metody jsou předmětem následujícího textu.

### 2.1.3 Přístrojová kompenzace kapacitního proudu

Tato kompenzační metoda vychází z ortogonalitě mezi rezistivním a kapacitním proudem. Rezistivní proud je při dané teplotě funkcí přiloženého napětí:

$$i_r(t) = f(u) \quad (2.1)$$

Proud v lineárním kapacitoru lze vyjádřit na základě časové derivace přiloženého napětí:

$$i_c(t) = C \cdot \frac{du}{dt} \quad (2.2)$$

Celkový proud omezovače je součtem jeho rezistivní a kapacitní složky:

$$i_t(t) = i_r(t) + i_c(t) \quad (2.3)$$

Zavedme integrál součinu kapacitního a rezistivního proudu v jedné periodě:

$$A = \int_0^T i_r(t) \cdot i_c(t) \cdot dt = \int_0^T C \cdot \frac{du}{dt} \cdot f(u(t)) \cdot dt = \int_{u(0)}^{u(T)} C \cdot f(u) \cdot du \quad (2.4)$$

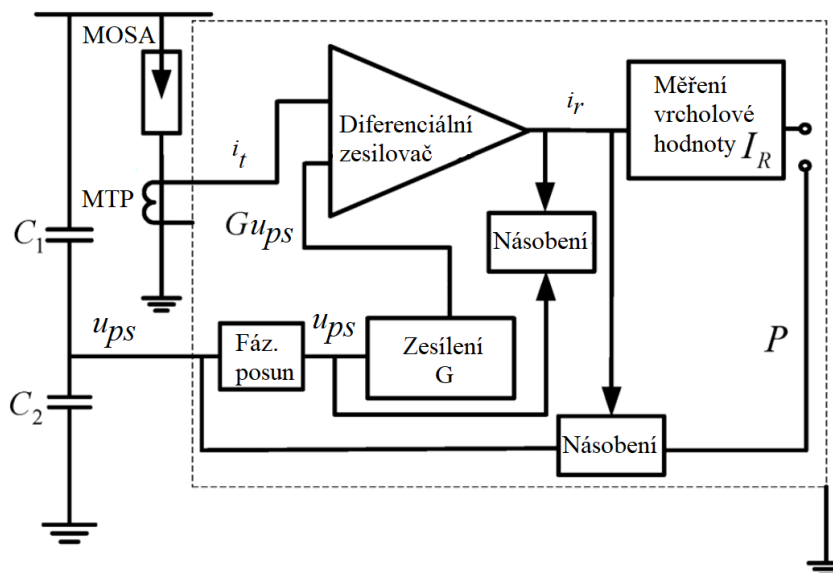
Vzhledem k tomu, že  $u(0)=u(T)$ , je výsledná hodnota integrálu  $A$  rovna nule, tudíž kapacitní a rezistivní proud jsou vůči sobě ortogonální. Výše odvozené vztahy vedou k základnímu principu

kompenzační metody, kterou využívají přístroje přímo určené pro měření rezistivního proudu. Tyto pracují následovně:

- 1) měření průběhu  $u(t)$  a získání průběhu  $u_{ps}(t)$  posunutého o  $90^\circ$  - takto získaný signál je ve fázi s kapacitním proudem
- 2) získání nového signálu  $G \cdot u_{ps}(t)$  pomocí zesilovače s nastavitelným ziskem  $G$  - tento signál je rovněž ve fázi s kapacitním proudem
- 3) určení rozdílu mezi celkovým proudem  $i_t(t)$  a novým napěťovým signálem tedy  $i_t(t) - G \cdot u_{ps}(t)$  a přizpůsobování koeficientu zisku  $G$  zesilovače až do okamžiku úplné kompenzace kapacitního proudu – v takovém okamžiku je splněno:

$$\int_0^{2\pi} u_{ps} \cdot (i_t - G \cdot u_{ps}) \cdot d(\omega \cdot t) = 0 \quad (2.5)$$

Je-li splněna předchozí rovnost pak zbytkový signál odpovídá rezistivnímu proudu. Tato kompenzační metoda vyžaduje použití zesilovačů, obvodů pro posunutí fáze a rozdílových obvodů. Je zřejmé, že u této metody je třeba měřit napětí na omezovači, což limituje její využitelnost při měřeních typu on-line. V zahraničních publikacích se o této metodě často hovoří jako o „klasické“ či „konvenční“ metodě extrakce rezistivního proudu a patrně se jedná o běžně využívanou metodu v některých zahraničních státech (Japonsko), o čemž svědčí existence komerčních přístrojů pro měření  $I_r$  pracujících na tomto principu. Na obr 2.1 je znázorněno blokové schéma měřiče rezistivního proudu LCD-4 MOSA [7, 11, 12].



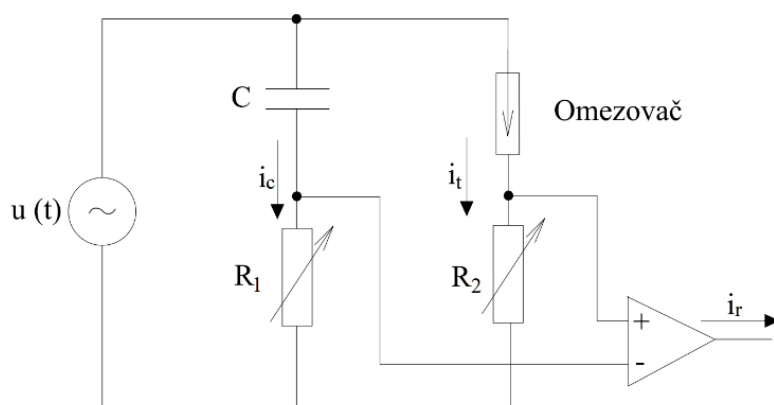
Obr 2.1 Blokové schéma přístroje LCD-4 MOSA pro měření  $i_r(t)$  a  $I_r$  [19]

Kromě dříve zmíněných nejistot měření napětí a proudu vznikají přídavné nejistoty použitím obvodu fázového posunu, který je tvořen jednoduchým zapojením rezistoru a kondenzátoru, neboť tento způsobuje odlišné fázové posuny harmonických složek napěťového

signálu. Tato metoda navíc nerespektuje napěťovou závislost kapacity omezovače, neboť generovaný kompenzační signál má v případě harmonického napětí též harmonický průběh [19].

### 2.1.4 Kompenzace kapacitního proudu VN můstkem

Tato metoda využívá přídavného obvodu, pomocí kterého lze docílit eliminace kapacitního proudu. Principiálně se jedná o vysokonapěťový můstek, u něhož lze změnou parametrů odporově – kapacitního ramene dosáhnout „vybalancování“ můstku – v takové chvíli odpovídá výstupní signál rezistivnímu proudu. Zjednodušené obvodové schéma zapojení s kompenzačním můstkem je znázorněno na obr 2.2.



Obr 2.2 Kompenzace kapacitního proudu vn můstkem [13]

Impedance  $R_1$  musí být zanedbatelně malá oproti kapacitní reaktanci  $X_C$ . Pak lze proud  $i_c$  považovat za čistě kapacitní. Při vyrovnávání můstku jsou sledovány průběhy napětí a proudu. Hodnoty odporů  $R_1$  a  $R_2$  jsou přizpůsobovány až do doby, kdy je signál na výstupu diferenciálního zesilovače ve fázi s měřeným napětím. Nutnost měření napětí omezuje možnost využití této metody při on-line měřeních. Další nevýhodou je potřeba nízkoztrátového vysokonapěťového kondenzátoru pro RC rameno můstku. Stejně jako kompenzační metoda popsaná v 2.1.3 tato metoda nerespektuje napěťovou závislost kapacity varistorů, neboť kapacita použitá v RC rameni můstku je konstantní. Proto i po kompenzaci obsahuje výsledný proud určitý podíl kapacitní složky. V praxi je tato metoda využitelná spíše jen při laboratorních měřeních a pro své nevýhody není příliš rozšířená [2, 13].

### 2.1.5 Kompenzace syntetickým kapacitním proudem

Jedná se o skupinu metod jejichž společným rysem je generování kompenzačního signálu základní frekvence pouze na základě informací získaných z časového průběhu proudu omezovače. Velkou předností těchto metod je absence potřeby náročného měření napětí na omezovači, což je žádoucí zejména při on-line monitoringu. Z měřeného proudu je třeba získat takové informace, které vedou ke stanovení správného fázového posunu a amplitudy

kompenzačního signálu, který má být generován. To může být prováděno manuálně pomocí osciloskopu či automaticky různými metodami výpočtu. Vzhledem k tomu, že generovaný kompenzační signál je harmonický, tak tyto metody již z principu zanedbávají napěťovou závislost kapacity omezovače. Poměrně velký problém představují pro tyto metody vyšší harmonické napájecího napětí. Ty generují vyšší harmonické složky kapacitního proudu, které nelze syntetickým kapacitním proudem základní frekvence vykompenzovat. Tyto proudy navíc svou přítomností přímo ztěžují správné určení amplitudy a fáze generovaného kompenzačního signálu. V literatuře se lze setkat s vícero metodami výpočtu průběhu  $i_r$  bez znalosti napětí, avšak použití těchto metod v současnosti v praxi není obecně rozšířené. Tyto metody jsou předmětem zejména experimentálních měření a vědeckých publikací [2, 7, 9, 11].

### 2.1.6 Výpočetní metody pro určení časového průběhu $i_r(t)$

V této části bude uvedeno několik výpočetních metod umožňujících stanovit časový průběh rezistivního proudu  $i_r$ . Díky těmto metodám není třeba pro jeho stanovení využívat přídavná zařízení (ve smyslu kompenzačních obvodů či VN můstku).

#### Diferenciální metoda (*Differential method*)

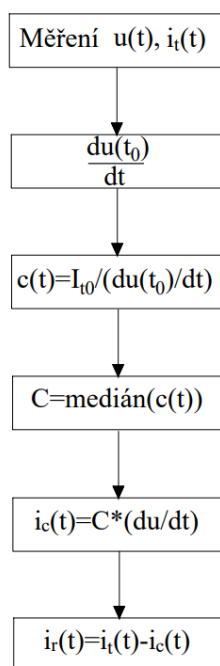
Relativně jednoduchá metoda výpočtu rezistivního proudu je popsána v publikaci [8]. K eliminaci kapacitního proudu je třeba znát průběh napětí  $u$  a proudu. Výpočet vychází ze základní rovnice paralelního RC obvodu:

$$i_t(t) = i_r(t) + i_c(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} + i_r(t) \quad (2.6)$$

V okamžiku průchodu napětí nulou  $t_0$  je rezistivní proud nulový a kapacitní proud dosahuje maxima. Tato skutečnost umožňuje v okamžiku  $t_0$  vypočítat kapacitu:

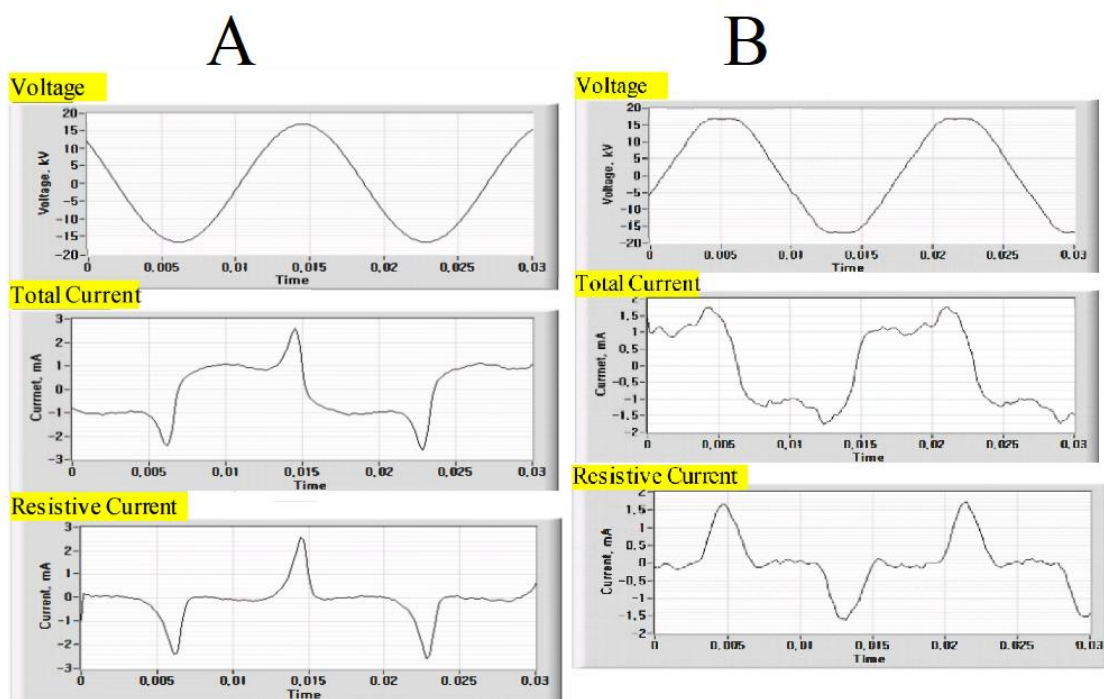
$$i_t(t_0) = C \cdot \frac{du(t_0)}{dt} \rightarrow C = \frac{i_t(t_0)}{\frac{du(t_0)}{dt}} \quad (2.7)$$

Výpočet probíhá tak, že pro několik průchodů napětí nulou je vypočítána kapacita a jako výsledná kapacita je uvažován medián z vypočtených hodnot. Na základě znalosti výsledné kapacity a časového průběhu napětí lze dopočítat průběh kapacitního proudu a jeho odečtením od celkového proudu lze získat průběh rezistivního proudu. Algoritmus metody je naznačen na obr 2.3.



Obr 2.3 Algoritmus diferenciální metody [8]

Metoda byla ověřena na omezovači o jmenovitém napětí 9 kV při použití napětí 11.8 kV. To znamená, že v celkovém proudu převládala rezistivní složka nad složkou kapacitní. Tato skutečnost je patrná z naměřených a vypočtených průběhů na obr 2.4 A). Jedná se o typický průběh rezistivního proudu při namáhání napětím vyšším než jmenovitým (rezistivní proud je velikostí srovnatelný s kapacitním). Autoři tento způsob výpočtu ověřovali také při aplikaci napětí s obsahem vyšších harmonických. Výsledné průběhy jsou znázorněny na obr 2.4 B) [8]:



Obr 2.4 Rezistivní proud vypočtený diferenciální metodou [8]

V závěru je přesnost dané metody prezentována na základě srovnání vypočtené hodnoty kapacity (0,16 nF) a změřené kapacity omezovače (0,12 nF). Tyto hodnoty však představují poměrně značnou odlišnost (o 25%). Výpočty navíc zjevně nebyly ověřovány při namáhání trvalým provozním napětím, při kterém v celkovém proudu převažuje kapacitní složka. Vzhledem k tomu, že metoda pracuje s konstantní vypočtenou hodnotou kapacity lze konstatovat, že stejně jako většina ostatních metod určení  $i_r(t)$  i tato nezohledňuje napěťovou závislost kapacity náhradního obvodu.

### Metoda bodu na křivce (POW - *Point on wave method*)

Metoda bodu na křivce rovněž vychází ze základní rovnice paralelního RC obvodu a z analýzy průběhů napětí a proudu během jedné periody:

$$i_t(t) = i_r(t) + i_c(t) = C \frac{du(t)}{dt} + i_r(t) \quad (2.8)$$

Vybereme-li dva časové okamžiky  $t_1$  a  $t_2$  v rámci půlperiody, ve kterých nabývá napětí stejné hodnoty, můžeme pro celkový proud v těchto okamžicích psát:

$$i_t(t_1) = i_r(t_1) + i_c(t_1) = C \frac{du(t_1)}{dt} + i_r(t_1) \quad (2.9)$$

$$i_t(t_2) = i_r(t_2) + i_c(t_2) = C \frac{du(t_2)}{dt} + i_r(t_2) \quad (2.10)$$

$$u(t_1) = u(t_2) \quad (2.11)$$

Na základě předpokladu, že rezistivní proud  $i_r$  dosahuje v okamžicích  $t_1$  a  $t_2$  stejné hodnoty můžeme ze vztahů (2.9, 2.10) vyjádřit kapacitu:

$$C = \left( \frac{i_t(t_1) - i_t(t_2)}{\frac{du(t_1)}{dt} - \frac{du(t_2)}{dt}} \right) \quad (2.12)$$

Dosadíme-li za kapacitu ze vztahu (2.12) do vztahů (2.9, 2.10) a vyjádříme-li  $i_r$ , dostaneme konečný vztah metody POW:

$$i_r(t_1) = i_r(t_2) = \left( \frac{i_t(t_1) + i_t(t_2)}{2} \right) - \left( \frac{i_t(t_1) - i_t(t_2)}{2} \right) \cdot \left( \frac{\frac{du(t_1)}{dt} + \frac{du(t_2)}{dt}}{\frac{du(t_1)}{dt} - \frac{du(t_2)}{dt}} \right) \quad (2.13)$$

Tato rovnice umožňuje výpočet průběhu rezistivního proudu pro jakýkoliv časový průběh celkového proudu. Pro čistě sinusová napětí bez obsahu vyšších harmonických či obsahující

pouze liché harmonické s nulovým fázovým posunem lze vztah zjednodušit na základě skutečnosti, že derivace napětí v okamžicích  $t_1$  a  $t_2$  má stejnou velikost a opačné znaménko:

$$\frac{du(t_1)}{dt} = -\frac{du(t_2)}{dt} \quad (2.14)$$

Výsledný vzorec výpočtu pak dostává tvar:

$$i_r(t_1) = i_r(t_2) = \left( \frac{i_t(t_1) + i_t(t_2)}{2} \right) \quad (2.15)$$

Metoda vyžaduje měření proudu i napětí na omezovači, což je spojeno se stejnými nejistotami měření jako u ostatních výše popsaných metod. Podstatnou výhodou této výpočetní metody je, že jako jediná z mála zohledňuje i napěťovou závislost paralelní kapacity v náhradním obvodovém schématu omezovače, neboť analyzuje časový průběh proudu a napětí v rámci celé periody pomocí vztahu, ve kterém není uvažována konstantní kapacita [2, 7].

### Metoda časového posunu (*Timeshift method*)

Jednou z metod náležící do kategorie kompenzace kapacitního proudu bez znalosti napětí je metoda časového posunu popsaná v [7, 9]. Princip této metody vychází z ortogonality mezi kapacitním a rezistivním proudem a ze zjednodušeného náhradního RC obvodu omezovače. Aplikujeme-li na tento obvod sinusové napětí, lze pro celkový proud psát:

$$i_t(t) = i_c(t) + i_r(t) = I_C \cdot \cos(\omega t) + i_r(t) \quad (2.16)$$

Eliminace kapacitního proudu dosáhneme přidáním dalšího kapacitního proudu s fází posunutou o  $\pi$ :

$$i_r(t) = I_C \cdot \cos(\omega t) + i_r(t) + I_C \cdot \cos(\omega t - \pi) \quad (2.17)$$

Úpravami vztahu (2.17) dostaneme:

$$i_r(t) = I_C \cdot (\cos(\omega t) + \cos(\omega t - \pi)) + i_r(t) \rightarrow i_r(t) = 2 \cdot I_C \cdot \cos \frac{\pi}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) + i_r(t) \quad (2.18)$$

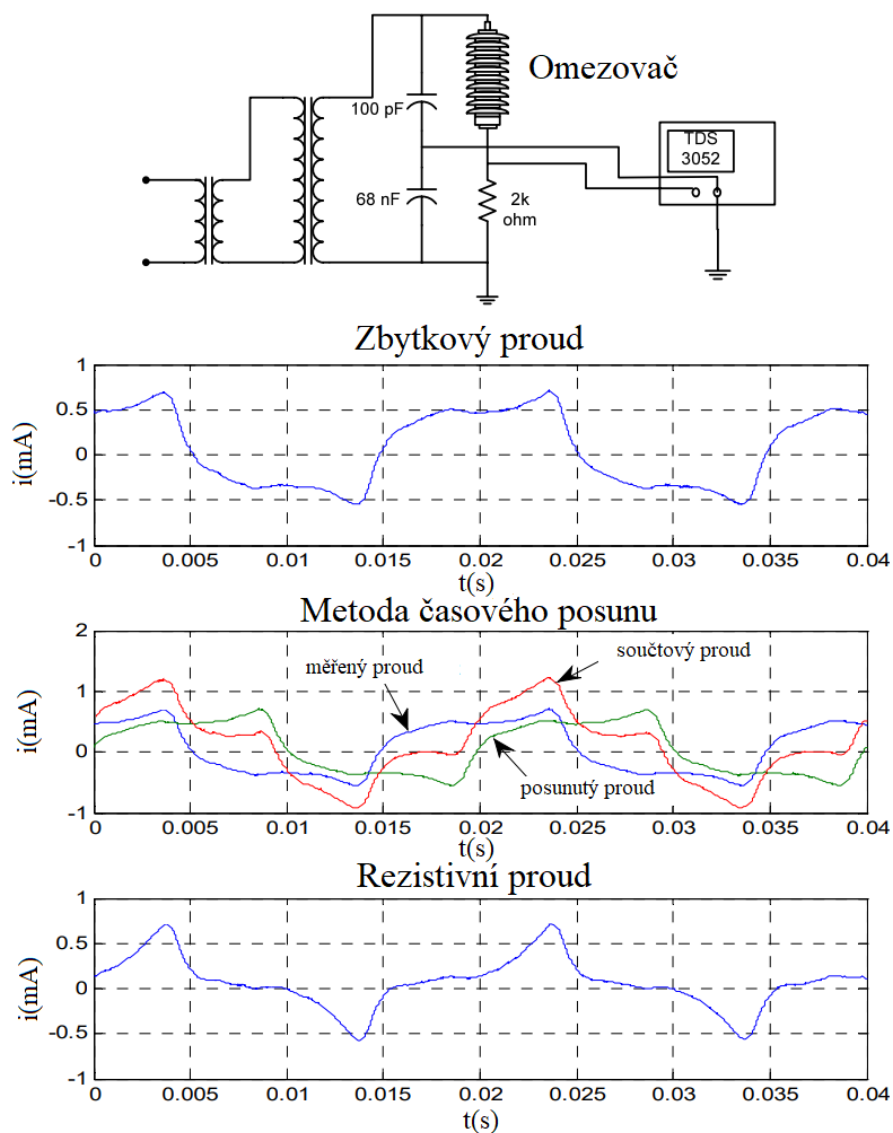
$$\text{kde } 2 \cdot I_C \cdot \cos \frac{\pi}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) = 0 \quad (2.19)$$

Tato metoda pracuje dle následujícího algoritmu:

- 1) získání referenčního času průchodu měřeného proudu  $i_t$  nulou
- 2) detekování základní frekvence proudu
- 3) generování nového průběhu proudu  $i_{tShift}$  posunutého o  $\pi/4$  vůči změřenému průběhu  $i_t$

- 4) součet průběhů  $i_{tShift}$  a  $i_t$
- 5) detekování času  $t_{max}$ , ve kterém součtový průběh z kroku 4) nabývá maxima – v tomto okamžiku nabývá rezistivní proud maxima a kapacitní proud nabývá maxima v okamžiku ( $t_{max} \pm 1/4.T$ ), kde T je perioda signálu
- 6) dle znalosti času ( $t_{max} \pm 1/4.T$ ) zjistit amplitudu kapacitního proudu (odečtením okamžité hodnoty změřeného proudu v tomto čase)
- 7) na základě znalosti základní frekvence (krok 2), amplitudy a fázového posunu (krok 6 a 7) lze generovat signál odpovídající kapacitnímu proudu a ten odečíst od měřeného proudu

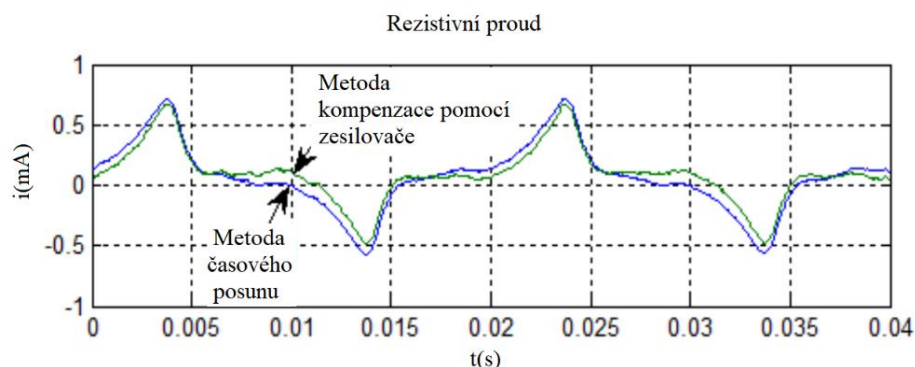
Funkčnost této metody je autory [7, 9] dokládána jednak výsledky simulace v prostředí Matlab, a jednak měřením na omezovači s polymerovým pouzdrém a parametry  $U_r = 12 \text{ kV}$  a  $I_n = 5 \text{ kA}$ . Na obr 2.5 je znázorněno schéma měřícího pracoviště a výsledky získané metodou časového posunu.



Obr 2.5 Schéma měřícího pracoviště a průběhy získané metodou „Timeshift“ [7]



Na dalším obrázku je znázorněno porovnání výsledných průběhů získaných metodou časového posunu vůči referenčnímu průběhu získanému metodou kompenzace s pomocí zesilovače (přístrojová kompenzace popsaná v části 2.1.3).



Obr 2.6 Porovnání referenčního průběhu a průběhu získaného metodou „Timeshift“ [7]

V publikaci není uvedeno použité napětí, nicméně z naměřených průběhů je patrné, že měření bylo provedeno buď při napětí vyšším než  $U_c$ , nebo se jednalo o již značně degradovaný varistor, neboť rezistivní proud je velikostně srovnatelný se změřeným celkovým proudem. Z toho vyvstává otázka, do jaké míry je tato metoda použitelná pro měření  $I_r$  při namáhání provozním napětím, neboť v takových případech převažuje u nových, popřípadě nepříliš degradovaných varistorů, kapacitní složka proudu.

## 2.2 Metody měření $I_3$

### 2.2.1 Harmonická analýza proudu

Harmonická analýza celkového proudu patří mezi nejrozšířenější diagnostické metody zejména v rámci on-line monitoringu. Klasickou metodou harmonické analýzy je Fourierova analýza umožňující převedení periodického signálu z časové do frekvenční oblasti. V případě analyticky vyjádřitelného průběhu je možné periodickou veličinu rozložit na nekonečnou řadu složenou z konstanty a harmonických veličin o frekvenci rovné celočíselným násobkům základní frekvence pomocí Fourierových řad. Aby bylo možné provést tento rozklad, musí funkce  $f(t)$  splňovat tzv. Dirichletovy podmínky:

- $f(t)$  musí být v intervalu  $\langle 0; T \rangle$  jednoznačná
- $f(t)$  musí být v rámci periody alespoň po částech spojitá, tedy obsahovat konečný počet bodů nespojitosti prvního druhu (v bodě nespojitosti jsou obě jednostranné limity vlastní)
- $f(t)$  musí mít konečný počet maxim a minim
- $f(t)$  musí být definována v krajních bodech intervalu (nabývat v nich konečných hodnot)

Splňuje-li funkce  $f(t)$  výše uvedené podmínky, pak lze její Fourierovu řadu zapsat jako:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot \omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \sin(n \cdot \omega t) \quad (2.20)$$

$$\text{kde } A_0 = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt \quad (2.21)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) \cdot dt \quad \text{pro } n = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (2.22)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega t) \cdot dt \quad \text{pro } n = 1, 2, 3 \dots \quad (2.23)$$

Popřípadě ve spektrálním tvaru:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \sin(n \cdot \omega t + \varphi_n) \quad (2.24)$$

$$\text{kde } C_n \text{ amplitudové spektrum } C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad (2.25)$$

$$\varphi_n \text{ fázové spektrum } \varphi_n = \arctg \frac{B_n}{A_n} \quad (2.26)$$

K převodu posloupnosti diskretních hodnot z časové do frekvenční oblasti slouží diskretní Fourierova transformace (DFT) [20, 31]:

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1} f_n \cdot e^{-j \cdot n \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot k} \quad (2.27)$$

$T$  doba mezi dvěma vzorky

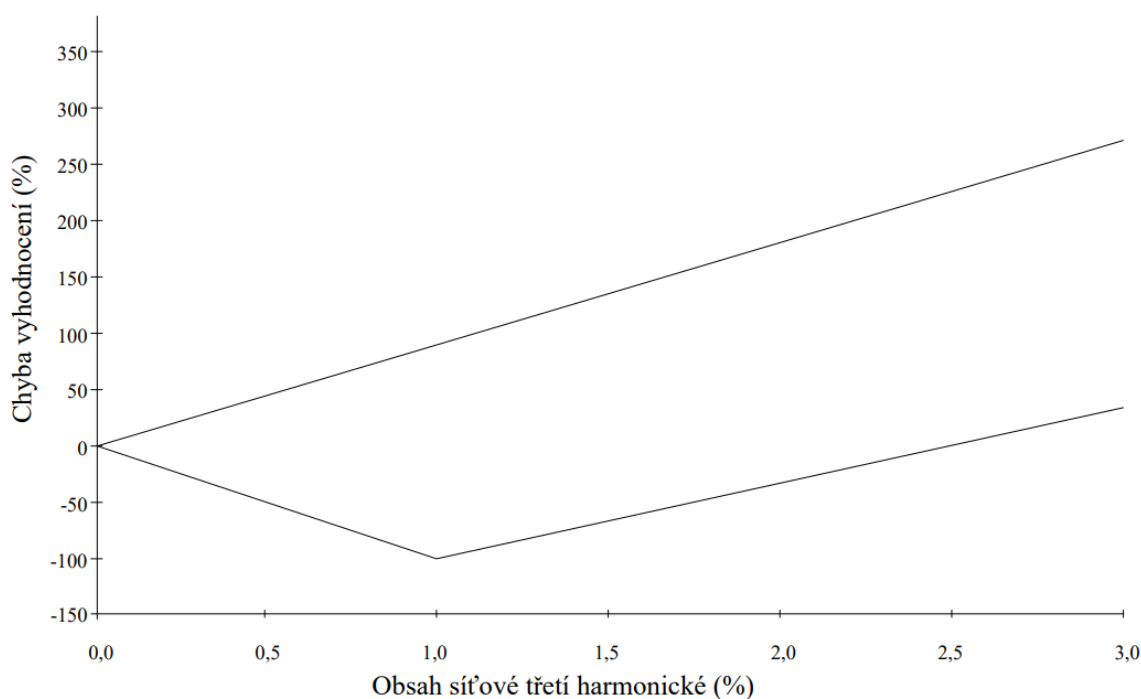
$N$  počet vzorků

$F_k$   $k$ -tý obraz,  $k = 1, 2, 3 \dots$

$f_n$   $n$ -tý člen posloupnosti naměřených hodnot

Harmonická analýza zbytkového proudu vychází z předpokladu, že veškeré vyšší harmonické obsažené v proudovém signálu vznikají v důsledku nelineární VA charakteristiky varistorů. Jako diagnostický indikátor se nejčastěji využívá třetí harmonická proudu  $i_3$ . Ta tvoří typicky 10 až 40 % harmonického obsahu rezistivního proudu. Konkrétně je obsah vyšších harmonických závislý na velikosti rezistivního proudu a stupni nelinearity VA charakteristiky. Oba tyto parametry jsou funkcí přiloženého napětí a teploty varistorů. Využití třetí harmonické

jakožto diagnostického indikátoru přináší dvě podstatné výhody, které vedly k rozšíření této metody v rámci on-line monitoringu – jednak není třeba měřit napětí na omezovači a jednak je omezen vliv povrchových proudů projevujících se především v první harmonické, kterému lze při on-line měřeních jen těžko předcházet. Největším problémem této metody je přítomnost harmonických složek v napájecím napětí. Napětíové vyšší harmonické generují kapacitní proudy, které mohou být velikostí srovnatelné s rezistivním proudem. Na obr 2.7 jsou zobrazeny závislosti chyby měření  $i_3$  na obsahu třetí harmonické v napětí soustavy pro různé fázové posuny třetí harmonické vůči první harmonické napětí. Z těchto závislostí je patrné, že při vyhodnocení  $i_3$  může snadno docházet k chybám větším než 100 %, což je pro jakékoliv měření nepřijatelné. Z tohoto důvodu může samostatná analýza pomocí DFT poskytnout kvalitní informaci o stavu omezovače pouze v případě zanedbatelného obsahu třetí harmonické v napájecím napětí. S takovým předpokladem nelze zejména v současnosti počítat vzhledem k neustále vzrůstajícímu počtu nelineárních zařízení připojených do sítě [2, 6].

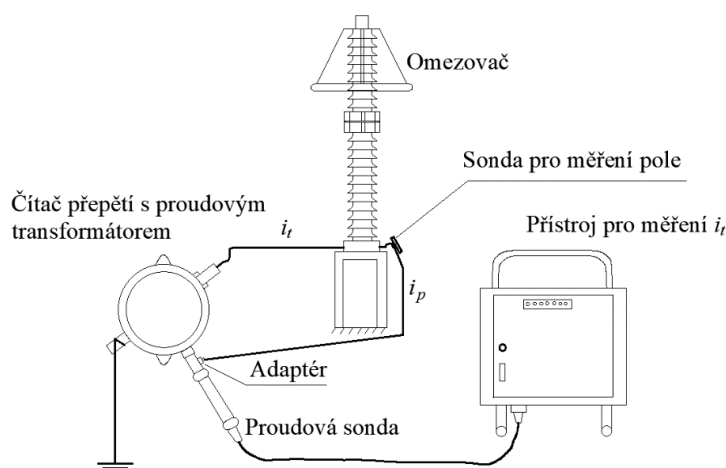


Obr 2.7 Závislost chyby měření  $i_3$  na obsahu síťové třetí harmonické [2]

Další nevýhodou je, že analýza třetí harmonické dokáže zachytit jen takové typy degradace, které vedou ke změnám stupně nelinearity v daných bodech VA charakteristiky. Z obr 1.13 (kap. 1) je patrné, že při degradaci způsobené chemickými změnami může docházet k posunu celé charakteristiky, zatímco tvar zůstává přibližně stejný. Příčinou je formování svodové cesty na okrajích varistorů, která se projeví nárůstem zejména první harmonické proudu. Stejný problém představuje proniknutí vlhkosti do omezovače [6].

## 2.2.2 Měření $I_3$ s kompenzací vlivu třetí harmonické napětí

Z předchozích odstavců je zřejmé, že přítomnost třetí harmonické v napájecím napětí může vést k nepřijatelným chybám při vyhodnocování třetí harmonické proudu. Podstatného zlepšení metody lze dosáhnout kompenzací vlivu třetí harmonické napětí  $u_3$ . Kompenzace je docílena použitím kapacitní sondy elektrického pole a speciálního přístroje, který zpracovává změřené signály. Tato měřicí sestava je zobrazena na obr 2.8 [2, 14].



Obr 2.8 Sestava pro měření  $i_3$  s kompenzací vlivu napěťových harmonických [14]

Pro třetí harmonickou celkového proudu  $i_{3t}$  lze obdobně jako pro celkový proud psát:

$$i_{3t} = i_{3r} + i_{3c} \quad (2.28)$$

Kapacitní proud  $i_{3c}$  vzniká především v důsledku přítomnosti třetí harmonické  $u_3$  v napětí soustavy. Pro jeho kompenzaci dle vztahu (2.28) je třeba zjistit jeho amplitudu a fázi. K tomuto účelu slouží kapacitní sonda umístěná v blízkosti omezovače. Elektrické pole v okolí omezovače indukuje v sondě proud  $i_p$ . Pomocí Fourierovy transformace je získána jeho třetí harmonická, tedy  $i_{3p}$ . Kapacitní proud  $i_{3c}$  je závislý především na napětí daného omezovače a do určité míry také na napětí přilehlých fází, zatímco proud sondy  $i_{3p}$  závisí pouze na vzájemných kapacitách v uspořádání, tzn. je více ovlivněn přilehlými fázemi.

### Stanovení fáze $i_{3c}$

Uvážíme-li, že napětí obsahuje pouze první a třetí harmonickou složku, pak lze jeho časový průběh v jednotlivých fázích zapsat vztahem:

$$U_n(t) = U_{1n} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + n \cdot \frac{2\pi}{3}) + U_{3n} \cdot \cos(3 \cdot (2\pi \cdot f \cdot t) + 3 \cdot n \cdot \frac{2\pi}{3} + \phi_3) \quad (2.29)$$

kde  $\Phi_3$  fázový posun třetí harmonické

$n$  číslo fáze

Z tohoto vztahu je zřejmé, že fázový posun třetí harmonické se v jednotlivých fázích liší o násobky  $2\pi$ . To znamená, že třetí harmonická je konfázní (obsahuje pouze netočivou složku). Fázový posun kapacitního proudu  $i_{3c}$  je tedy roven fázovému posunu proudu sondy  $i_{3p}$ .

### Stanovení amplitudy $i_{3c}$

Stanovení amplitudy kapacitního proudu  $i_{3c}$  vychází z porovnání amplitud prvních harmonických složek proudu omezovače  $I_{1t}$  a proudu kapacitní sondy  $I_{1p}$ . Jejich porovnání je možné na základě skutečnosti, že při provozním napětí má proud  $i_t$  převážně kapacitní charakter ( $i_t \approx i_c$ ). V případě jednofázové aplikace omezovače nezáleží na poloze sondy a pro přepočítání proudu lze psát:

$$k_1 = \frac{I_{1t}}{I_{1p}} \quad (2.30)$$

$$I_{3c} = k_1 \cdot I_{3p} \quad (2.31)$$

U třífázových aplikací je stanovení koeficientu přepočtu náročnější, neboť proud sondy je ovlivněn přílehlými fázemi a jeho průběh závisí na jejím umístění. Zavedme poměr koeficientu  $k_1$  pro jednofázovou aplikaci a koeficientu  $k_3$  pro třífázovou aplikaci a předpokládejme, že  $I_{1t} \approx I_{1c}$ :

$$\frac{k_3}{k_1} = \frac{I_{1p}}{I_{1c}} \cdot \frac{I_{3c}}{I_{3p}} \quad (2.32)$$

Proudy ve vztahu jsou úměrné intenzitě elektrického pole – odtud dostaneme:

$$\frac{k_3}{k_1} = \frac{E_{1p}}{E_{1c}} \cdot \frac{E_{3c}}{E_{3p}} \quad (2.33)$$

Tento poměr autoři [14] stanovili pomocí počítačového programu využívajícího výpočetní metodu BEM (*boundary element method*) pro výpočet intenzity elektrického pole v místě umístění sondy (u uzemněného konce omezovače). Výpočty byly provedeny pro dvě různé třífázové konfigurace (145 a 420 kV). Výsledné hodnoty poměru  $k_3/k_1$  jsou uvedeny v následující tabulce:

Konfigurace	Fáze		
	1	2	3
145 kV	0,7	0,69	0,7
420 kV	0,82	0,8	0,82

Tabulka 1.1 Výsledné poměry  $k_3/k_1$  [14]

Na základě této tabulky je učiněn závěr, že i při značně odlišných konfiguracích (vzdálenost fází, velikost omezovačů, vzdálenost od zdí) je hodnota poměru  $k_3/k_1$  přibližně konstantní. Tedy pro praktické využití lze pro kteroukoliv fázi počítat s průměrnou hodnotou dle vztahu (2.34) [14].

$$i_{3r} = i_{3t} - 0,75 \cdot k_1 \cdot i_{3p} = i_{3t} - 0,75 \cdot \left( \frac{i_{1r}}{i_{1p}} \cdot i_{3p} \right) \quad (2.34)$$

Specifické nejistoty těchto měření vyplývají jednak z umístění sondy a jednak z použití přibližného koeficientu převodu  $k$ . V současnosti existují komerčně dostupné diagnostické přístroje pracující na základě výše uvedeného principu. Jako příklad lze uvést přístroj LCM500 společnosti Fluke [14, 15].



Obr 2.9 Přístroj LCM500 pro měření  $i_3$  se sondou pro kompenzaci vlivu  $u_3$  [15]

### 2.2.3 Kompenzace kapacitního proudu kombinací tří fází

Princip této metody vychází z předpokladu, že kapacitní proudy omezovačů se při součtu jejich celkových proudů v třífázové soustavě vyruší, neboť jsou vzájemně fázově posunuty o  $120^\circ$ . Měření lze provádět např. pomocí proudového bočníku či měřícího proudového transformátoru. Výsledný průběh proudu je složen z vyšších harmonických rezistivního proudu ve všech třech fázích (první harmonické rezistivního proudu se rovněž vyruší, mají-li stejnou amplitudu). Dojde-li k nárůstu rezistivního proudu kteréhokoliv omezovače, projeví se tato změna v součtovém proudu a indikuje degradaci některého z omezovačů. Tuto změnu lze pozorovat na osciloskopu. Je velmi nepravděpodobné, že by došlo k degradaci všech tří omezovačů do stejné míry současně. Výhodou je, že není třeba měřit napětí. Využitelnost této metody je však značně omezená, neboť obecně nemají kapacitní proudy ve všech fázích stejnou velikost. Z tohoto důvodu lze tato měření provádět pouze u dostatečně symetrických uspořádání např. v plynem izolovaných spínacích stanicích. Dalším problémem jsou napěťové vyšší harmonické, které vedou k dodatečnému vzniku harmonických v součtovém proudu. Překročí-li harmonické vyšších

řádů (5, 7, 11...) zbytkového proudu omezovačů velikost jeho třetí harmonické, pak může být průběh součtového proudu deformován do takové míry, že je měření zcela znemožněno [2, 14].

### 2.3 Metoda referenčního napětí $U_{ref}$

Tato metoda vychází z porovnání výrobcem běžně udávaných hodnot  $U_{ref}$  a  $I_{ref}$  se změřenými hodnotami. Tyto parametry jsou definovány následovně:

- $U_{ref}$  referenční napětí

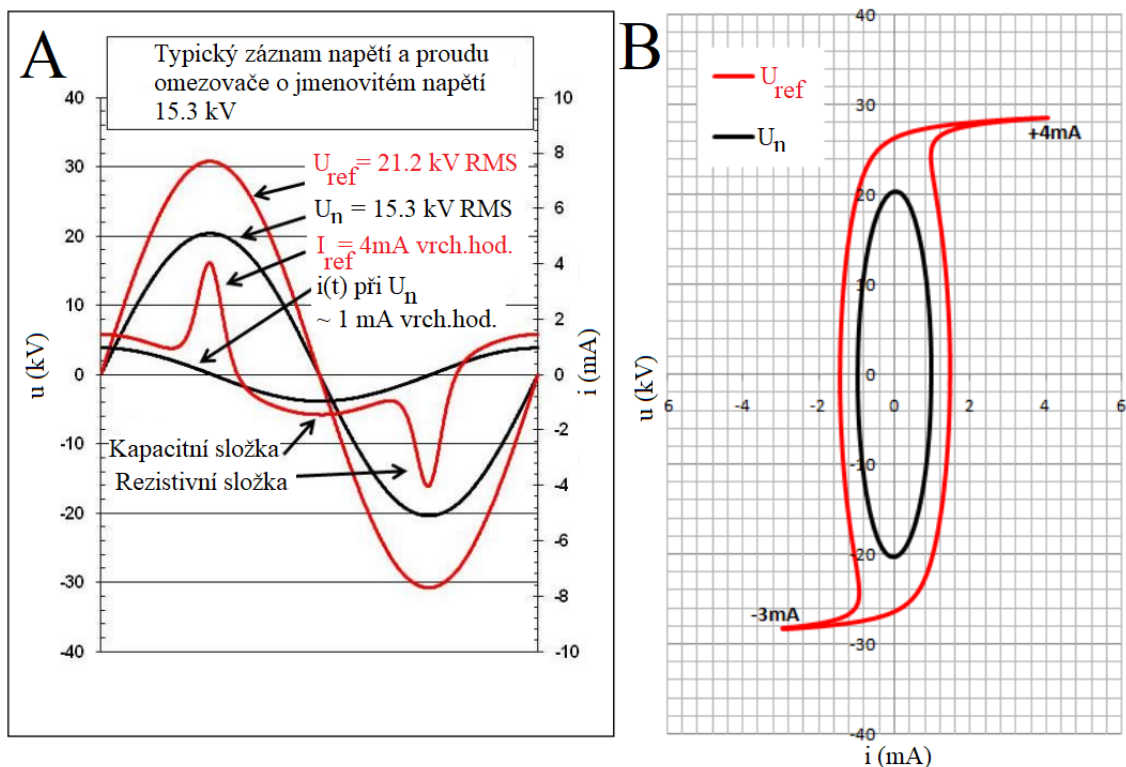
Referenční napětí omezovače je definováno jako vrcholová hodnota napětí síťové frekvence dělená  $\sqrt{2}$ , která je-li na omezovač aplikována, vyvolá průchod referenčního proudu.

- $I_{ref}$  referenční proud

Referenční proud je definován jako vrcholová hodnota (je-li průběh proudu nesymetrický, tak vyšší ze dvou polarit) rezistivní složky celkového proudu síťové frekvence, která slouží k určení referenčního napětí. Obvykle se pohybuje v rozpětí 1-10 mA. Hodnoty  $U_{ref}$  a  $I_{ref}$  patří mezi standardně udávané údaje.

Referenční napětí se někdy používá jako rozhodující kritérium při napěťových zkouškách omezovačů. Například při zkoušce atmosférickým impulsem se změří  $U_{ref}$  před a po sérii aplikovaných impulsů. Porovnáním procentuální změny  $U_{ref}$  s předepsanou hodnotou se určí, zda omezovač vyhověl. Metoda referenčního napětí je součástí zkušební metodiky Asociace zkušeben vysokého napětí (AZVN) určené zejména pro omezovače v soustavách 110, 220 a 400 kV. Dle této metodiky se po provedení vizuální kontroly omezovače tento připojí na zkušební zdroj napětí. Po nastavení napětí odpovídajícího přibližně trvalému provoznímu napětí a kontrole všech měřicích přístrojů (kV-metr, mA-metr a osciloskop) se plynule zvyšuje zkušební napětí až do okamžiku dosažení referenčního proudu. Nastavování musí probíhat rychle, neboť při měření referenčního napětí se omezovač dostává do vodivého stavu a déletrvající namáhání by mohlo vést k jeho zničení. Po dosažení referenčního proudu se provede oscilografický záznam napětí a proudu. Výsledné hodnoty  $U_{ref}$  se porovnají s přípustným rozmezím hodnot udávaným výrobcem. U vícedílných omezovačů se tato měření provádějí po dílech, neboť výrobce ve svých protokolech většinou udává hodnoty naměřené na jednotlivých dílech. Na obr 2.10 A) jsou znázorněny typické průběhy napětí a proudu na omezovači o jmenovitém napětí 15.3 kV při měření  $U_{ref}$ . Referenční proud se nachází v oblasti prvního kolene VA charakteristiky varistoru v blízkosti bodu průrazu. Celkový proud omezovače se při střídavém napájení napětím v blízkosti hodnoty  $U_{ref}$  skládá z relativně malé kapacitní a velké rezistivní složky. Z průběhu proudu změřeného při referenčním napětí je patrná dominující rezistivní složka proudu. Na obr 2.10 B) je znázorněno měření  $U_{ref}$  pomocí Lissajousových obrazců u impulsně degradovaného

omezovače. Rozdílná hodnota proudu pro různé polarity odpovídá asymetrickým změnám VA charakteristiky omezovače [2, 10, 27].



Obr 2.10 Měření referenčního napětí [10]

Dle [6] jsou pro účely diagnostiky postupné degradace varistorů vhodnější jiné diagnostické metody (měření  $I_r$ ,  $I_3$ ,  $T$ ,  $P$ ), a to z následujících důvodů:

- Z obr 1.13 (kap. 1) je patrné, že průsečík VA charakteristik před a po impulsní degradaci se nachází v blízkosti bodu průrazu. V závislosti na poloze referenčního proudu vůči tomuto průsečíku může být změna hodnoty referenčního napětí před a po degradaci záporná, kladná či nulová.
- Změny hodnoty referenčního napětí jsou bez ohledu na jejich znaménko méně citlivým ukazatelem degradace než změny zbytkového rezistivního proudu v oblasti před průrazem. Jinými slovy, metoda referenčního napětí není schopná zachytit změny VA charakteristiky v oblasti provozních napětí omezovače [6].

## 2.4 Měření ztrát $P$

Určení ztrátového výkonu omezovače vyžaduje změření proudu a napětí na omezovači. Ztráty lze následně určit z definice činného výkonu jako integrál součinu napětí a proudu:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} u(t) \cdot i(t) \quad (2.35)$$



Za předpokladu harmonických průběhů napětí a zbytkového proudu lze činný výkon vyjádřit také pomocí účinníku  $\cos \varphi$  jako:

$$P = U_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \cos \varphi \quad (2.36)$$

Oproti metodám měření  $I_r$  není měření činných ztrát vzhledem k procesu násobení a integrace tolik zatíženo nejistotami v důsledku vyšších harmonických (za předpokladu využití definičního vztahu výpočtu činného výkonu (2.35)). Měření ztrát je však velmi citlivé na chybu fázového posunu  $\varphi$ . Měření ztrát je také součástí metodiky AZVN. Dle této metodiky se ztráty vypočtou dle vztahu (2.36) na základě změření efektivních hodnot napájecího napětí a zbytkového proudu. Fázový posun  $\varphi$  se odečte z oscilogramu. „Vzhledem k možnému rozdílu posunu  $\varphi$  na vzestupné a sestupné straně průběhu proudu a napětí (vlivem nelinearity svodiče) je vhodné určit průměrnou hodnotu posunu  $\phi$ , použitou pro výpočet, z minimálně dvou hodnot  $\varphi$  na vzestupné straně a dvou hodnot  $\varphi$  na straně sestupné. To znamená nastavení časové základny osciloskopu tak, aby záznam obsahoval minimálně dvě celé periody proudu i napětí. Vzhledem k značné citlivosti parametrů používaných k výpočtu (zejména fázového posunu  $\varphi$ ) a vzhledem k faktu, že nepřesnosti nastavení nebo určení těchto parametrů se kumulativně násobí a významně ovlivňují výsledek, je nutno tuto metodu považovat pouze za informativní a její výsledky za orientační. [27]“

## 2.5 Měření teploty omezovačů

Jakékoliv změny dosud uvažovaných veličin ( $I_r$ ,  $I_3$ ,  $U_{ref}$ ,  $P$ ) vedou v konečném důsledku k ovlivnění teploty varistorového sloupce. Využití teploty jakožto diagnostického ukazatele je spojeno s řadou výhod - předně, teplota sloupce není pouze ukazatelem možných problémů, ale sama o sobě je limitujícím parametrem z hlediska tepelné stability. Navíc se jedná o veličinu, jejíž měření není ovlivněno okolními elektromagnetickými interferencemi (ve smyslu síťových vyšších harmonických, parazitních kapacit aj.) a nevyžaduje technicky náročné měření napětí. Tím odpadají problematické nejistoty spojené s klasickými metodami diagnostiky [2, 6].

### 2.5.1 Termografická měření

Základním principem infračervené termografie je skutečnost, že každé těleso s teplotou vyšší než 0 K vyzařuje elektromagnetické záření. Vztah mezi intenzitou záření absolutně černého tělesa a jeho frekvencí popisuje Planckův zákon:

$$dI = \frac{\hbar}{\pi^2 \cdot c^2} \frac{\omega^3}{e^{\frac{\hbar \cdot \omega}{k \cdot T}} - 1} d\omega \quad (2.37)$$

kde

$I$  intenzita záření

$\omega$	<i>úhlová frekvence záření</i>
$c$	<i>rychlost světla ve vakuu</i>
$h$	<i>redukovaná Planckova konstanta</i>
$T$	<i>termodynamická teplota</i>

Při pokojových a jim relativně blízkých teplotách vyzařují objekty nejvíce energie v oblasti infračerveného záření (IR záření). IR záření je pomocí optického systému, vzorkovacího systému a detektoru IR kamery přeměněno na elektrické signály a následně na hodnoty jednotlivých pixelů, které společně tvoří finální snímek reprezentující teplotní profil daného objektu. Technický pokrok v oblasti termografie umožnil rozvoj diagnostických metod v celé řadě aplikací a kontrola stavu zařízení pomocí infračervených kamer se celosvětově těší velké oblibě nejen v oblasti elektrotechniky. Nejinak je tomu v oblasti diagnostiky vysokonapěťových zařízení, kde se jedná typicky o kontrolu izolačních systémů. S pomocí termogramů lze odhalit problematická místa zařízení, ve kterých dochází k akumulaci tepla, případně podezřelý celkový nárůst teploty. S akumulací tepla související nárůst teploty je pak spojen se zrychleným stárnutím daného prvku. Pouhé pořízení termografického snímku a jeho vizuální posouzení je nejjednodušší způsob, jak rychle odhalit možný problém u omezovačů připojených v síti. V případě „manuálního“ vyhodnocení lze rozlišit tři základní přístupy:

- Absolutní kritérium zvýšení teploty

Naměřené hodnoty teploty hotspotů daného zařízení se porovnají s teplotními limity konkrétního zařízení pro dané klimatické a provozní podmínky.

- Porovnání s dříve pořízenými snímky

Rozhodnutí o stavu zařízení vyplyne z porovnání pořízeného snímku s podobnými snímky pořízenými při různých standardních a nestandardních provozních stavech. Pro tato porovnání je nutné mít k dispozici databázi termografických záznamů.

- Kritérium homogenity termografického snímku

Toto kritérium vychází z porovnání údajů o teplotě stejných zařízení pracujících ve stejných podmínkách. Příkladem mohou být paralelně zapojená zařízení či prvky zapojené stejným způsobem ve všech fázích. Právě mezi tyto patří i omezovače v trojfázových konfiguracích. Rozhodovacím kritériem se pak stává relativní rozdíl teplot, který můžeme vyjádřit jako:

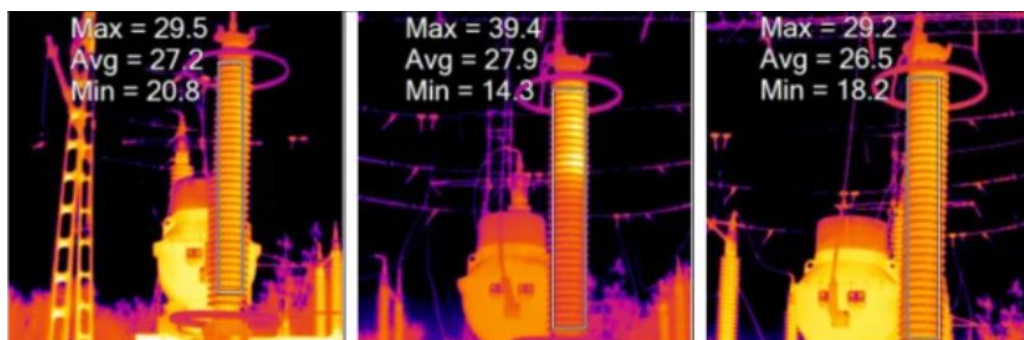
$$\eta_T = \frac{T_1 - T_2}{T_1 - T_0} \cdot 100\% \quad (2.38)$$

kde  $T_0$  teplota okolí

$T_1$  teplota hotspotu kontrolovaného zařízení

$T_2$  referenční teplota (např. teplota omezovače v přilehlé fázi)

V některých zemích (Čína, USA, Kanada) byly vypracovány normy, jejichž součástí jsou doporučení pro vyhodnocení termografických snímků. Součástí některých z nich jsou i tabelované mezní hodnoty  $\eta_T$  pro různá zařízení. Obvykle se však jedná o jiná zařízení, jež jsou součástí soustavy (vypínače SF<sub>6</sub>, vakuové vypínače aj.). Během ustáleného provozního stavu je teplota omezovačů relativně blízká okolní teplotě a jakákoliv významná odlišnost teploty od okolních omezovačů stejného typu indikuje možný problém. V praxi bývá většinou aplikováno pravidlo, že je-li teplota omezovače o 5 K vyšší než teplota okolních omezovačů stejného typu, pak je tento považován za podezřelý. V případě teplotního rozdílu 10 K je již považován za vadný [2, 22].



Obr 2.11 Porovnání teplotních profilů omezovačů ve třech fázích [15]

### Termografická měření se strojovým vyhodnocením snímků

Vizuální vyhodnocení termogramů je ovlivněno zkušenostmi osoby provádějící měření a při kontrole většího počtu zařízení (celé elektrické stanice) může být časově velmi náročné. Moderním trendem vývoje v oblasti infračervené diagnostiky je automatizace vyhodnocení termografických snímků. Jsou aplikovány různé poznatky z oblasti umělé inteligence. Často zmiňovaná je aplikace tzv. umělých neuronových sítí ANN (*artificial neural network*). Jedná se o často používaný výpočetní model pro rozpoznávání vzorů. ANN síť se skládá z citlivých a informaci přenášejících jednotek, které jsou organizovány ve vrstvách. První vrstva je vstupní, poslední výstupní a mezilehlé skryté vrstvy jsou zodpovědné za zpracování přijatých dat. Toto zpracování probíhá pomocí aplikace určitých přenosových funkcí (synaptických vah). Každý neuron může mít libovolný počet vstupů, může však mít pouze jeden výstup. Pro zajištění požadované funkce je třeba ANN síť podrobit některému z algoritmů strojového učení. Jednou ze skupin používaných algoritmů jsou algoritmy zpětného šíření chyby (*backpropagation algorithm*). Základním principem těchto algoritmů je zpětná vazba dosaženého výsledku. Na základě odchylky výsledku od požadované hodnoty jsou přizpůsobovány jednotlivé

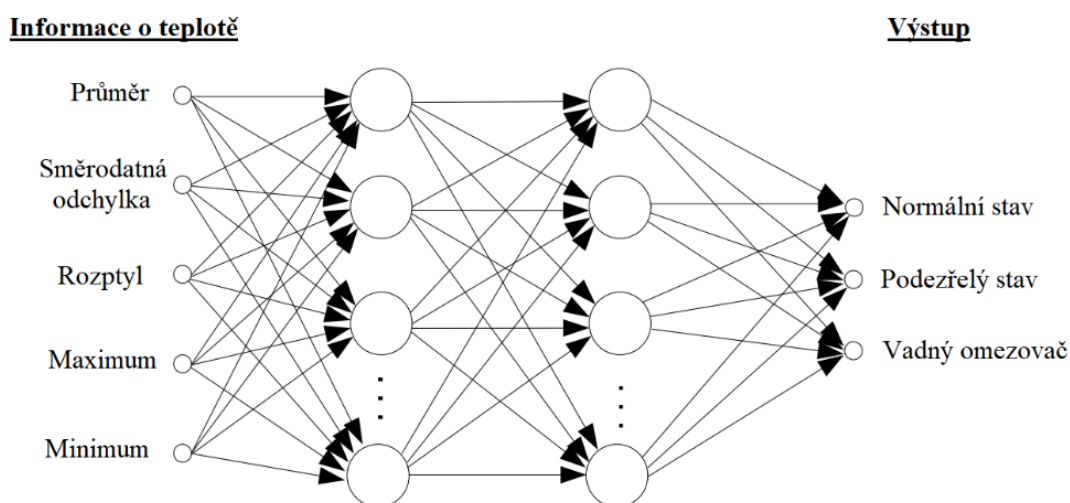
synaptické váhy pro dosažení co nejlepší shody. Přizpůsobování vah se děje na základě výpočtu parciálních derivací výstupní funkce podle jednotlivých vah. Tyto derivace poskytují informaci a vlivu jednotlivých vah na výstup modelu. Jedním z charakteristických rysů ANN sítí je požadavek na zobecnění. Optimálně naučený model by měl být schopen správně klasifikovat i data, která při procesu učení nebyla použita. K dosažení tohoto cíle je třeba ANN sítí učit pokud možno s co největším objemem a variabilitou dat, aby model byl schopen klasifikovat i neobvyklé teplotní profily. Pro hodnocení kvality výstupu modelu se nejčastěji používá střední kvadratická chyba (MSE – *mean square error*), která je definována následovně [22, 23, 18]:

$$MSE = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (T_i - O_i)^2 \quad (2.39)$$

kde  $O_i$  výstup modelu  
 $T_i$  skutečná hodnota  
 $i$  index  
 $n$  počet výstupů

Ačkoliv využití umělé inteligence pro analýzu termografických snímků omezovače zatím nepatří mezi v praxi rozšířené metody, lze očekávat, že tyto metody jsou jedním z možných směrů budoucího vývoje v oblasti diagnostiky. Za účelem posouzení využitelnosti těchto metod v rámci diagnostiky omezovačů již vzniklo několik studií, z nichž dvě budou zmíněny v následujícím textu.

V první citované studii byla studována souvislost mezi zvýšení třetí harmonické proudu a teploty omezovače. Za tímto účelem byla vytvořena ANN síť, která je schematicky zobrazena na obr 2.12.



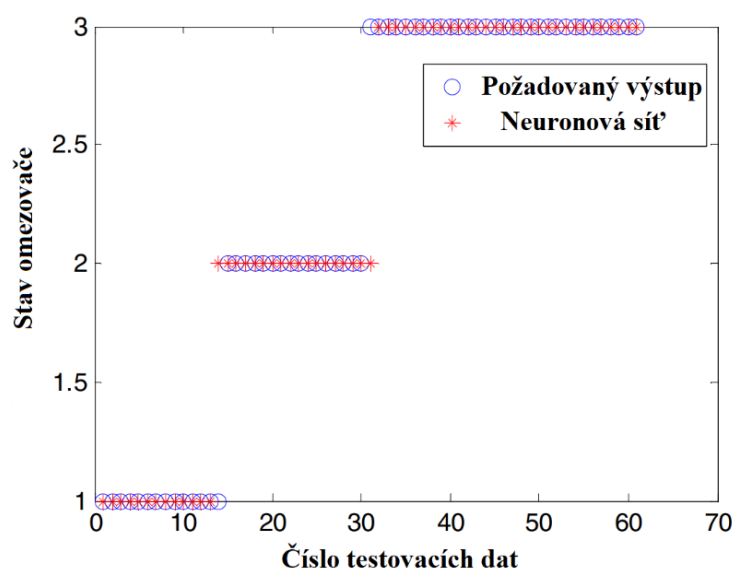
Obr 2.12 Umělá neuronová síť pro zpracování teplotních dat omezovače [24]

Na obr 2.13 je znázorněna tabulka stavů omezovače příslušejících jednotlivým rozsahům hodnot proudu třetí harmonické.

Stav omezovače	Rozsah hodnot $I_3$	Číslo stavu
Normální stav	0 - 150 $\mu\text{A}$	1
Podezřelý stav	151 - 300 $\mu\text{A}$	2
Poruchový stav	nad 300 $\mu\text{A}$	3

Obr 2.13 Klasifikace výstupů neuronové sítě [24]

Pro učení modelu ANN bylo použito 204 různých souborů dat (změřených amplitud třetí harmonické  $I_3$  a pořízených IR snímků) a na dalších 58 datech byla navržená síť testována. Pořízené termosnímky byly převedeny na teplotní histogramy a z těchto byla extrahována vstupní data pro algoritmus ANN. Data byla pořízena při aplikaci napětí v rozmezí 80 až 110 kV s krokem 1 kV. Z celkového objemu testovacích dat představovalo 22,9% normální stav, 26,3 % podezřelý stav, 50,8% poruchový stav. Mezní požadavky na učení algoritmu byly stanoveny následovně: míra učení (*learning rate*) udávající míru modifikace hodnot vah v každém kroku byla nastavena na 0,05, požadovaná hodnota MSE pro ukončení učení byla nastavena na 0,001 a maximální počet epoch (průchodů neuronové sítě trénovacími daty) na 1000. V závěru této studie je prezentována dosažená přesnost klasifikace 96,7 %. Výsledky klasifikace stavů omezovače pomocí neuronové sítě a požadované výstupy jsou zobrazeny na obr 2.14.



Obr 2.14 Porovnání požadovaných výstupů a skutečných výstupů neuronové sítě [24]

V druhé citované studii provedli autoři sérii experimentů, jejichž cílem bylo pomocí ANN sítě nejen klasifikovat stav omezovače (normální/poruchový), ale i určit příčinu poruchového stavu. K tomuto účelu bylo dodáno několik použitých omezovačů, které již byly v rámci sítě nahrazeny. Tudiž některé omezovače testované v této studii již byly poškozené. Při prvotní analýze stavu dodaných omezovačů byly zjištěny některé druhy příčin – poškození pouzdra, přítomnost svodových cest na varistorech aj. V dalším kroku byly některé omezovače otevřeny za účelem vytvoření umělých defektů pro porovnání jejich teplotních profilů s nepoškozenými omezovači. V rámci experimentu byly na omezovačích cíleně realizovány tyto defekty:

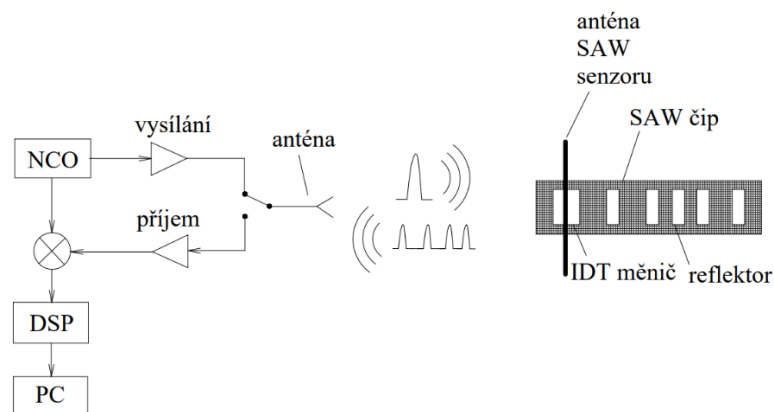
- vytvoření vodivých cest na povrchu varistorů
- vložení rozbitého varistoru do sloupce varistorů
- poškození pouzdra
- proniknutí vlhkosti do omezovače
- napaření solného roztoku na vnější povrch omezovače
- vychýlení varistoru ze sloupce

Omezovače použité v rámci studie pocházely od různých výrobců a byly určeny pro napěťové hladiny 96, 192 a 550 kV. Jedním z předpokladů této studie je, že vnitřní struktura omezovače se příliš neliší v závislosti na konkrétním modelu či výrobcu – dostatečně trénovaná neuronová síť by měla umět správně klasifikovat stav jakéhokoliv omezovače. Z celkových 409 teplotních profilů bylo 255 použito pro učení navržené ANN sítě a 154 pro její testování. V případě této studie bylo dosaženo přesnosti klasifikace stavu omezovače 99,4 %. Chyba určení typu poškození byla stanovena na 39 %. Během studie však bylo zjištěno, že některé typy defektů vykazují velmi podobný teplotní profil, z čehož vyplývá určitá část celkové chyby klasifikace.

Z těchto závěrů je patrné, že pro automatické vyhodnocení termogramů je zapotřebí značného objemu dat, nicméně se jedná o velmi zajímavé metody, které by mohly v budoucnosti nalézt uplatnění v rámci automatizovaných elektrických stanic [24, 25].

### 2.5.2 Kontaktní měření teploty

Přímé měření teploty varistorového sloupce je obtížně realizovatelné, neboť by musel omezovač být za tímto účelem být vybaven teplotním senzorem již ve fázi výroby. Další problém představuje přenos informace o teplotě, která je v případě omezovače měřena na vysokém potenciálu. Z těchto důvodů se jedná o ojedinělou metodu diagnostiky. Zajímavý systém on-line monitoringu pomocí přímého měření teploty je testován od roku 1997 v severním Německu na omezovači o jmenovitém napětí 360 kV. Tento omezovač byl vybaven několika teplotními senzory, které využívají k měření teploty povrchové akustické vlny (*SAW – Surface acoustic wave*). Principiální schéma tohoto měřicího systému je zobrazeno na obr 2.15.



Obr 2.15 Systém přímého měření teploty SAW [26]

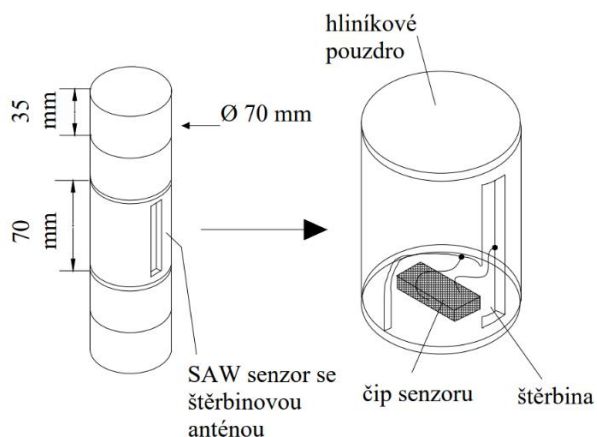
Na tomto obrázku značí

*NCO* numerically controlled oscillator - digitálně řízený oscilátor

*DSP* digital signal processing - blok digitálního zpracování signálu

*IDT* interdigital transducer – interdigitální měnič

Vysokofrekvenční signál v pásmu 0,03 až 3 GHz je vysílán radarovou jednotkou a přijímán anténou SAW senzoru. Přijatá elektromagnetická vlna je následně pomocí interdigitálního měniče integrovaného v substrátu senzoru přeměněna na povrchovou akustickou vlnu šířící se povrchu senzoru. Rychlost šíření a dráha této vlny je ovlivňována teplotou. V substrátu senzoru jsou integrovány reflektory, na kterých dochází k částečným odrazům akustické vlny. Odražené vlny jsou IDT měničem přeměněny na elektromagnetické vlny a ty přenášejí informaci o teplotě zpět k radarové jednotce. Kromě bezdrátového přenosu informací je výhodou tohoto systému absence potřeby napájení vlastního senzoru teploty. Sensory SAW jsou umístěny v hliníkových pouzdech přímo ve varistorových sloupcích tak, jak je to naznačeno na obr 2.16. Pomocí popsaného měřicího systému je trvale monitorováno oteplení varistorů vůči okolní teplotě. Data jsou zaznamenávána v noci, čímž je zajištěna eliminace rušivého vlivu slunečního záření [2, 26].



Obr 2.16 Umístění senzorů SAW [26]

### 3 Ověření vybraných diagnostických metod

Tato část práce je věnována ověření vybraných metod pro diagnostiku omezovačů. Z výše popsaných diagnostických metod byly vybrány metody stanovení rezistivního proudu – přímý odečet amplitudy rezistivního proudu a výpočetní metody: diferenciální metoda, metoda bodu na křivce (POW) a metoda časového posunu (Timeshift). Měření byla provedena v laboratoři VN na FEL ČVUT na distribučním omezovači přepětí Raychem HDA06-MA. Základní parametry tohoto omezovače jsou uvedené v tabulce 3.1:

Raychem HDA06-MA	
$U_c$ (kV)	6
$U_r$ (kV)	7,5
$I_n$ (kA)	10

Tabulka 3.1 Parametry použitého omezovače

#### 3.1 Měřicí pracoviště a popis provedených měření

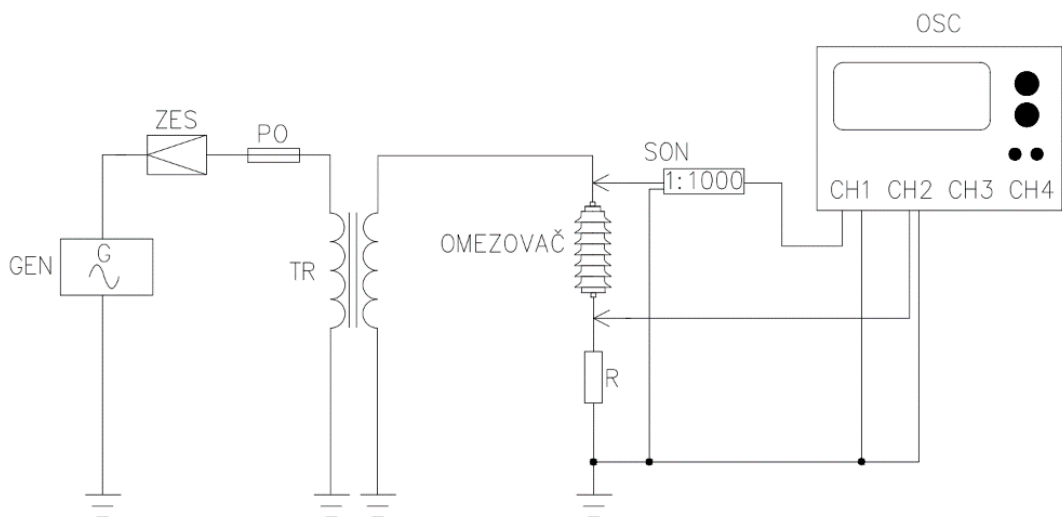
Měření byla provedena na třech napěťových hladinách reprezentujících tři různé stavy omezovače. První měření bylo realizováno při napětí  $U_{RMS} = 6,04$  kV, tedy přibližně při trvalém provozním napětí omezovače. Tento stav je charakterizován převládající kapacitní složkou proudu a v tabulce 3.2 je označen jako „zavřený stav“. Druhé měření bylo provedeno při napájení napětím o efektivní hodnotě  $U_{RMS} = 7,56$  kV, která přibližně odpovídá jmenovitému napětí omezovače. Tento stav je v tabulce 3.2 označen jako „polootevřený“ a v tomto stavu omezovačem protéká rezistivní proud řádově srovnatelný s proudem kapacitním. Poslední měření bylo provedeno při napětí  $U_{RMS} = 9$  kV a toto měření je označeno jako měření při „otevřeném“ stavu. V tomto stavu je napětí omezeno a omezovačem protéká převážně rezistivní proud.

Č. měření	$U_{RMS}$ (kV)	Stav omezovače	Název přílohy
1	6,04	"zavřený"	"sest.csv"
2	7,56	"polootevřený"	"sedm.csv"
3	9	"otevřený"	"devet.csv"

Tabulka 3.2 Provedená měření

Pro všechny stavy byly pro další zpracování sejmuty průběhy proudu a napětí na omezovači pomocí digitálního osciloskopu. Napětí bylo měřeno pomocí napěťové sondy 1:1000 a měření proudu bylo provedeno jako měření úbytku napětí na snímacím odporu o jmenovité hodnotě 680  $\Omega$ . Schéma měřicího pracoviště je zobrazeno na obr 3.1. V tabulce 3.3 jsou pak specifikovány použité přístroje a na obr 3.2 jsou fotografie částí měřicího pracoviště pořízené v laboratoři.

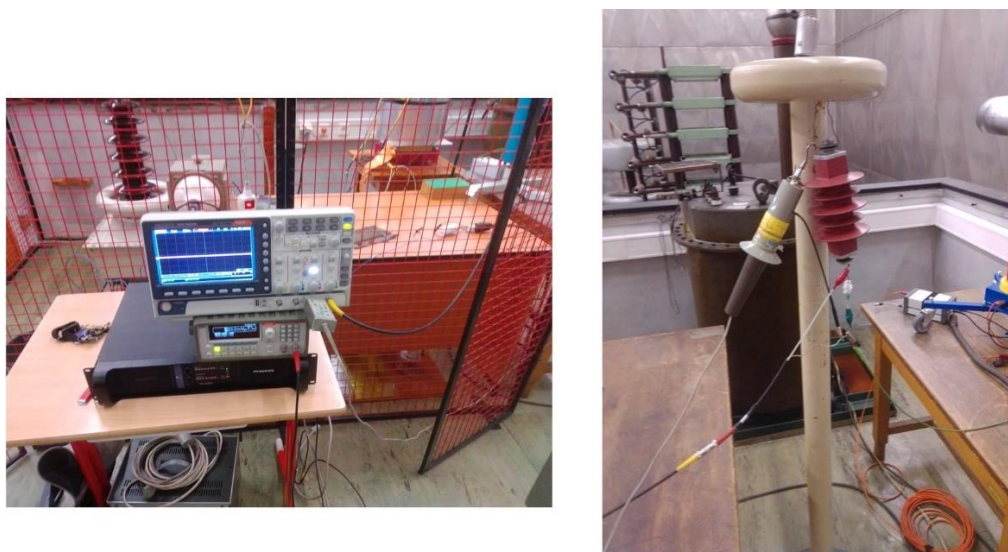




Obr 3.1 Schéma pracoviště pro měření na omezovači

Značka ve schématu	Prvek	Typ / jm. hodnota
GEN	Funkční generátor	Keithley 3390
ZES	Zesilovač	FP-14000 GISEN
PO	Pojistka	1 A
TR	Transformátor	10 kVA; 0,44/12 kV
R	Snímací odpor	680 $\Omega$
SON	Napěťová sonda	Tektronix P6015A
OSC	Osciloskop	GDS-2204E GW Instek
OMEZOVAČ	Omezovač přepětí	Raychem HDA06-MA

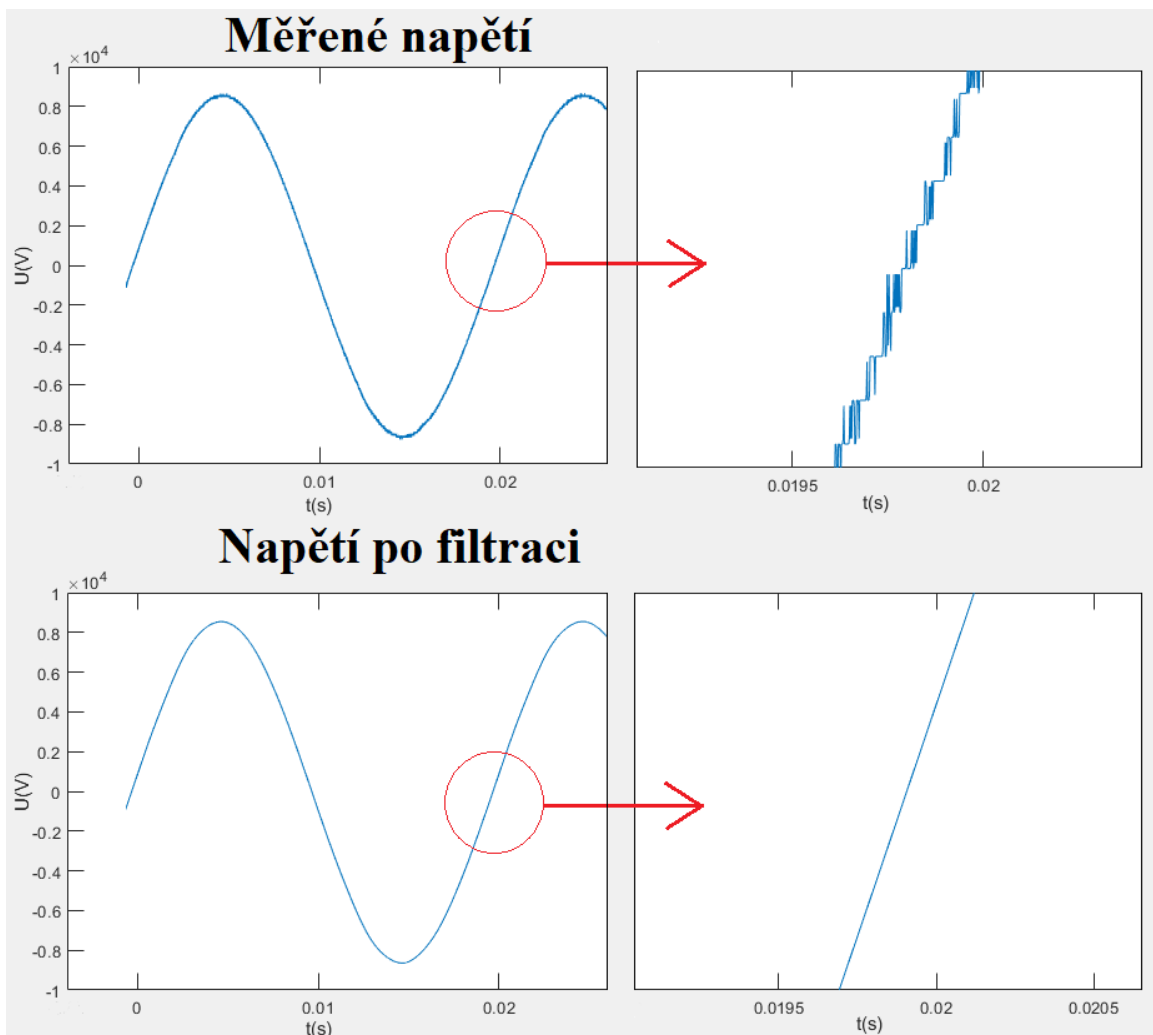
Tabulka 3.3 Specifikace použitých přístrojů



Obr 3.2 Fotografie měřícího pracoviště

### 3.2 Filtrace naměřených signálů

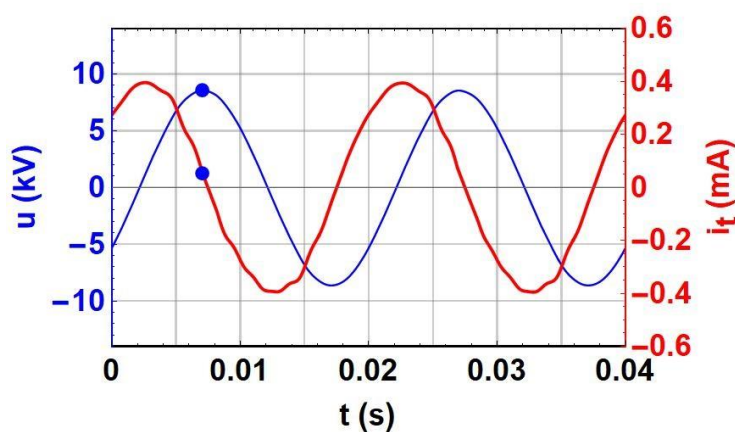
Před vlastními výpočty rezistivního proudu byla provedena filtrace naměřených signálů. Za tímto účelem byl vypracován skript v programu Matlab R2020b. Filtrace byla provedena pomocí filtru typu dolní propust pracujícího na principu Fourierovy transformace. Po přechodu do frekvenční oblasti byly odfiltrovány frekvence nad 700 Hz (odpovídá 14. harmonické) a následně proveden přechod zpět do časové oblasti. Důvodem pro použití dolní propusti je požadavek výpočtů časových derivací napěťového signálu u některých metod výpočtu. Vzhledem k vysoké vzorkovací frekvenci osciloskopu a přítomnosti šumu v měřených signálech by tyto výpočty byly bez odstranění vysokých frekvencí v záznamu znemožněny (za předpokladu výpočtů derivací s malým krokem v rámci časové osy). Názorně je to patrné na *obr 3.3*, na kterém je znázorněn průběh měřeného napětí před a po filtraci. Skript s názvem *filtraceFourier.m* je součástí přílohy této práce.



Obr 3.3 Filtrace signálu

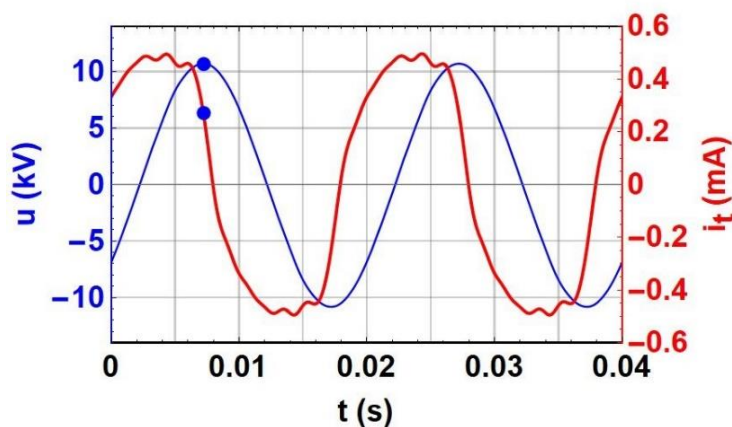
### 3.3 Přímý odečet amplitudy rezistivního proudu

Přímý odečet amplitudy rezistivního proudu byl proveden v SW Wolfram Mathematica 12. Výpočet je obsažen v souboru *POW.nb*, který je součástí přílohy této práce. Tento soubor obsahuje i výpočty průběhu rezistivního proudu pomocí diferenciální metody a metody bodu na křivce (POW), které budou následně popsány v dalším textu. Na následujících obrázcích jsou znázorněny průběhy měřeného proudu a napětí na omezovači. Přímý odečet amplitudy  $I_r$  byl proveden v okamžiku maxima napětí. Maximum napětí a odečtený proud jsou na křivkách znázorněny jako modré body. Na *obr 3.4* jsou znázorněny průběhy měřeného proudu a napětí při aplikaci napětí o efektivní hodnotě 6,04 kV. Jedná se o zavřený stav omezovače. Tento stav je charakteristický dominující kapacitní složkou celkového proudu, což je patrné z vyobrazených průběhů. Přímý odečtená hodnota amplitudy  $I_r$  v tomto případě činí 0,055 mA.



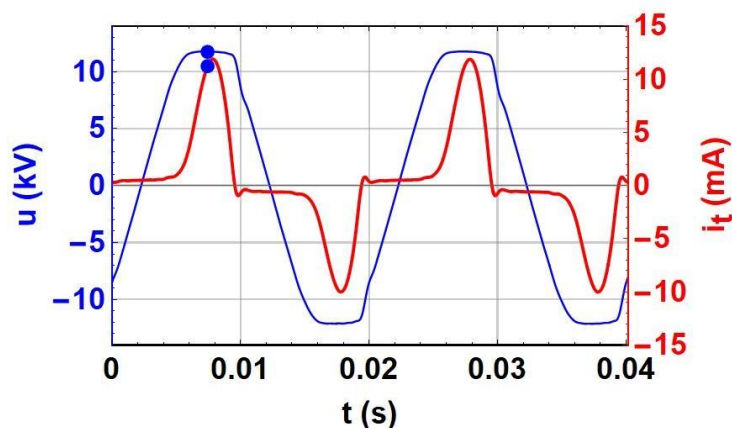
Obr 3.4 Přímý odečet  $I_r$  při  $U_{RMS} = 6,04$  kV

Na *obr 3.5* je znázorněn přímý odečet při aplikaci napětí o efektivní hodnotě 7,56 kV. Tato hodnota přibližně odpovídá jmenovitému napětí použitého omezovače. Při tomto napětí je již patrný významný nárůst rezistivní složky celkového proudu, jejíž amplituda činí v případě přímého odečtu 0,27 mA.



Obr 3.5 Přímý odečet  $I_r$  při  $U_{RMS} = 7,56$  kV

Na obr 3.6 jsou znázorněny průběhy při měření v otevřeném stavu omezovače při aplikaci napětí o efektivní hodnotě 9 kV. Při takovém napětí již omezovač zapůsobí, což je patrné z deformovaného průběhu napětí, které je omezeno. V celkovém proudu převládá rezistivní složka. Přímý odečet její amplitudy je ztížen deformovaným průběhem napětí, neboť okamžik  $du/dt=0$  nelze na první pohled určit. Přesto i v tomto případě byl pomocí programu nalezen okamžik maxima napětí na omezovači a hodnota  $I_r$  v tomto případě činí 11,24 mA.



Obr 3.6 Přímý odečet  $I_r$  při  $U_{RMS} = 9$  kV

Výsledné amplitudy rezistivního proudu získané přímým odečtem jsou shrnuty v tabulce 3.4.

$U_{RMS}$ (kV)	$I_r$ (mA)
6,04	0,055
7,56	0,27
9	11,24

Tabulka 3.4 Hodnoty  $I_r$  získané přímým odečtem

### 3.4 Diferenciální metoda

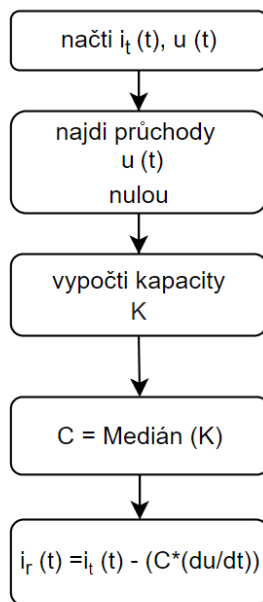
Výpočty průběhu rezistivního proudu pomocí diferenciální metody byly provedeny na základě postupu uvedeného v kapitole 2. Pomocí cyklu byly nalezeny okamžiky průchodu napěťového signálu nulou  $t_0$ . V těchto okamžicích nabývá rezistivní proud nulové hodnoty a ze základní rovnice paralelního RC obvodu je možné vypočítat kapacitu omezovače:

$$C = \frac{i_r(t_0)}{\frac{du(t_0)}{dt}} \quad (3.1)$$

Kapacita byla u každého měření vypočítána pro všechny nalezené průchody nulou. Jako konečná kapacita byl vzat medián z vypočtených hodnot. Na základě znalosti kapacity omezovače byl následně vypočten časový průběh rezistivního proudu dle rovnice (3.2):

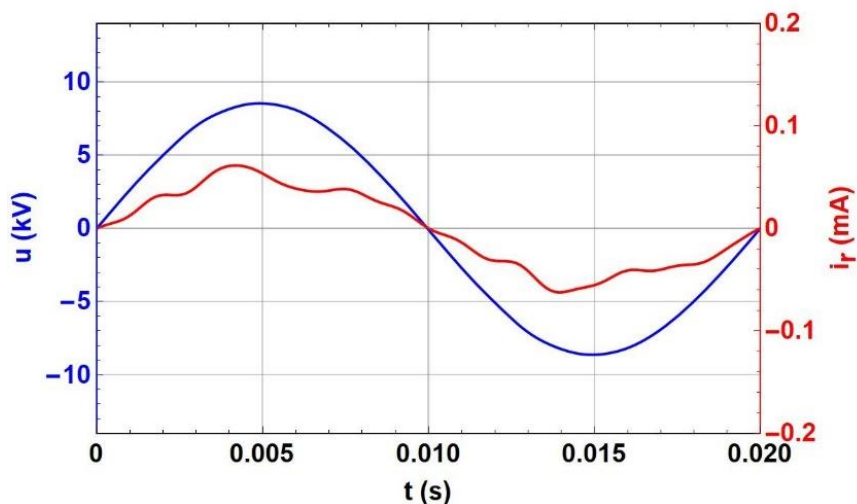
$$i_r(t) = i_t(t) - C \frac{du(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Algoritmus diferenciální metody je naznačen na obr 3.7.



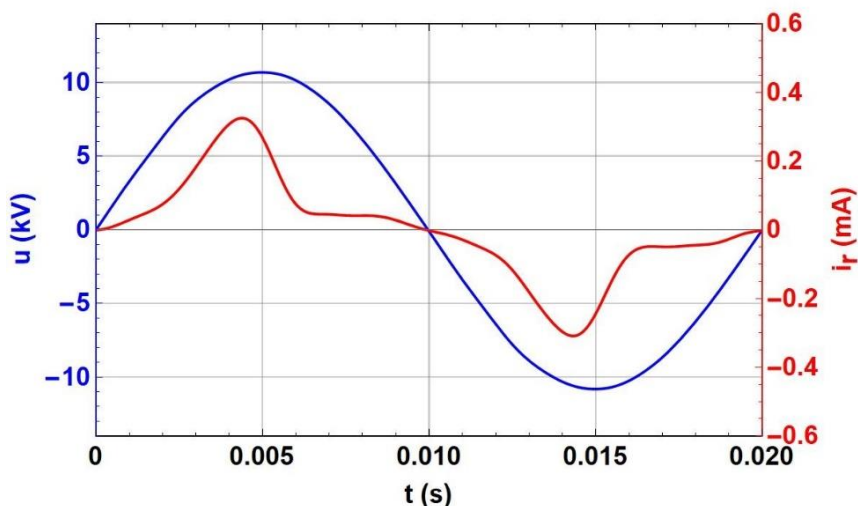
Obr 3.7 Algoritmus diferenciální metody

Na obr 3.8 je znázorněn průběh vypočteného rezistivního proudu při měření v zavřeném stavu omezovače. Z obrázku je patrné, že tento průběh nedosahuje maxima ve stejném časovém okamžiku jako napětí. To lze vysvětlit na základě napěťové závislosti kapacity omezovače, která není při výpočtu touto metodou respektována. Z tohoto důvodu obsahuje vypočtený rezistivní proud určitý podíl kapacitní složky, který se projeví zejména v oblasti maxima a minima napětí, neboť metoda počítá s konstantní kapacitou vypočtenou v okamžiku průchodu nulou napěťového signálu. Výsledná hodnota  $I_r$  je v tomto případě 0,061 mA.



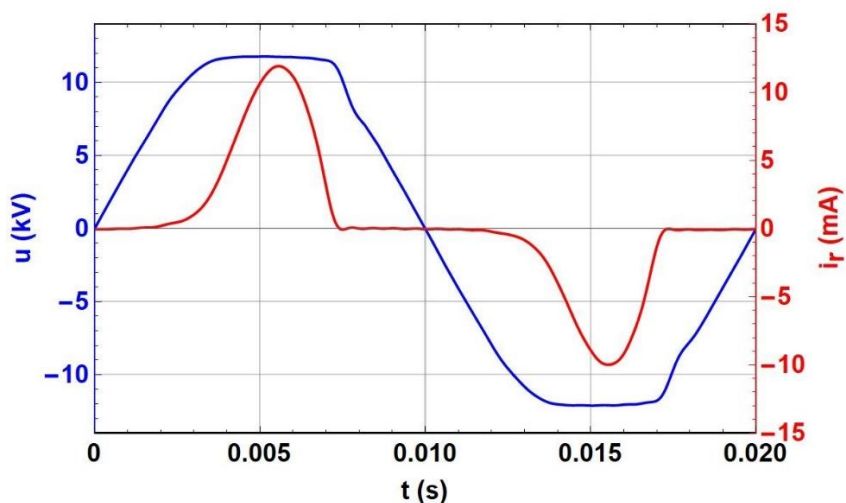
Obr 3.8 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený diferenciální metodou při  $U_{RMS} = 6,04$  kV

Na obr 3.9 je znázorněn průběh vypočteného rezistivního proudu při měření v polootevřeném stavu. Stejně jako v předchozím případě lze pozorovat odlišnost mezi okamžikem maxima rezistivního proudu a napětí. Na průběhu vypočteného proudu lze také pozorovat nárůst obsahu vyšších harmonických, který je způsoben nelinearitou VA charakteristiky omezovače. Výsledná hodnota  $I_r$  je v tomto případě 0,32 mA.



Obr 3.9 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený diferenciální metodou při  $U_{RMS} = 7,56$  kV

Na obr 3.10 je znázorněn průběh vypočteného rezistivního proudu při měření v otevřeném stavu. Napětí na omezovači nabývá maxima v časovém okamžiku 0,005 s, tedy i v tomto případě se liší časový okamžik amplitudy rezistivního proudu a napětí. Amplituda rezistivního proudu činí 11.91 mA.



Obr 3.10 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený diferenciální metodou při  $U_{RMS} = 9$  kV

Výsledky získané diferenciální metodou jsou shrnuty v tabulce 3.5. V této tabulce jsou také uvedeny hodnoty kapacity omezovače, které byly určeny jako medián z hodnot vypočtených ve všech zaznamenaných okamžicích průchodu napěťového signálu nulovou hodnotou.

$U_{RMS}$ (kV)	C (pF)	$I_r$ (mA)
6,04	147	0,061
7,56	143	0,32
9	138	11,91

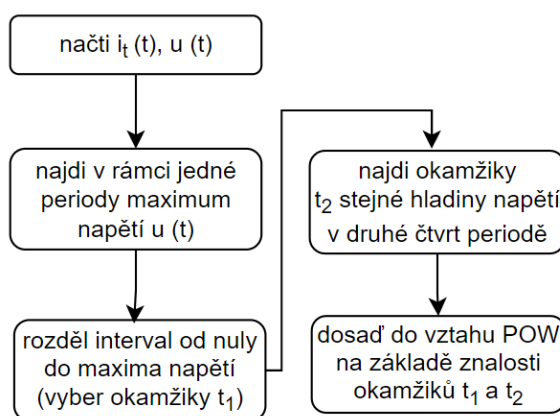
Tabulka 3.5 Hodnoty  $I_r$  a  $C$  vypočtené diferenciální metodou

### 3.5 Metoda bodu na křivce (POW)

Při výpočtech pomocí metody POW byl pro výpočet časového průběhu  $i_r(t)$  využit konečný vztah této metody ve tvaru:

$$i_r(t_1) = i_r(t_2) = \left( \frac{i_r(t_1) + i_r(t_2)}{2} \right) - \left( \frac{i_r(t_1) - i_r(t_2)}{2} \right) \cdot \left( \frac{\frac{du(t_1)}{dt} + \frac{du(t_2)}{dt}}{\frac{du(t_1)}{dt} - \frac{du(t_2)}{dt}} \right) \quad (3.3)$$

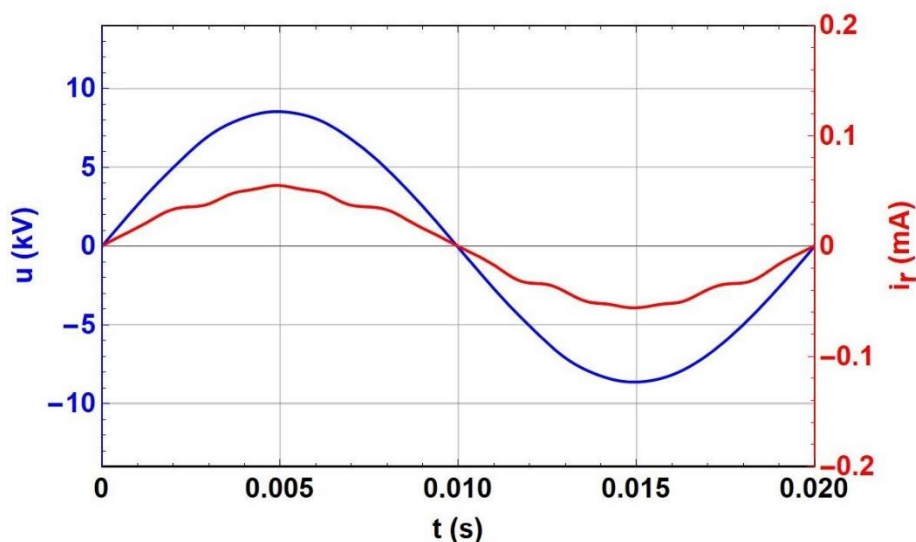
Odvození tohoto vztahu bylo popsáno výše v kapitole 2. Základním předpokladem této metody je, že v rámci jedné půlperiody nabývá napětí a rezistivní proud stejné hodnoty vždy pouze dvakrát (kromě okamžiku maxima či minima napětí). Výpočty byly opět provedeny v rámci jedné periody. Algoritmus metody bude popsán v rámci jedné půlperiody. Nejprve byl nalezen okamžik maxima napětí. Tímto okamžikem byl pro účely výpočtu interval půlperiody rozdělen na první a druhou čtvrtperiodu. První čtvrtperioda byla následně rovnoměrně rozdělena na několik časových okamžiků, které v rovnici metody POW odpovídají časovým okamžikům  $t_1$ . V takto vybraných časových okamžicích byly zaznamenány hodnoty napětí. Pomocí cyklu pak byly nalezeny okamžiky  $t_2$ , ve kterých nabývá napětí těchto hodnot v rámci druhé čtvrtperiody. V této chvíli jsou již známy časové okamžiky  $t_1$  a  $t_2$ , a je v nich možné provést výpočet rezistivního proudu dosazením do rovnice (3.3). Zjednodušeně je algoritmus této metody naznačen na obr 3.11. Stejným způsobem je průběh rezistivního proudu vypočten v rámci záporné půlperiody napětí s tím rozdílem, že tato půlperioda je rozdělena na dva intervaly okamžikem minima napětí.



Obr 3.11 Algoritmus metody POW

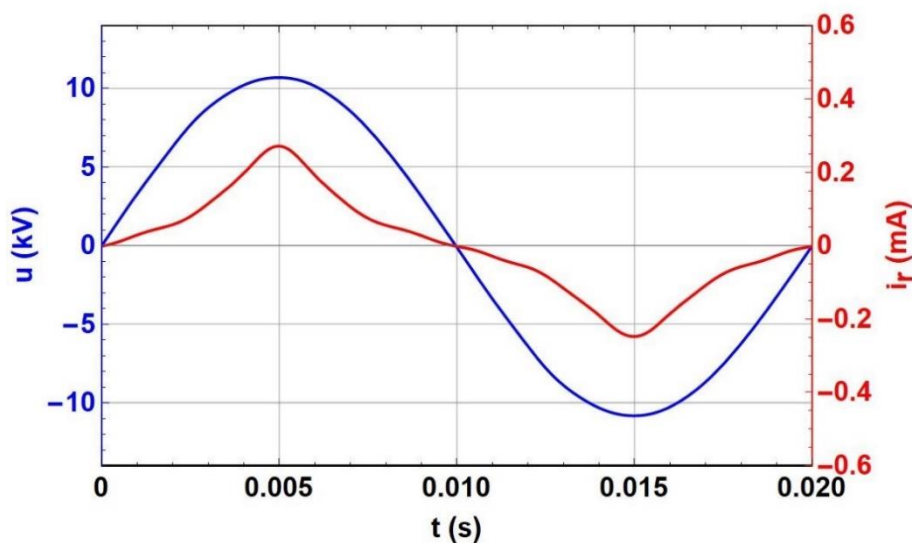


Na obr 3.12 je znázorněn výsledný průběh rezistivního proudu v zavřeném stavu omezovače. Na rozdíl od průběhu získaného diferenciální metodou dosahuje vypočtený průběh rezistivního proudu maxima ve stejném okamžiku jako průběh napětí. Příčinou je skutečnost, že metoda POW respektuje napěťovou závislost kapacity omezovače a kapacitní složka proudu je plně eliminována. Výsledná amplituda  $I_r$  se shoduje s hodnotou získanou přímým odečtem (činí 0,055 mA).



Obr 3.12 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený POW metodou při  $U_{RMS} = 6,04$  kV

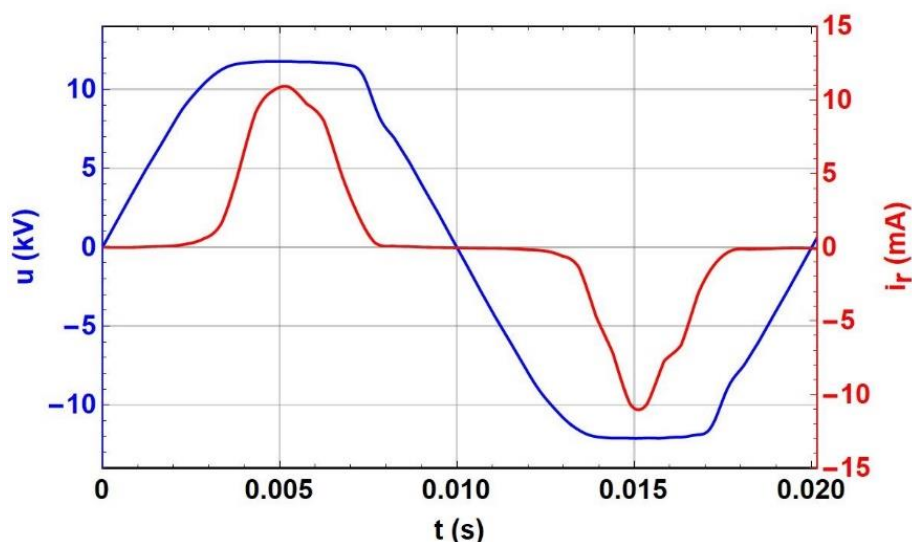
Na obr 3.13 je znázorněn průběh rezistivního proudu vypočtený metodou POW při polootevřeném stavu omezovače. Stejně jako v předchozím případě dosahuje vypočtený průběh maxima ve stejném časovém okamžiku jako průběh napětí a amplituda průběhu se shoduje s přímo odečtenou hodnotou rezistivního proudu (0,27 mA).



Obr 3.13 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený POW metodou při  $U_{RMS} = 7,56$  kV



Na obr 3.14 je znázorněn průběh rezistivního proudu vypočtený metodou POW při otevřeném stavu omezovače. Amplituda průběhu činí 10,82 mA. Jedná se o jediný případ, kdy se výsledná hodnota  $I_r$  liší od přímo odečtené hodnoty. To může být způsobeno pravděpodobně chybou vzniklou při interpolaci vypočtených bodů rezistivního proudu, případně rušením obsaženým v celkovém měřeném proudu.



Obr 3.14 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený POW metodou při  $U_{RMS} = 9 \text{ kV}$

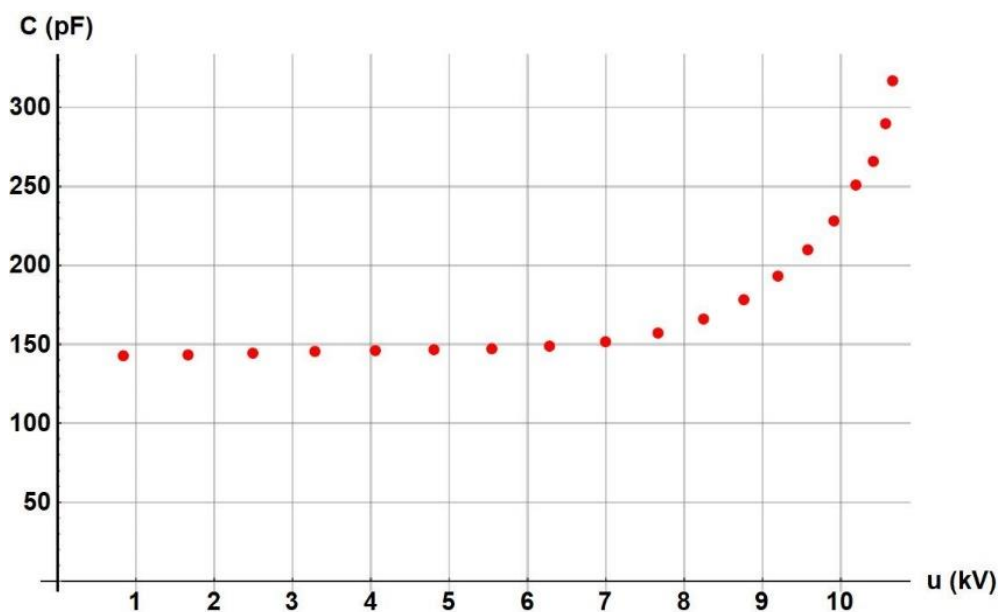
Výsledky získané metodou bodu na křivce jsou shrnuty v tabulce 3.6.

$U_{RMS}$ (kV)	$I_r$ (mA)
6,04	0,055
7,56	0,27
9	10,82

Tabulka 3.6 Hodnoty  $I_r$  vypočtené metodou POW

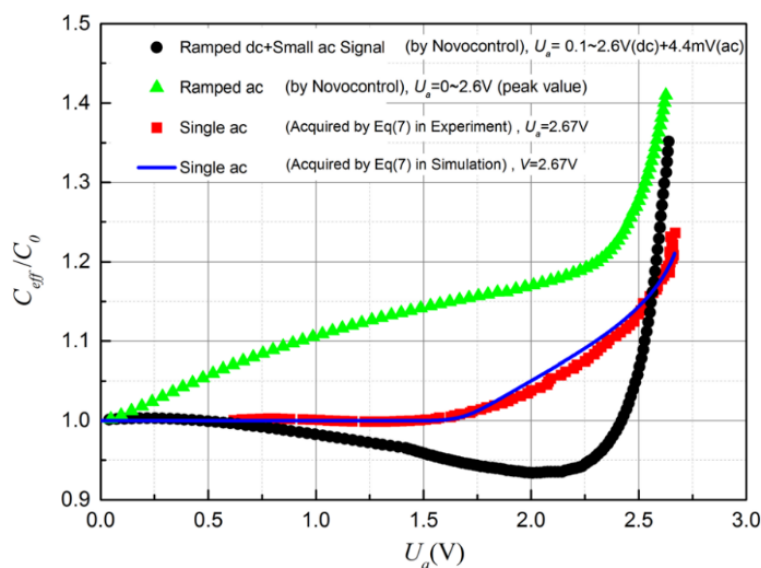
Metoda POW jako jediná z implementovaných metod výpočtu  $i_r(t)$  respektuje napěťovou závislost kapacity omezovače. Tato skutečnost je z vypočtených průběhů zřejmá – kapacitní složka proudu je plně vykompenzována a rezistivní proud dosahuje vrcholové hodnoty v okamžiku maxima napětí. Díky tomu lze přibližně ze základní rovnice paralelního RC obvodu dopočítat závislost kapacity na aplikovaném napětí  $C=f(u)$ . Tato závislost je znázorněna na obr 3.15. Závislost byla vypočtena na základě znalosti průběhu rezistivního proudu vypočteného metodou POW při  $U_{RMS} = 7,56 \text{ kV}$ . Na napěťové ose této závislosti jsou vyneseny okamžité hodnoty napětí na omezovači. Z této závislosti je zřejmé, že v oblasti průrazu dochází k významnému nárůstu kapacity. Počátek nárůstu kapacity lze pozorovat již při okamžité hodnotě napětí 7 kV. Trvalému provoznímu napětí omezovače  $U_c = 6 \text{ kV}$  odpovídá amplituda 8,48 kV. Tedy i při trvalém provozním napětí (měření při  $U_{RMS} = 6,04 \text{ kV}$ ) se napěťová závislost kapacity projeví při výpočtech metodami, které napěťovou závislost kapacity nerespektují. Tato skutečnost

je zřejmá z výše uvedených výsledků výpočtu pomocí diferenciální metody, kdy všechny výsledné průběhy rezistivního proudu stále obsahují určitý podíl kapacitní složky.



Obr. 3.15 Závislost kapacity omezovače na napětí

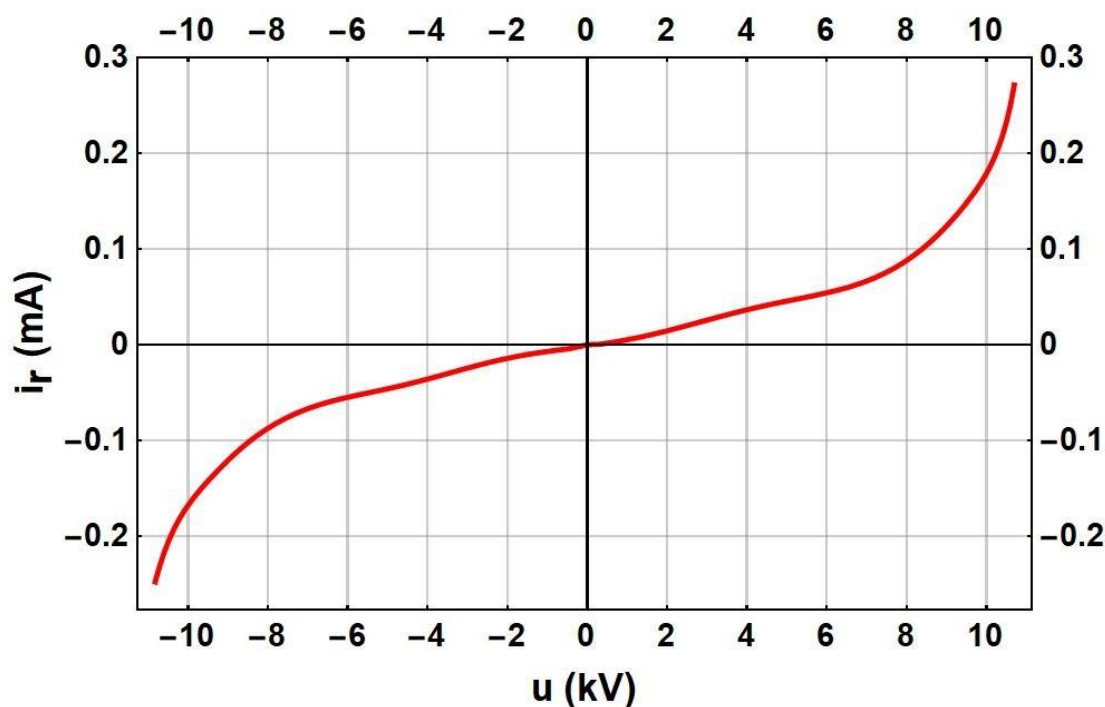
Tato závislost pravděpodobně souvisí s materiálovými vlastnostmi samotných varistorů ZnO a složitými nelineárními jevy na úrovni jejich mikrostruktury. V některých publikacích se lze setkat s obdobnými průběhy závislosti kapacity varistorů na přiloženém napětí. Na obr. 3.16 jsou znázorněny závislosti poměru  $C_{eff}/C_0$  na přiloženém napětí při různých typech napěťového namáhání.  $C_{eff}$  značí efektivní kapacitu a  $C_0$  značí kapacitu varistoru v beznapěťovém stavu. Tento obrázek je převzat ze studie relaxačních procesů náboje v hraničních vrstvách zrn ZnO. Křivky, které byly pro střídavé namáhání získány jak výpočtovým modelem, tak experimentálně, svým tvarem odpovídají závislosti na obr. 3.15.



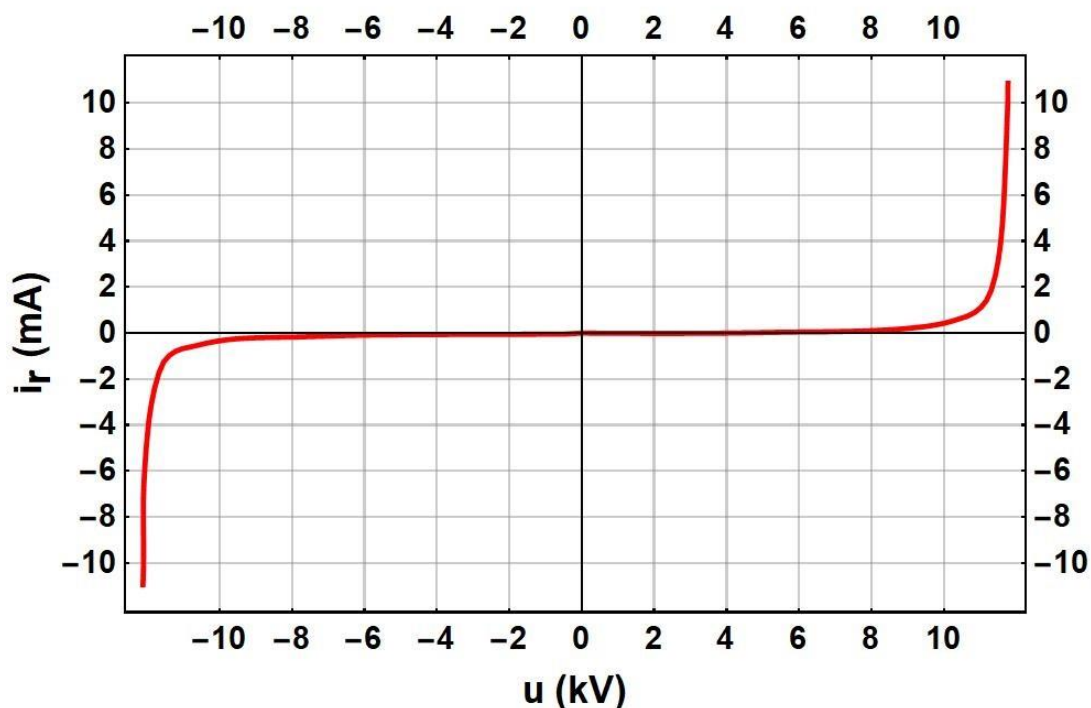
Obr. 3.16 Závislosti poměru  $C_{eff}/C_0$  varistoru ZnO na napětí [28]

Objasnění výrazného nárůstu kapacity varistorů ZnO v oblasti průrazu je také jedním z cílů studie z roku 1979 s názvem „*The theory of conduction in ZnO varistors*“. Autoři v této publikaci podávají rozsáhlý teoretický model, na základě kterého se snaží vysvětlit různé experimentálně pozorované jevy, mezi které patří mimo jiné právě výrazný nárůst kapacity ZnO varistoru v oblasti průrazu. Tento nárůst je vysvětlen na základě modelu, dle kterého dochází při zvyšování napětí v oblasti průrazu k významné generaci děr na straně kladně polarizovaného zrna ZnO. Současně dochází vzhledem ke snižování potenciálové bariéry na druhé straně přechodu ke zmenšování vzdálenosti mezi tímto kladným nábojem a záporným nábojem neseným elektrony na druhé straně přechodu. Zvětšení náboje a zmenšení separační vzdálenosti pak vede k výraznému nárůstu kapacity.

Díky úplné kompenzaci kapacitního proudu pomocí metody POW lze také přibližně vykreslit VA charakteristiku omezovače, ačkoliv bylo měření provedeno pouze na jedné hladině napětí. Na *obr 3.17* znázorněna VA charakteristika omezovače získaná při měření č. 2 (polootvřený stav) a na *obr 3.18* je znázorněna VA charakteristika získaná při měření č. 3 (otevřený stav). Na těchto křivkách lze pozorovat klíčové nelineární vlastnosti varistorů.



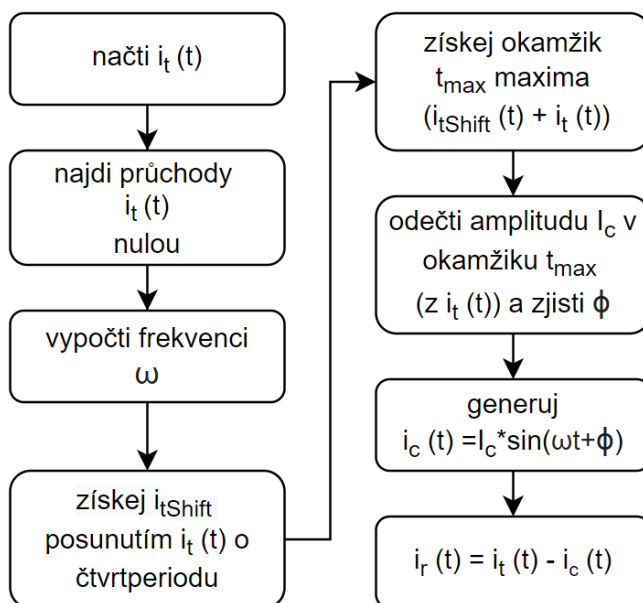
*Obr 3.17 VA charakteristika omezovače vypočtená na základě měření č. 2*



Obr 3.18 VA charakteristika omezovače vypočtená na základě měření č.3

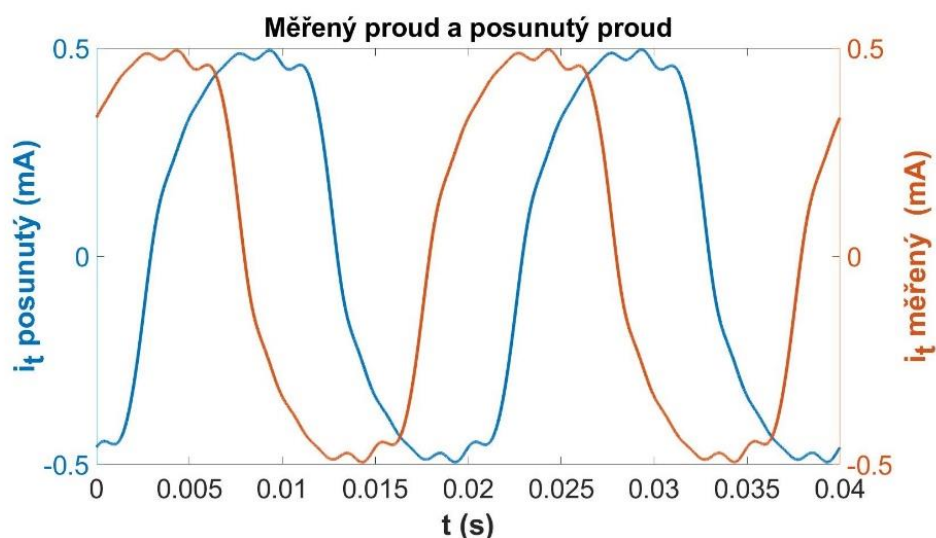
### 3.6 Metoda časového posunu (Timeshift)

Metoda časového posunu byla implementována pomocí skriptu vytvořeného v SW Matlab R2020b. Je obsažena v souboru *timeShiftMethod.m*, který je součástí přílohy této práce. Významnou odlišnost od ostatních implementovaných metod představuje skutečnost, že výpočet vychází pouze ze změřeného proudu. Metoda pracuje dle algoritmu znázorněného na obr 3.19.

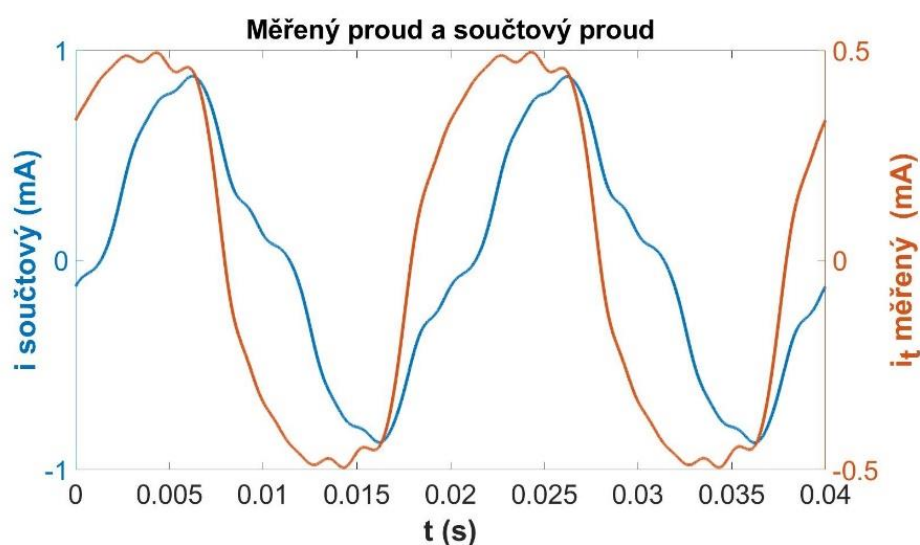


Obr 3.19 Algoritmus metody Timeshift

Na následujících obrázcích jsou znázorněny průběhy získané v jednotlivých mezikrocích metody pro měření provedené při napěťové hladině 7,56 kV. Na *obr 3.20* je znázorněn průběh měřeného proudu a tentýž průběh posunutý v čase o čtvrt periody. Součet těchto průběhů je vyobrazen na *obr 3.21*.

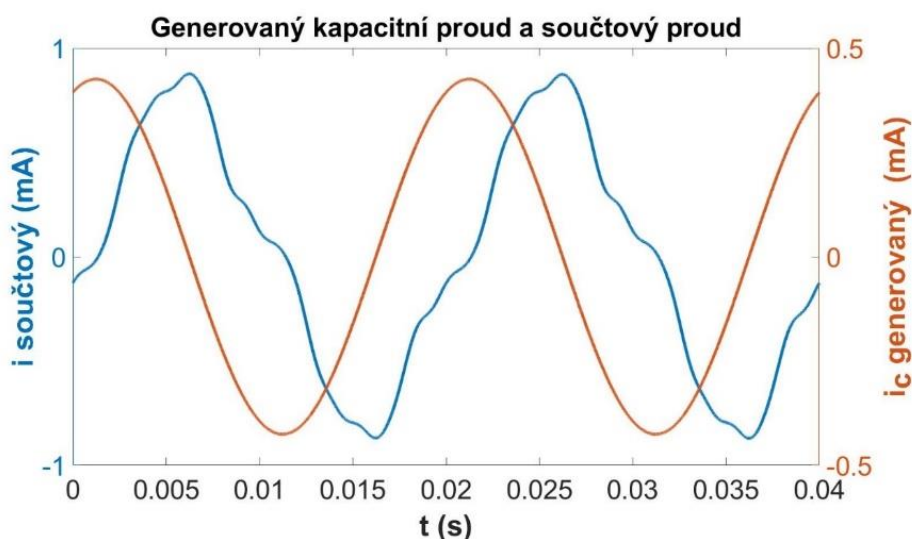


*Obr 3.20* Průběh měřeného proudu a jeho časový posun



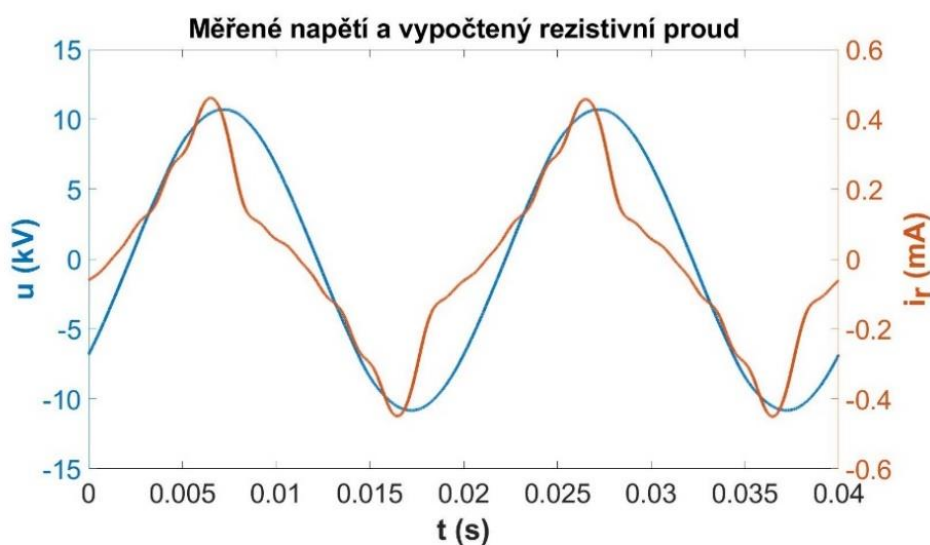
*Obr 3.21* Součtový průběh a průběh měřeného proudu

Ze součtového průběhu je zjištěn okamžik  $t_{max}$ , ve kterém tento průběh nabývá maxima. Odečet amplitudy kapacitního proudu  $I_c$  je proveden v okamžiku, který odpovídá okamžiku  $t_{max} - T/4$ . V tomto okamžiku se odečte okamžitá hodnota měřeného proudu. Na základě znalosti úhlové frekvence  $\omega$ , okamžiku a hodnoty maxima kapacitního proudu, je generován kapacitní proud. Ten je vyobrazen společně se součtovým průběhem na *obr 3.22*.



Obr 3.22 Součtový proud a generovaný kapacitní proud

Na obr 3.23 je znázorněn průběh vypočteného rezistivního proudu. Ačkoliv metoda výpočtu vychází pouze ze změřeného proudu, je na tomto obrázku pro názornost vykreslen také průběh měřeného napětí.



Obr 3.23 Rezistivní proud vypočtený metodou Timeshift

Výsledky získané metodou časového posunu jsou shrnuty v tabulce 3.7. Červeně vyznačené výsledky odpovídají problematickým výsledkům, které byly odečteny z nesprávně vypočtených průběhů rezistivního proudu. V případě měření v zavřeném stavu je vzhledem k výsledkům všech ostatních výše uvedených metod výsledek 0.31 mA na první pohled nesprávný. Jedná se patrně o důsledek harmonického zkreslení změřeného průběhu proudu, jehož následkem dojde k chybě určení časového okamžiku maxima a amplitudy kapacitního proudu. Jelikož při tomto měření kapacitní složka proudu v celkovém proudu omezovače převládá, tak sebemenší chyba určení její fáze nutně vede k nesprávné kompenzaci. Metoda navíc nerespektuje napěťovou závislost kapacity, která byla popsána v předchozí části, neboť generovaný kapacitní

proud má harmonický průběh. U měření v otevřeném stavu omezovače by se mohlo vzhledem k předchozím výsledkům zdát, že se jedná o správný výsledek. To však není pravda, neboť tento výsledek byl získán rovněž z nesprávně určeného průběhu rezistivního proudu. Při měření v otevřeném stavu nelze touto metodou ani přibližně získat průběh kapacitního proudu. Je to z toho důvodu, že generovaný kapacitní proud má harmonický průběh, který však ani při uvažování napěťově nezávislé kapacity nemůže odpovídat kapacitnímu proudu v otevřeném stavu. Příčinou je deformace napěťové křivky (napětí je omezeno) a skutečnost, že průběh kapacitního proudu odpovídá časové derivaci napětí. Vzhledem k tomu, že v tomto případě v celkovém proudu výrazně převládá jeho rezistivní složka, je však dosaženo přibližně stejného výsledku jako výše zmíněnými metodami (11,9 mA). Tento výsledek je však odečten z nesprávného průběhu rezistivního proudu.

$U_{RMS}$ (kV)	$I_r$ (mA)
6,04	0,31
7,56	0,46
9	11,9

Tabulka 3.7 Hodnoty  $I_r$  vypočtené metodou Timeshift

### 3.7 Shrnutí výsledků

Shrnutí dosažených výsledků je obsaženo v tabulce 3.8. Jako výsledek jednotlivých metod je uvažována amplituda vypočtených průběhů. Pro metody výpočtu časového průběhu rezistivního proudu jsou v tabulce uvedeny také hodnoty v okamžiku maxima napětí ( $du/dt=0$ ). Shody amplitud a hodnot v okamžiku ( $du/dt=0$ ) bylo dosaženo v případě měření č. 1 a 2 u metody POW. To znamená, že kapacitní složka proudu je v těchto případech plně vykompenzována.

č. měření	$U_{RMS}$ (kV)	Přímý odečet	Diferenciální metoda		POW metoda		Timeshift metoda	
		( $du/dt=0$ )	( $du/dt=0$ )	Amplituda	( $du/dt=0$ )	Amplituda	( $du/dt=0$ )	Amplituda
		$I_r$ (mA)	$I_r$ (mA)	$I_r$ (mA)	$I_r$ (mA)	$I_r$ (mA)	$I_r$ (mA)	$I_r$ (mA)
1	6,04	0,055	0,055	0,061	0,055	0,055	X	0,31
2	7,56	0,27	0,27	0,32	0,27	0,27	X	0,46
3	9	11,24	11,24	11,91	10,92	10,82	X	11,9

Tabulka 3.8 Porovnání výsledků

V tabulce 3.9 jsou výsledky porovnány na základě odchylky od referenční hodnoty, za kterou jsou považovány výsledky získané přímým odečtem. V případě diferenciální metody jsou zřejmé značné odchylky, které jsou způsobeny nerespektováním napěťové závislosti kapacity omezovače. Nejmenší odchylky je dosaženo v případě měření č. 3 (otevřený stav), neboť v tomto případě převládá v celkovém proudu rezistivní složka a nerespektování napěťové závislosti kapacity se neprojeví tak významně jako při měření na nižších napěťových hladinách. Metoda bodu na křivce tuto závislost respektuje a vypočtené amplitudy  $I_r$  se u měření č. 1 a 2 shodují s přímo odečtenou hodnotou. Výsledky získané metodou časového posunu jsou problematické, což bylo odůvodněno v předchozím textu.

	Přímý odečet	Diferenciální metoda		POW metoda		Timeshift metoda	
	( $du/dt=0$ )	Amplituda	Odchylka	Amplituda	Odchylka	Amplituda	Odchylka
$U_{RMS}$ (kV)	$I_r$ (mA)	$I_r$ (mA)	(%)	$I_r$ (mA)	(%)	$I_r$ (mA)	(%)
6,04	0,055	0,061	11	0,055	0	0,31	464
7,56	0,27	0,32	19	0,27	0	0,46	70
9	11,24	11,91	6	10,82	-4	11,9	6

Tabulka 3.9 Porovnání odchylek amplitud od referenční hodnoty



## Závěr

Cílem rešeršní části této práce bylo seznámení se s diagnostickými metodami omezovačů přepětí. V současnosti se diagnostika těchto prvků provádí nejčastěji na základě posuzování změn jejich VA charakteristik. Postupná degradace VA charakteristik varistorů se projevuje zejména v oblasti trvalého provozního napětí. Na úrovni mikrostruktury varistorů jsou tyto změny vysvětlovány na základě snižování potenciálových bariér na rozhraní  $\text{ZnO}$ .

Jako diagnostický ukazatel změn VA charakteristiky se nejčastěji používá rezistivní proud a třetí harmonická celkového proudu, méně často pak ztrátový výkon a referenční napětí. Specifické metody kontroly stavu omezovače představují metody měření teploty varistorového sloupce.

V případě měření rezistivního proudu, ztrátového výkonu a referenčního napětí se jedná o technicky a časově velmi náročné metody, neboť je nutné měřit napětí na omezovači. Výjimku tvoří pouze některé výpočetní metody umožňující stanovení rezistivního proudu pouze na základě znalosti časového průběhu celkového proudu. Vzhledem k tomu, že se jedná o měření vysokých a velmi vysokých napětí, vysoké nároky jsou kladeny na zkušební zdroje napětí a dostatečně přesné převodníky napětí, nejčastěji děliče, případně měřicí transformátory napětí. Těmi musí být vybavena laboratoř, ve které se diagnostické zkoušky provádí. V případě off-line měření přímo na místě je třeba mít k dispozici vhodný mobilní generátor vysokého napětí a převodník napětí. Při měřeních pod síťovým napětím je možné využít například dočasněho připojení na sekundární vinutí měřicích napěťových transformátorů, lze-li takové připojení v daném místě realizovat. Pro objektivní porovnání výsledků kontrolních měření s dříve získanými daty je žádoucí provádět kontrolní měření při stejných atmosférických podmínkách a pomocí stejného uspořádání měřicí sestavy.

V případě využití proudové třetí harmonické jako diagnostického ukazatele spočívá největší výhoda v absenci potřeby měření napětí. Díky tomu se jedná o nejčastěji využívanou metodu v rámci on-line měření a používá se i při kontinuálním on-line monitoringu pomocí trvale nainstalovaných zařízení. Na druhou stranu mohou být výsledky těchto měření silně ovlivněny třetí harmonickou síťového napětí. Její vliv lze kompenzovat použitím speciálních měřicích přístrojů.

Měření teploty je z technického hlediska patrně nejjednodušší diagnostickou metodou za předpokladu použití infračervené kamery, neboť měření probíhají rychle a bezkontaktně. Nejsnazší metodou je porovnání termografického snímku omezovače se snímky omezovačů v přílehlých fázích. Pro detailnější rozbor termografického snímku je však zapotřebí mít k dispozici dostatečně velkou databázi snímků z předchozích měření.

V praktické části práce byly ověřeny různé výpočetní metody pro stanovení časového průběhu rezistivního proudu – diferenciální metoda, metoda bodu na křivce (POW) a metoda časového

posunu (Timeshift). První dvě metody vyžadují měření průběhu proudu i napětí na omezovači. Metoda časového posunu pracuje pouze s průběhem proudu. Výsledky těchto metod byly porovnány s referenční hodnotou amplitudy  $I_r$  získanou přímým odečtem. Na základě těchto porovnání lze konstatovat, že nejlepších výsledků bylo dosaženo metodou bodu na křivce (POW). Tato metoda totiž jako jediná zohledňuje napěťovou závislost kapacity omezovače a umožňuje úplnou eliminaci kapacitního proudu. Následně pak lze výpočtem stanovit napěťovou závislost kapacity. Dle této závislosti bylo zjištěno, že k výrazným změnám kapacity dochází zejména při napětích v oblasti průrazu varistorů. Toto zjištění je ve shodě s experimentálně získanými napěťovými závislostmi kapacity prezentovanými v citované literatuře. Vzhledem k tomu, že dle této literatury změny kapacity pravděpodobně úzce souvisejí s výškou potenciálových bariér, stálo by za ověření, zda by změny kapacity v závislosti na napětí nebylo možné použít jako doplňkový diagnostický indikátor. Tato hypotéza by v budoucnu mohla být ověřena například porovnáním napěťových závislostí kapacit u různě degradovaných omezovačů stejného typu, případně porovnáním na základě měření realizovaných na jednom omezovači před a po jeho degradaci. Další předností této metody je možnost vykreslení části VA charakteristiky omezovače na základě měření na jediné hladině napětí. Posouzením změny celé části VA charakteristiky lze usoudit i na příčinu degradace na rozdíl od situace, kdy je k dispozici pouze jeden změřený bod charakteristiky.

Napěťová závislost kapacity je příčinou méně přesných výsledků získaných pomocí diferenciální metody, neboť tato počítá s konstantní vypočtenou či změřenou hodnotou kapacity. Ačkoliv k nejvýraznějším změnám kapacity dochází v oblasti průrazu, i při trvalém provozním napětí se napěťová závislost kapacity projevila, což vedlo k 11 % odchylce vypočtené amplitudy rezistivního proudu od referenční hodnoty.

Nejméně přesných výsledků bylo dosaženo metodou časového posunu. Příčinou je jednak nezhlednutí napěťové závislosti kapacity a jednak problematické stanovení fáze a amplitudy kompenzačního signálu reprezentujícího kapacitní proud omezovače. To je ztěženo zkrácením proudového signálu a projeví se zejména u měření při trvalém provozním napětí, neboť v takovém případě kapacitní proud výrazně převažuje nad proudem rezistivním. Odečtením nesprávně generovaného kompenzačního signálu od průběhu celkového proudu pak může dojít k velkým chybám stanovení časového průběhu rezistivního proudu. V případě neharmonického průběhu napětí je tato metoda prakticky nepoužitelná, neboť generovaný kompenzační signál je harmonický.

Je-li vyžadováno určení časového průběhu rezistivního proudu, pak lze doporučit metodu bodu na křivce, neboť tato umožňuje jeho nejpřesnější výpočet. Navíc tato metoda přináší výhodu v podobě možnosti vykreslení části VA charakteristiky na základě měření na jedné napěťové hladině. Pokud je vyžadováno pouze určení amplitudy rezistivního proudu, postačí v případě sinusového napěťového namáhání přímý odečet pomocí osciloskopu. Vzhledem k tomu,

že v případě metody bodu na křivce a diferenciální metody se jedná o srovnatelně náročné metody (obě metody vyžadují záznam napětí i proudu, v případě obou metod je nutno počítat časové derivace ve zvolených bodech průběhu napětí), není důvod použít méně přesnou diferenciální metodu, která alespoň v případě měření provedených v rámci této práce neumožnila úplnou eliminaci kapacitního proudu. Využití metody časového posunu je z technického hlediska jednodušší, neboť vyžaduje pouze záznam průběhu proudu. Metoda je však velmi citlivá na zkreslení proudového signálu, se kterým je třeba při měřeních velmi malých proudů počítat. Vzhledem k výsledkům dosaženým v této práci nelze tuto metodu doporučit.

## Seznam použité literatury

- [1] Mezinárodní norma IEC 60071-1 – „*Insulation co-ordination: Part 1 Definitions, principles and rules*“, 2006
- [2] Česká technická norma ČSN EN IEC 60099-5 – „*Svodiče přepětí – Část 5: Doporučení pro volbu a použití*“, 2018
- [3] Volker Hinrichsen: „*Metal-Oxide Surge Arresters in High-Voltage Power Systems – Fundamentals – 3rd edition*“, Siemens AG 2011
- [4] He, Jinliang, Chenlu Cheng a Jun Hu. *Electrical degradation of double-Schottky barrier in ZnO varistors. AIP Advances* [online]. 2016, **6**(3) [cit. 2021-11-09]. ISSN 2158-3226. doi:10.1063/1.4944485
- [5] Levinson, Lionel & Philipp, Herbert. (1986). *Zinc Oxide Varistors - A Review*. American Ceramic Society Bulletin. 65. 639-646.
- [6] Heinrich, C. a V. Hinrichsen. *Diagnostics and monitoring of metal-oxide surge arresters in high-voltage networks-comparison of existing and newly developed procedures. IEEE Transactions on Power Delivery* [online]. **16**(1), 138-143 [cit. 2021-11-09]. ISSN 08858977. doi:10.1109/61.905619
- [7] Novizon, Novizon & Abdul-Malek, Zulkurnain & Sayuti, Aulia. (2021). *A New Method To Separate Resistive Leakage Current Of ZnO Surge Arrester*.
- [8] Ju, M.N., S.H. Myung, J.B. Lee, Y.G. Cho, B.Y. Lee, S.H. Chang a S. Shenderoy. *Evaluation of the resistive current of the metal oxide surge arrester using the differential method*. In: *2010 30th International Conference on Lightning Protection (ICLP)* [online]. IEEE, 2010, 2010, s. 1-4 [cit. 2021-11-09]. ISBN 978-88-905519-0-1. doi:10.1109/ICLP.2010.7845818
- [9] Abdul-Malek, Zulkurnain, Novizon Yusoff a Mohd Fairouz Mohd Yousof. *Performance analysis of modified shifted current method for surge arrester condition monitoring*. In: *2010 International Conference on High Voltage Engineering and Application* [online]. IEEE, 2010, 2010, s. 649-652 [cit. 2021-11-09]. ISBN 978-1-4244-8283-2. doi:10.1109/ICHVE.2010.5640787
- [10] Jonathan Woodworth: „*Arrester Reference Voltage*“ – brožura společnosti ArresterWorks, 2011

- [11] Xu, Wei a Feng Sheng. *Improved method for extracting resistive leakage current of surge protectors*. *The Journal of Engineering* [online]. 2019, **2019**(23), 8737-8742 [cit. 2021-11-09]. ISSN 2051-3305. doi:10.1049/joe.2018.9095
- [12] Xianglian Yan, Yuanfang Wen a Xiaoyu Yi. *Study on the resistive leakage current characteristic of MOV surge arresters*. In: *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition* [online]. IEEE, 2002, s. 683-687 [cit. 2021-11-09]. ISBN 0-7803-7525-4. doi:10.1109/TDC.2002.
- [13] De Souza, R.T., E.G. Da Costa, S.R. Naidu a M.J.A. Maia. *A virtual bridge to compute the resistive leakage current waveform in ZnO surge arresters*. In: *2004 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (IEEE Cat. No. 04EX956)* [online]. IEEE, 2004, s. 255-259 [cit. 2021-11-09]. ISBN 0-7803-8775-9. doi:10.1109/TDC.2004.1432387
- [14] Lundquist, J., L. Stenstrom, A. Schei a B. Hansen. *New method for measurement of the resistive leakage currents of metal-oxide surge arresters in service*. *IEEE Transactions on Power Delivery* [online]. **5**(4), 1811-1822 [cit. 2021-11-09]. ISSN 08858977. doi:10.1109/61.103677
- [15] <https://www.fluke.com/en-us/learn/blog/power-quality/diagnose-high-voltage-surge-arresters>
- [16] Yvonne Thea Katharina Späck-Leigsnering: „*Electrothermal Modeling, Simulation and Optimization of Surge Arresters*“ – disertační práce, 2019 URN: nbn:de:tuda-tuprints-urn:nbn:de:tuda-tuprints-90843
- [17] Chrzan, Krystian Leonard a Federico Moro. *Concentrated Discharges and Dry Bands on Polluted Outdoor Insulators*. *IEEE Transactions on Power Delivery* [online]. 2007, **22**(1), 466-471 [cit. 2021-11-09]. ISSN 0885-8977. doi:10.1109/TPWRD.2006.887093
- [18] Wanderley Neto, E., E. Da Costa, M. A. Maia a T. Ferreira. *Failure Analysis in ZnO Arresters Using Thermal Images*. In: *2006 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America* [online]. IEEE, 2006, 2006, s. 1-5 [cit. 2021-11-09]. ISBN 1-4244-0287-5. doi:10.1109/TDCLA.2006.311554
- [19] Xu, Zhi-niu, Li-juan Zhao, Ao Ding a Fang-cheng LU. *A Current Orthogonality Method to Extract Resistive Leakage Current of MOSA*. *IEEE Transactions on Power Delivery* [online]. 2013, **28**(1), 93-101 [cit. 2021-11-09]. ISSN 0885-8977. Dostupné z: doi:10.1109/TPWRD.2012.2221145
- [20] Průcha L.: Řády, ČVUT, 2005, ISBN: 80-01-03221-3

- [21] Li, Zhonglei, Zhuoran Yang a Boxue Du. *Surface Charge Transport Characteristics of ZnO/Silicone Rubber Composites Under Impulse Superimposed on DC Voltage*. *IEEE Access* [online]. 2019, **7**, 3008-3017 [cit. 2021-11-28]. ISSN 2169-3536. doi:10.1109/ACCESS.2018.2889343
- [22] Xia, Changjie, Ming Ren, Bing Wang, Ming Dong, Guanghao Xu, Jiacheng Xie a Chongxing Zhang. *Infrared thermography-based diagnostics on power equipment: State-of-the-art*. *High Voltage* [online]. 2021, **6**(3), 387-407 [cit. 2021-12-05]. ISSN 2397-7264. doi:10.1049/hve2.12023
- [23] Sathyanarayana, Shashi. (2014). *A Gentle Introduction to Backpropagation*. Numeric Insight, Inc Whitepaper.
- [24] Novizon a Zulkurnain Abdul-Malek. *Electrical and temperature correlation to monitor fault condition of ZnO surge arrester*. In: *2016 3rd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)* [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 182-186 [cit. 2021-12-05]. ISBN 978-1-5090-1434-7. doi:10.1109/ICITACEE.2016.7892436
- [25] Neto, E.T.W., E.G. Da Costa a M. Maia. *Artificial Neural Networks Used for ZnO Arresters Diagnosis*. *IEEE Transactions on Power Delivery* [online]. 2009, **24**(3), 1390-1395 [cit. 2021-12-05]. ISSN 0885-8977. doi:10.1109/TPWRD.2009.2013402
- [26] Hinrichsen, V. *Online monitoring of high-voltage metal-oxide surge arresters by wireless passive surface acoustic wave (SAW) temperature sensors*. In: *11th International Symposium on High-Voltage Engineering (ISH 99)* [online]. IEE, 1999, 1999, v2-238-v2-238 [cit. 2021-12-05]. ISBN 0852967195. doi:10.1049/cp:19990638
- [27] Pravda, J., Limpouch, A. *Diagnostické zkoušky svodičů přepětí - bezjiskřivostové omezovače - Zkušební metodika, Asociace zkušeben vysokého napětí, 2014*
- [28] Yang, Xiao, Jun Hu a Jinliang He. *Effect of interfacial charge relaxation on conducting behavior of ZnO varistors under time varying electric fields*. *Applied Physics Letters* [online]. 2017, **110**(18) [cit. 2021-12-08]. ISSN 0003-6951. doi:10.1063/1.4982965
- [29] Mahan, G. D., Lionel M. Levinson a H. R. Philipp. *Theory of conduction in ZnO varistors*. *Journal of Applied Physics* [online]. 1979, **50**(4), 2799-2812 [cit. 2021-12-08]. ISSN 0021-8979. doi:10.1063/1.326191
- [30] L. Levinson and H. Philipp, "ZnO Varistors for Transient Protection," in *IEEE Transactions on Parts, Hybrids, and Packaging*, vol. 13, no. 4, pp. 338-343, December 1977, doi: 10.1109/TPHP.1977.1135218.

[31] Učebnice „(Diskrétní) Fourierova transformace“, dostupná online, 2003

<http://apfyz.upol.cz/ucebnice/download/mini/fourtrans.pdf>

[32] <https://savree.com/en/encyclopedia/surge-arrester>

[33] <https://www.anelectricalengineer.com/surge-arrester-control-system-gis/>

### Seznam použitých obrázků

Pozn. „upraveno“ znamená, že obrázek byl překreslen a přeložen z důvodu špatného rozlišení originálu a v případě amerického značení součástek byly tyto značky u některých obrázků nahrazeny evropským značením, jiné úpravy nebyly prováděny

## 1. Omezovače přepětí VVN a jejich funkce v elektroenergetickém systému

Obr 1.1 Typy přepětových vln [1], upraveno

Obr 1.2 Vliv omezovačů na výsledné napětové namáhání v soustavě [3], upraveno

Obr 1.3 Umístění svodiče přepětí [32], schéma nakresleno, fotografie převzata z [32]

Obr 1.4 Vlna šířící se po vedení [3], upraveno

Obr 1.5 Idealizovaná struktura varistoru ZnO [30], upraveno

Obr 1.6 Dvojitá Schottkyho bariéra [21]

Obr 1.7 Voltampérová charakteristika varistoru ZnO [30], upraveno

Obr 1.8 Konstrukce omezovače s porcelánovým pouzdrem [3], upraveno

Obr 1.9 GIS omezovač [32]

Obr 1.10 Typická VA charakteristika omezovače v soustavě 420 kV [3], upraveno

Obr 1.11 Závislost VA charakteristiky na teplotě [16]

Obr 1.12 Zjednodušené náhradní obvodové schéma omezovače [16]

Obr 1.13 Změny VA charakteristik v důsledku degradace [6], upraveno

Obr 1.14 Tepelná stabilita omezovače [16], upraveno

## 2 Metody pro diagnostiku omezovačů přepětí

Obr 2.1 Blokové schéma přístroje LCD-4 MOSA pro měření  $i_r(t)$  a  $I_r$  [19], upraveno

Obr 2.2 Kompenzace kapacitního proudu vn můstkem [13], upraveno

*Obr 2.3 Algoritmus diferenciální metody [8], upraveno*

*Obr 2.4 Rezistivní proud vypočtený diferenciální metodou [8]*

*Obr 2.5 Schéma měřicího pracoviště a průběhy získané metodou „Timeshift“ [7], upraveno*

*Obr 2.6 Porovnání referenčního průběhu a průběhu získaného metodou „Timeshift“ [7], upraveno*

*Obr 2.7 Závislost chyby měření  $i_3$  na obsahu síťové třetí harmonické [2], upraveno*

*Obr 2.8 Sestava pro měření  $i_3$  s kompenzací vlivu napěťových harmonických [14], upraveno*

*Obr 2.9 Přístroj LCM500 pro měření  $i_3$  se sondou pro kompenzaci vlivu  $u_3$  [15]*

*Obr 2.10 Měření referenčního napětí [10], upraveno*

*Obr 2.11 Porovnání teplotních profilů omezovačů ve třech fázích [15]*

*Obr 2.12 Umělá neuronová síť pro zpracování teplotních dat omezovače [24], upraveno*

*Obr 2.13 Klasifikace výstupů neuronové sítě [24], upraveno*

*Obr 2.14 Porovnání požadovaných výstupů a skutečných výstupů neuronové sítě [24], upraveno*

*Obr 2.15 Systém přímého měření teploty SAW [26], upraveno*

*Obr 2.16 Umístění senzorů SAW [26], upraveno*

### **3 Ověření vybraných diagnostických metod**

*Obr 3.1 Schéma pracoviště pro měření na omezovači*

*Obr 3.2 Fotografie měřicího pracoviště*

*Obr 3.3 Filtrace signálu*

*Obr 3.4 Přímý odečet  $I_r$  při  $U_{RMS} = 6,04$  kV*

*Obr 3.5 Přímý odečet  $I_r$  při  $U_{RMS} = 7,56$  kV*

*Obr 3.6 Přímý odečet  $I_r$  při  $U_{RMS} = 9$  kV*

*Obr 3.7 Algoritmus diferenciální metody*

*Obr 3.8 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený diferenciální metodou při  $U_{RMS} = 6,04$  kV*

*Obr 3.9 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený diferenciální metodou při  $U_{RMS} = 7,56$  kV*

*Obr 3.10 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený diferenciální metodou při  $U_{RMS} = 9$  kV*

*Obr 3.11 Algoritmus metody POW*



*Obr 3.12 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený POW metodou při  $U_{RMS} = 6,04$  kV*

*Obr 3.13 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený POW metodou při  $U_{RMS} = 7,56$  kV*

*Obr 3.14 Průběh  $i_r(t)$  vypočtený POW metodou při  $U_{RMS} = 9$  kV*

*Obr 3.15 Závislost kapacity omezovače na napětí*

*Obr 3.16 Závislosti poměru  $C_{eff}/C_0$  varistoru ZnO na napětí [28]*

*Obr 3.17 VA charakteristika omezovače vypočtená na základě měření č. 2*

*Obr 3.18 VA charakteristika omezovače vypočtená na základě měření č.3*

*Obr 3.19 Algoritmus metody Timeshift*

*Obr 3.20 Průběh měřeného proudu a jeho časový posun*

*Obr 3.21 Součtový průběh a průběh měřeného proudu*

*Obr 3.22 Součtový proud a generovaný kapacitní proud*

*Obr 3.23 Rezistivní proud vypočtený metodou Timeshift*

### **Seznam tabulek**

*Tabulka 1.1 Výsledné poměry  $k_3/k_1$  [14]*

*Tabulka 3.1 Parametry použitého omezovače*

*Tabulka 3.2 Provedená měření*

*Tabulka 3.3 Specifikace použitých přístrojů*

*Tabulka 3.4 Hodnoty  $I_r$  získané přímým odečtem*

*Tabulka 3.5 Hodnoty  $I_r$  a  $C$  vypočtené diferenciální metodou*

*Tabulka 3.6 Hodnoty  $I_r$  vypočtené metodou POW*

*Tabulka 3.7 Hodnoty  $I_r$  vypočtené metodou Timeshift*

*Tabulka 3.8 Porovnání výsledků*

*Tabulka 3.9 Porovnání odchylek amplitud od referenční hodnoty*

### Seznam příloh diplomové práce

Název přílohy	Obsah souboru
"sest.csv"	měření č.1 $U_{RMS} = 6,04$ kV
"sedm.csv"	měření č.2 $U_{RMS} = 7,56$ kV
"devet.csv"	měření č.3 $U_{RMS} = 9$ kV
"filtraceFourier.m"	filtrace signálů pomocí DFT
"POW.nb"	diferenciální a POW metoda, přímý odečet
"timeShiftMethod.m"	metoda časového posunu (Timeshift)



