

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrotechnologie

*Predikce životnosti, testování a
měření parametrů foliových
kondenzátorů*

Disertační práce

Martin Horák

Praha, březen 2019

Doktorský studijní program: Elektrotechnika a informatika (P2612)
Studijní obor: Elektrotechnologie a materiály (2602V009)

Školitel: Prof. Ing. Václav Papež, Csc

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou disertační práci vypracoval samostatně a v předložené práci důsledně citoval použitou literaturu.

V Praze dne _____

podpis

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval všem, kteří mě v mé práci podporovali a věnovali mně čas při konzultacích. Děkuji především svému školiteli prof. Ing. Václavu Papežovi, CSc. za podporu a cenné rady. Dále bych chtěl poděkovat spolupracovníkům z katedry elektrotechnologie a Laboratoře pro vývoj a realizaci a firmě ZEZ SILKO,s.r.o. Žamberk za výrobu speciálních vzorků kondenzátorů. Neméně chci poděkovat svým blízkým a své rodině za poskytnutí zázemí a času věnovat se vědecké činnosti.

Abstrakt

Cílem disertační práce je shrnutí degradačních mechanismů u svitkových kondenzátorů s metalizovanou elektrodou.

Na počátku studia degradace svitkových kondenzátorů se vyskytl problém s měřením parametrů u kondenzátorů s kapacitou větší než jednotky mikrofaradů. Byly hledány metody jak zatěžovat kondenzátory a jak je měřit. V rámci hospodářské smlouvy s firmou ZEZ Silko, s. r. o. byl vyvinut pro zatěžování kondenzátorů přístroj využívající sériovou a paralelní rezonanci. Dále bylo vyvinuto testovací zařízení, které měří parametry kondenzátoru s využitím přechodných dějů. Kondenzátor je v tomto případě zatížen impulzně proudy o špičkové hodnotě až 2500 A.

Při vyhodnocování výsledků měření byl vytvořen model kondenzátoru s rozprostřenými parametry, který popisuje degradaci svitkových kondenzátorů, u kterých dochází k poškození spoje mezi elektrodami a šopováním. Model respektuje nehomogenitu a nerovnoměrné stárnutí, kdy se objevuje frekvenční závislost kapacity, reálné části impedance a ztrátového činitele na frekvenci.

Byly provedeny experimenty zaměřené na sledování degradačních mechanismů svitkových kondenzátoru vlivem koroze elektrod (průnik vlhkosti do pouzdra kondenzátoru). Kondenzátory byly stárnuty za zvýšené teploty a relativní vlhkosti. Byly vyrobeny speciální vzorky elektrodových systémů, ve kterých byly tytéž vodivé vrstvy kontaktovány na obou čelech svitku (nekondenzátorů), aby bylo možné lépe zkoumat změny odporu při degradaci. Tím byl eliminován vliv dielektrika a bylo možné měřit změny odporu s větší přesností.

Dále byl proveden dlouhodobý test, kdy byly kondenzátory bez přiloženého napětí vystaveny suchému teplu (100°C) po dobu 22000 hodin. V průběhu zkoušky byla vyhodnocována změna nelinearity, ztrátového činitele kapacit a impedance. Při měření bylo zjištěno, že u kondenzátorů nejprve dochází ke zlepšení parametrů a později při další expozici kondenzátory začínají pomalu degradovat. S pokračující expozicí je degradační děj urychlován. Na základě dlouhodobých testů byly vyhodnoceny faktory ovlivňující životnost kondenzátorů a ukázány možnosti predikovat jejich životnost v reálných aplikacích.

Klíčová slova: Svitkový kondenzátor, degradace, náhradní obvod kondenzátoru, ztrátový činitel.

Abstract

This work aims to summarize the degradation mechanisms of a film capacitors with a metalized electrode.

At the start of the study of the degradation of film capacitors, there was an issue with a measurement of capacitors parameters if they had a capacity higher than units of a micro farad. Methods were researched to stress capacitors and measure their parameters. Within the scope of cooperation with our industrial partner ZES Silko, a device was designed for stressing capacitors using series-parallel resonance. Also, test equipment for measurement of capacitor parameters using transient event was constructed. During measurement with this equipment, the tested capacitor is stressed with impulse current which peaks at 2500 A.

During measurement, result evaluation has created a model of a capacitor with distributed parameters which describes the degradation of film capacitors — specifically, capacitors with a damaged connection between electrodes and schoopage. This model respects non-homogeneity and uneven aging which is represented as frequency dependence of capacity, the real part of impedance and dissipation.

An experiment was conducted which focus on monitoring of degradation mechanisms of film capacitors caused by corrosion of the electrodes. This degradation is due to the penetration of humidity into the capacitor package. Tested capacitors were aged by increased ambient temperature and humidity. Special samples of electrode systems were constructed. In these systems were both conductive layers contacted on both sides to better examine variations of resistivity during the degradation process. This type of connection eliminates the influence of the dielectric and enables to measure the variation of resistivity with better precision.

Next step was to long-term test capacitors with no voltage and heat them to (100°C) for a duration of 22 000 hours. During this test was measured the variation of non-linearity, dissipation, and impedance. The measurement revealed that the parameters of the tested capacitor at first slightly improve and later rapidly deteriorate. Based on long-term tests the most influential factors to a capacitor lifespan were evaluated, and methods of lifespan prediction in real applications were presented.

Key words: Film capacitors, degradation, equivalent circuit of capacitor, dissipation factor.

Obsah

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xiii
1 Úvod	1
1.1 Kondenzátor z fyzikálního pohledu	2
1.2 Konstrukce foliových kondenzátorů	3
1.2.1 Materiály použité pro výrobu kondenzátorů	6
1.2.1.1 Materiály pro dielektrika	7
1.2.1.2 Materiály pro elektrody a kontaktování	9
1.2.1.3 Materiály pro pouzření	10
1.3 Náhradní obvod kondenzátoru	13
1.3.1 Kondenzátor ve stejnosměrném obvodu	13
1.3.2 Kondenzátor ve střídavém obvodu	13
1.4 Kondenzátory třídy X a Y	18
2 Cíl disertační práce	19
3 Současný stav problematiky	20
3.1 Degradace kondenzátorů	20
3.1.1 Degradace dielektrika	21
3.1.2 Degradace elektrodového systému a kontaktů u kondenzátorů	21
3.1.3 Degradace pouzdra	27
3.2 Nelinearita	27
3.2.1 Měření nelinearity	27
3.2.1.1 Metoda měření nelineárního zkreslení	28
3.2.1.2 Metoda měření intermodulačního zkreslení	32
3.2.2 Využití měření nelinearity jako diagnostické metody	35
3.2.3 Vznik/zdroj nelinearity	35

4	Experimentální práce	38
4.1	Nelinearita výsledky stárnutí	38
4.1.1	Shrnutí výsledků stárnutí kondenzátorů	42
4.2	Modelování nelinearity během procesu stárnutí	50
4.3	Analýza kondenzátorů z elektronických zařízení	52
4.4	Stárnutí kondenzátorů při působení tepla a vlhka	60
4.5	Měření parametrů kondenzátorů	60
4.5.1	Měření ztrátového činitele	60
4.5.2	Měření parametrů kondenzátorů s využitím přechodného děje	61
4.5.2.1	Přechodný děj prvního řádu	62
4.5.2.2	Přechodný děj druhého řádu	65
4.5.2.2.1	Realizovaný měřicí obvod varianta 1.	69
4.5.2.2.2	Realizovaný měřicí obvod varianta 2.	70
4.5.3	Měření svodu	73
4.5.4	Rezonance	75
4.5.4.1	Sériový rezonanční obvod RLC	76
4.5.4.2	Paralelní rezonanční obvod RLC	77
4.5.4.3	Využití rezonance k testování kondenzátorů	77
4.6	Model degradace kondenzátoru s metalizovanou vrstvou	83
5	Závěr	89
	Literatura	91
A	Seznam zkratk, značek a symbolů	I
B	Seznam vlastních publikací	III
B.1	Publikace vztahující se k tématu disertační práci	III
B.1.1	Publikace v recenzovaných časopisech	III
B.1.2	Ostatní publikace	III
B.2	Publikace ostatní	IV
B.3	Ohlasy	IV

Seznam obrázků

1.1	Vnitřní uspořádání kondenzátoru WIMA MKP4, převzato z [57]	5
1.2	Vnitřní uspořádání kondenzátoru WIMA MKP10. Převzato z [57].	5
1.3	Vnitřní uspořádání kondenzátoru WIMA FKP1 a FKP2. Převzato z [57].	5
1.4	Self-healing, převzato z [65]	5
1.5	Struktura povrchu nanesené kovové vrstvy na polypropylénové folii	10
1.6	Svítek s našopovanou vrstvou zinku	11
1.7	Odpojovač, obrázek vlevo normální stav, vpravo po odpojení, převzato z [66]	12
1.8	a) ideální kondenzátor, b) paralelní náhradní obvod kondenzátoru, c) sériový náhradní obvod kondenzátoru	14
1.9	Maximální dovolené napětí na kondenzátoru v závislosti na napětí, kapacitě a teplotě, převzato z [65]	16
1.10	Náhradní obvod reálného kondenzátoru	17
1.11	Závislost absolutní hodnoty impedance kondenzátoru na frekvenci, převzato z [65]	17
1.12	Testování kondenzátorů typu X2	18
3.1	Změna kapacity kondenzátoru s hliníkovou metalizací, převzato z [58]	22
3.2	Změna kapacity kondenzátoru se zinkovou metalizací, převzato z [58]	23
3.3	Pokles kapacity vlivem vlhkosti, převzato z [45]	23
3.4	Pokles kapacity a růst ESR, převzato z [39]	25
3.5	Sériový náhradní obvod kontaktního systému kondenzátoru	25
3.6	Frekvenční závislost kapacity a ztrátového činitele v průběhu impulzního zatěžování ($N_0=0, N_1=5000, N_2=10000, N_3=15000, N_4=20000$ impulzů, převzato z [44])	26
3.7	Ekvivalentní obvod pro simulaci degradace kondenzátoru. Oblast 1 byla připojena ke kladnému pólu, oblast 3 k zápornému pólu a oblast 2 je elektrodový systém, převzato z [44]	26
3.8	Měření nelinearity-můstková metoda, převzato z [7]	28

3.9	Voltampérová charakteristika lineární a nelineární součástky, převzato z [8]	29
3.10	Principiální schéma měření indexu třetí harmonické THI	31
3.11	Blokové schéma měřicího přístroje CLT1	31
3.12	Blokové schéma měření nelinearity pomocí intermodulačního zkreslení . . .	34
3.13	Aparatura pro měření nelinearity	34
3.14	Závislost nelinearity tenké vrstvy niklu na její tloušťce, převzato z [14] . .	36
3.15	Závislost nelinearity tenké hliníkové vrstvy před a po žíhání, převzato z [14]	36
3.16	Grafy znázorňují změnu nelinearity u 50 kusů kondenzátorů s kapacitou 220 nF před a po testu. Na ose x je v grafech vynesena změřená úroveň třetí harmonické a na ose y je vynesena poměrný počet vzorků s danou úrovní třetí harmonické, převzato z [20]	37
4.1	Nelinearita, typ 1	39
4.2	Nelinearita, typ 2	39
4.3	Nelinearita, typ 3	40
4.4	Parametry testovaných kondenzátorů	42
4.5	Degradace zalévací hmoty	45
4.6	WIMA nelinearita	45
4.7	WIMA sériový odpor	46
4.8	ARCOTRONIC nelinearita	46
4.9	ARCOTRONIC sériový odpor	47
4.10	KEMET nelinearita	47
4.11	KEMET sériový odpor	48
4.12	JB CAPACITORS nelinearita	48
4.13	JB CAPACITORST sériový odpor	49
4.14	PILKOR sériový odpor	49
4.15	Aproximace změřené nelinearity u vzorků kondenzátorů ARCOTRONIC. Změřené hodnoty jsou vyneseny body, proklad je pak vynesena plnou čarou	52
4.16	Zapojení napájecího zdroje	53
4.17	RTG analýza, praskliny v našopované vrstvě	53
4.18	RTG analýza, iontová migrace	54
4.19	Zapojení vstupní části elektronického předradníku	56
4.20	Degradace tenké kovové vrstvy	56
4.21	Sériový odpor kondenzátorů	57
4.22	Kapacita kondenzátorů C1, C2 a C3, hodnoty v grafu jsou vztaženy k jmenovité hodnotě kondenzátorů (C1, C3 330 nF, C2 220 nF)	58

4.23	Impedance rozvodné sítě, převzato z[63]	59
4.24	Stárnutí nekondenzátoru, reálná část impedance, měřeno na frekvenci 100 Hz	61
4.25	Frekvenční závislost reálné části impedance nekondenzátoru, výchozí měření	61
4.26	Frekvenční závislost reálné části impedance nekondenzátoru po stárnutí	62
4.27	Změna reálné části impedancev závislosti na čase	62
4.28	Změna kapacity v závislosti na čase	62
4.29	Přechodný děj, nabíjení a vybíjení kondenzátoru	63
4.30	Přechodný děj, nabíjení kondenzátoru	64
4.31	Přechodný děj, vybíjení kondenzátoru	65
4.32	Schema zapojení testovacího obvodu	65
4.33	Přechodný děj druhého řádu	67
4.34	Náhradní obvod	68
4.35	Frekvenční charakteristika proudové sondy Agilent 2782A, převzato z [68]	69
4.36	Změřený přechodný děj, průběh proudu	70
4.37	Závislost maximální hodnoty proudu na velikosti napájecího napětí	70
4.38	Měřicí obvod nainstalovaný na testovaném kondenzátoru	71
4.39	Schéma zapojení spínače	72
4.40	Frekvenční a fázová charakteristika bočníku	72
4.41	Obvod pro simulaci spínače	72
4.42	Změřený a simulovaný průběh proudu	73
4.43	Měření svodového proudu u kondenzátoru třídy X2 s kapacitou 100 nF	75
4.44	Rezonanční obvody; a.) sériový, b.) paralelní, C.) paralelní se ztrátovým odporem v indukční větvi	76
4.45	Blokový diagram pro testování velkých kapacit	79
4.46	Blokový diagram pro testování malých kapacit	80
4.47	Realizované zařízení pro testování kondenzátorů	82
4.48	Cívka navinutá z lana	82
4.49	Náhradní obvod kondenzátoru (pro bezindukční provedení)	83
4.50	Struktura kondenzátoru	85
4.51	Náhradní obvod s rozloženými parametry	85
4.52	Náhradní obvod s rozloženými parametry	86
4.53	Závislost reálné a imaginární části impedance na frekvenci	87
4.54	Závislost kapacity na frekvenci	88
4.55	Závislost ztrátového činitele na frekvenci	88

Seznam tabulek

1.1	Elektrické vlastnosti polymerních filmů užívaných pro kondenzátory	8
1.2	Elektrické vlastnosti PP v závislosti na teplotě, převzato z [58]	9
1.3	Elektrické vlastnosti PETP v závislosti na teplotě, převzato z [58]	9
4.1	Testované kondenzátory	40
4.2	Svod kondenzátorů	74

Kapitola 1

Úvod

Téma disertační práce bylo do jisté míry iniciováno získanými informacemi z praxe, kde byly opakovaně popisovány četné případy provozní nespolehlivosti svitkových kondenzátorů větších kapacit. V první fázi reakcí na tyto informace byly na katedře elektrotechnologie prováděny především poruchové analýzy vzorků dodávaných jednotlivými subjekty. V průběhu analýz byly postupně specifikovány znaky získaného souboru vzorků. Především se jednalo o kondenzátory, které po svém nasazení do provozu po krátkém čase (řádově jednotky měsíců) vykazovaly především významný pokles své nominální kapacity. Jednalo se především o kondenzátory s kapacitami většími než $1 \mu F$, vyrobené technologií metalizované plastové folie. Zajímavou informací také byla specifikace jejich pracovních podmínek, jednalo se jednak o nasazení v režimu střídavého síťového napětí, například ve filtrech měničů, jednak jako rozběhových nebo fázových kondenzátorů u motorů. Jako třetí pracovní režim bylo indikováno nasazení uvedených kondenzátorů v režimech charakteru impulsového zatížení. Z podrobnějšího rozboru celého souboru získaných vzorků vyplynul vysoký stupeň závažnosti zjištěné problematiky, který vyústil v první fázi k modifikaci zaměření celé disertační práce. V druhé fázi i k podstatnému rozšíření jak zkoumané problematiky tak i posléze i podstatnému rozšíření rozsahu experimentálních prací a zátěžových testů.

Teoretické práce byly zaměřeny především na problematiku degradace vlastností svitkových kondenzátorů s metalizovanými elektrodami a využití metod měření nelinearity nominálně lineárních součástí jako účinné diagnostické metody. Poměrně rozsáhlé experimenty byly zaměřeny především na zrychlené zkoušky stárnutí a predikci provozní životnosti kondenzátorů, podrobné zkoumání výsledků měření nelinearity, analýzu stavu svitkových kondenzátorů získaných v průběhu prací od zákazníků z jimi provozovaných průmyslových zařízení. Dále byly rozvíjeny metody pro měření svitkových kondenzátorů s kapacitou větší než $1 \mu F$, zejména impulzní metody měření parametrů kondenzátorů, dále

využití sériové a paralelní rezonance k měření a zkoušení těchto kondenzátorů. Navíc na základě teoretického rozpracování byla posléze nutná i modifikace náhradního schématu pro tyto pracovní režimy.

1.1 Kondenzátor z fyzikálního pohledu

Kondenzátory jsou dvoupólové součástky konstruované tak, aby vykazovaly fyzikální veličinu - kapacitu (schopnost akumulovat určitý elektrický náboj) definované velikosti. Tvoří je dvě elektrody, které jsou ekvipotenciálními plochami, jež jsou navzájem od sebe odděleny nevodivým materiálem (dielektrikem). Výsledná velikost kapacity je pak ovlivněna velikostí vodivých ploch, jejich vzdáleností a materiálem použitého dielektrika.

Dielektrikum se po přiložení elektrického napětí na elektrody kondenzátoru polarizuje, čímž dojde ke změně vzájemné pozice atomových jader a elektronových obalů atomů látky a atomy se stanou elektrickými dipóly. Výsledný dipólový moment v jednotce objemu polárního dielektrika určuje jeho polarizace P . Protože v dielektriku se vždy skládá dipólový moment vázaných nábojů s dipólovým momentem volných nábojů, popisuje se pole v dielektriku celkovým elektrickým dipólovým momentem, resp. jeho hustotou, který je nazýván vektorem elektrické indukce.

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} + \vec{P} = \epsilon_0 (\vec{E} + (\epsilon_r - 1) \vec{E}) \quad (1.1)$$

Kde ϵ_0 je dielektrická konstanta vakua $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$, ϵ_r je relativní permitivita, \vec{D} je vektor elektrické indukce a \vec{E} vektor intenzity elektrického pole.

Kapacita deskového kondenzátoru se vypočte ze vztahu:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad (1.2)$$

kde S je plocha v m^2 , přes kterou prochází elektrická indukce s velikostí D a d je vzdálenost mezi vodivými elektrodami v metrech. Náboj akumulovaný v kondenzátoru popisuje vztah:

$$Q = C U \quad (1.3)$$

Energie akumulovaná v kondenzátoru:

$$W = \frac{1}{2} C U^2 \quad (1.4)$$

1.2 Konstrukce foliových kondenzátorů

První voskem impregnovaný svitkový kondenzátor s papírovým dielektrikem a s elektrodami z kovové folie byl vynalezen v roce 1876 Fitzgeraldem. V roce 1900 si George Mansbridge nechal patentovat papírový kondenzátor se samoregenerační schopností. Elektrody kondenzátoru byly tvořeny pojivem s přídavkem kovových částic. Na přelomu 30. a 40. let 20. století vypracovala firma Robert Bosch GmbH postup vakuové depozice zinku na papírové dielektrikum (lakovaný papír). Spolehlivost kondenzátorů s papírovým dielektrikem byla velmi závislá na technologickém postupu výroby. Kondenzátory podléhaly degradaci (koroze elektrod, navlhání dielektrika) vlivem průniku vlhkosti. Proto byla používána u papírových kondenzátorů hermeticky těsná kovová pouzdra s keramickými nebo skleněnými průchodkami. Kondenzátory byly impregnovány voskem (včelí vosk, parafín apod.) nebo olejem. Dalším vývojovým stupněm v konstrukci foliových kondenzátorů je nahrazení papíru polymery. Ve 40. letech byl objeven polyethylentereftalát (PET), na začátku 60. let polypropylén (PP), v polovině 60. let byl objeven polykarbonát. První kondenzátory s polymerním dielektrikem se objevují v polovině 50. let. Více o historii a výrobě kondenzátorů je napsáno v článcích [1], [2] a [4].

Základní uspořádání kondenzátoru vždy obsahuje dvě vodivé soustavy elektrod, které jsou vzájemně odděleny dielektrikem, resp. dielektrickou folií. S ohledem na rovnici (1.2) je obvykle, až na výjimky, konstrukce řešena s cílem maximalizovat plošný rozměr soustavy a minimalizovat tloušťku dielektrika, aby kondenzátor měl maximální kapacitu při minimálním objemu.

Typická uspořádání jsou zde ilustrována na komerčních kondenzátorech v bezindukčním provedení firmy WIMA [64] na obrázcích níže. Elektrody mohou být metalizované jednostranně viz kondenzátor MKP4 na obrázku 1.1 a nebo oboustranně viz kondenzátor MKP10 na obrázku 1.2. U kondenzátorů pro velké impulzní namáhání je metalizovaná folie nahrazena kovovou folií, kde je možné provést lepší kontaktování, než u metalizovaných folií viz kondenzátor FKP2 na obrázku 1.3. Dále existují kombinovaná provedení, kdy je jedna elektroda tvořena kovovou folií a druhá metalizací, viz kondenzátor FKP1 na obrázku 1.3.

Při výrobě metalizované folie je nutné před samotným procesem depozice tenké kovové vrstvy odstranit nečistoty z povrchu polymerního filmu (prach, částice/zbytky polymeru/monomeru, na povrchu vyloučená aditiva, apod.). Povrch folie je dále upravován, aby byla zvýšena adheze kovové vrstvy k folii. V případě polypropylénové folie je povrch upraven tak, aby se na rozštěpené uhlíkové řetězce navázal kyslík (úprava povrchu plazmou), viz [3]. Díky této úpravě se zvýší adheze hliníku k povrchu polypropylénové folie.

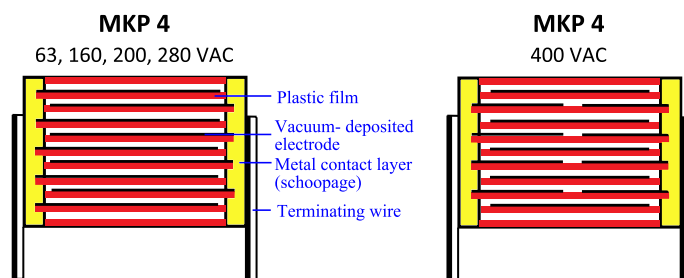
Po úpravě povrchu folie následuje fáze, kdy je na povrch deponován vodivý materiál - kov nebo slitina (viz materiály 1.2.1.2) napařováním nebo naprašováním. Tloušťka vrstvy naneseného kovu se pohybuje podle typu kondenzátoru v desítkách nanometrů, odpor nanesené vrstvy bývá v řádu jednotek Ω na čtverec.

Kondenzátory určené pro větší proudové zatížení mívají zvětšenou tloušťku vodivé vrstvy elektrody v místech, kde je šopováním (nanášení roztaveného kovu stříkáním na čela svitku) vytvořen kontaktní můstek a tím je možné dosáhnout menší proudové hustoty v daném místě. Další možností, jak upravit kondenzátor, aby vydržel větší proudové namáhání, je zvětšení průřezu metalizované elektrody, kterým prochází uvnitř svitku proud a zvětšením plochy, kde je šopováním vytvořen kontaktní můstek. Toho lze dosáhnout zmenšením šíře svitku (rozteč vývodů) a navinutím více vrstev pokovené folie. Tím u kondenzátoru stejné kapacity vznikne větší plocha pro kontaktování.

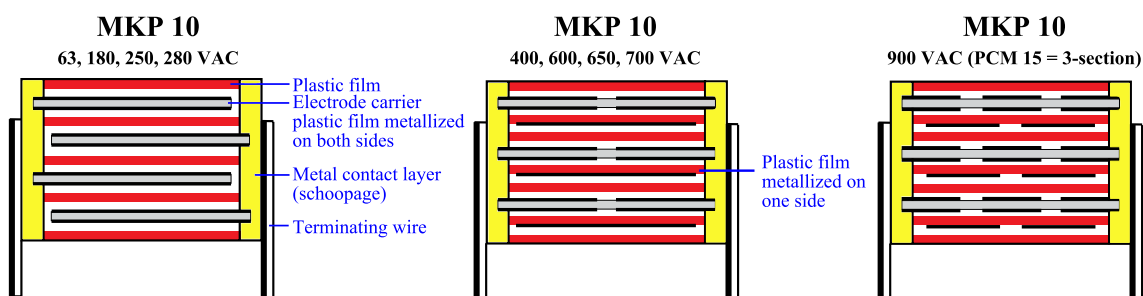
Pokud má mít kondenzátor schopnost samoregenerace (self-healing), kdy při průrazu nedojde ke zničení kondenzátoru, ale jen k odpaření vodivé vrstvy v místě poškození (vypálení díry v polymerním filmu) a tím k nepatrnému poklesu kapacity, nesmí být nanesená vrstva vodivé části elektrody příliš tlustá, jinak by došlo k jejímu rozprášení a vytvoření vodivé cesty mezi elektrodami sousedních vrstev metalizovaného filmu. Aby byl efekt samoregenerace úspěšný, pak nesmějí po poškození polymerní folie zbývat vodivé zbytky (zpravidla s vysokým obsahem uhlíku), viz obrázek 1.4. Tento požadavek splňuje polypropylén, pokud má metalizace vhodně zvolenou tloušťku.

Kondenzátory na vyšší napětí, například řada MKP 10 v provedení pro 400 V AC až 700 V AC je vyrobena tak, že v pouzdru jsou ve skutečnosti dva kondenzátory zapojeny do série (speciální uspořádání metalizovaných elektrod). U kondenzátorů pro napětí 900 V AC jsou pak zařazeny v sérii kondenzátory tři. Tento způsob výroby se volí z důvodu potlačení vzniku částečných výbojů v kondenzátoru, které mají zásadní vliv na životnost kondenzátoru. Při nehomogenitě v dielektrickém materiálu (například vzduchová dutina) vznikají v této dutině částečné výboje, protože intenzita elektrického pole v této dutině je ϵ_r krát větší, než v materiálu dielektrika. Vzduch obsažený v dutině je vlivem výboje ionizován. Při ionizaci mohou vznikat oxidy dusíku, ozon a další produkty, které urychlují degradaci (korozi) použitého materiálu.

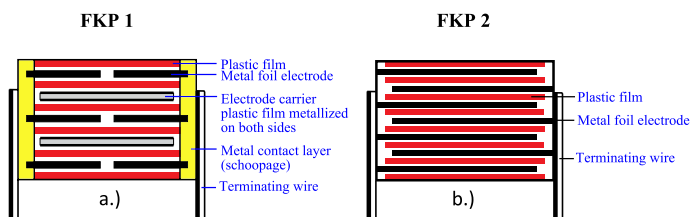
Hotový svitek je kontaktován šopováním (viz obrázek 1.6), kdy je na čela svitku v několika vrstvách postupně stříkáním nanášen roztavený kov (viz část 1.2.1.2), aby se docílilo dobré vodivosti můstku a také dobrého kontaktního spojení mezi můstkem a elektrodou. Po této technologické operaci se kontaktované svitky umístí do pece, kde za zvýšené teploty dochází k vysušení svitku. Dále dochází ke změknutí a smršťování folie. Tím se svitek zpevní (částečně slepí) a stabilizují se jeho parametry (uvolnění orientace



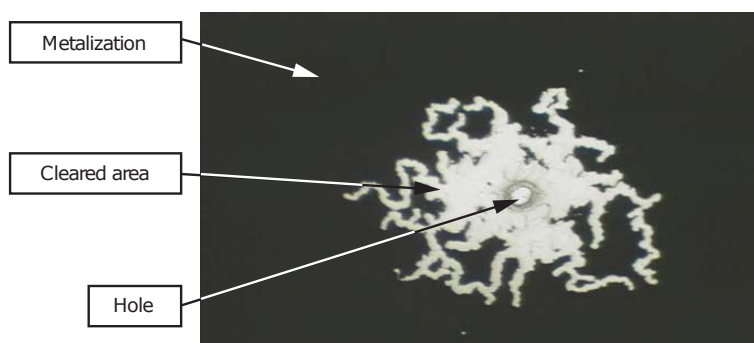
Obrázek 1.1: Vnitřní uspořádání kondenzátoru WIMA MKP4, převzato z [57]



Obrázek 1.2: Vnitřní uspořádání kondenzátoru WIMA MKP10. Převzato z [57].



Obrázek 1.3: Vnitřní uspořádání kondenzátoru WIMA FKP1 a FKP2. Převzato z [57].



Obrázek 1.4: Self-healing, převzato z [65]

makromolekulárních řetězců ve folii, kterou získaly při procesu výroby folie, uvolnění mechanických napětí).

V následující výrobní fázi je u kondenzátorů provedeno měření parametrů (kapacity, ztrátového činitele apod.) a z výrobního procesu jsou odstraněny vadné kusy. Po fázi, kdy jsou ověřeny parametry kondenzátorů měřením následuje fáze připojování vývodů. Vývody k šopovaným čelům svitku jsou v podobě drátků nebo pásků připevněny odporovým svarem nebo pájením. Poslední výrobní fází je pouzdření. Svitek je hermeticky uzavřen, aby se zabránilo působení vnějších vlivů na materiály použité v kondenzátoru a tím jejich degradaci.

Podle konstrukce můžeme foliové kondenzátory rozdělit do několika skupin. V první skupině jsou kondenzátory určené pro aplikace ve stejnosměrných obvodech (filtrační kondenzátory, kondenzátory do stejnosměrných meziobvodů měničů - DC link capacitors), druhou skupinu tvoří kondenzátory pro aplikace ve střídavých obvodech (kondenzátory pro kompenzaci účinníku, filtrační kondenzátory), třetí skupinou jsou kondenzátory pro impulzní zatížení (tlumící kondenzátory pro IGBT tranzistory - snubbers capacitors, kondenzátory pro SCR a GTO) a poslední skupinu tvoří kondenzátory pro vysokofrekvenční ohřev.

Při záměně typu kondenzátoru z hlediska aplikace většinou dojde ke značnému snížení životnosti kondenzátoru, vlivem lokálního zvýšení teploty nebo nerovnoměrnému rozložení zatížení metalizované vrstvy apod. Dále se mohou projevit větší ztráty vlivem frekvenční závislosti ztrátového činitele (zejména použitím kondenzátorů pro aplikace ve stejnosměrných obvodech v obvodech střídavých anebo impulzních).

1.2.1 Materiály použité pro výrobu kondenzátorů

Z hlediska konstrukce můžeme kondenzátor rozdělit na tyto části: dielektrikum, elektrody, vývody, propojení elektrod a vývodů (kontakty), pouzdro a hmoty použité k pouzdření. Každá z výše jmenovaných částí kondenzátoru je vyrobena z nějakého materiálu, na který jsou kladeny určité požadavky. Například materiál použitý jako dielektrikum musí splňovat požadavky například na elektrickou pevnost, teplotní stálost, minimální frekvenční závislost ztrátového činitele apod. U pouzdra, které tvoří bariéru mezi vnějším prostředím a samotným svitkem-kondenzátorem to může být odolnost vůči korozi, ultrafialovému záření, plazivým proudům, minimální nasákavost apod. V dnešní době je velmi velký důraz kladen na cenu výsledného produktu. Proto se výrobci snaží ušetřit na jednotlivých konstrukčních částech kondenzátoru. Při obrovských výrobních sériích hraje roli každý i minimální zlomek nákladů, který je ušetřen na jednom kusu. Proto se poslední dobou objevují kondenzátory, jejichž vývody už nejsou vyráběny z mědi, ale jen z ocelových drátů s povrchovou úpravou pro dosažení pájitelnosti, nebo je do plastových

materiálů přidáváno více plniva.

1.2.1.1 Materiály pro dielektrika

Pro výrobu svitkových kondenzátorů se používá velmi široké spektrum dielektrických materiálů organického původu. První vyráběné kondenzátory používaly jako dielektrikum papír impregnovaný olejem, nebo jinými látkami. Jsou známy aplikace, kde tyto kondenzátory fungují i po více než 100 letech bez poruchy. Dnes se již používá velmi výjimečně, ačkoliv jeho životnost je větší než u polymerních folií. V současnosti převládají synteticky vyrobené polymerní materiály z ropy.

- **PP** polypropylén
- **PETP** polyethylentereftalát (polyester, Mylar)
- **PC** polykarbonát (Makrofol)
- **PS** polystyrén (Styroflex)
- **PI** polyimid (Kapton H)
- **PSU** polysulfon
- **PVDF** polyvinylidenfluorid
- **PTFE** polytetrafluoretylén (Teflon)
- **PPS** polyfenylsulfid

Mezi nejpoužívanější materiály v dnešní době patří PP, PETP. U kondenzátorů pro povrchovou montáž se začíná používat PPS. Dále jsou hledány materiály s větší tepelnou odolností. Firma Vishay nabízí kondenzátory MKT1820 ze speciálního polyesteru, které mohou trvale pracovat při teplotě 125 °C (kondenzátory z PP snesou trvale teplotu do 105 °C. Elektrické parametry nejpoužívanějších materiálů jsou popsány v tabulce na obrázku 1.1.

Polypropylén je syntetický materiál patřící mezi vinylové polymery, vznikající polymerací chemické sloučeniny obsahující jednovazný zbytek etylénu zvaný vinyl. PP je bezbarvá průsvitná látka o měrné hmotnosti $0,9 \text{ g cm}^{-3}$ s bodem tání okolo 170 °C. Je to látka prakticky nepolární s velmi dobrými elektrickými vlastnostmi. Materiál má velmi

Tabulka 1.1: Elektrické vlastnosti polymerních filmů užívaných pro kondenzátory

Parametr	Dielektrický materiál				Jednotka
	PETP	PEN	PPS	PP	
Dielektrická konstanta na 1 kHz	3,3	3	3	2,2	-
Ztrátový činitel 1 kHz	50	40	3	5	10^{-4}
Ztrátový činitel 10 kHz	110	70	6	2	10^{-4}
Ztrátový činitel 100 kHz	170	100	12	2	10^{-4}
Ztrátový činitel 1 MHz	200	150	18	4	10^{-4}
Vnitřní rezistivita	10^{17}	10^{17}	10^{17}	10^{18}	Ωcm
Elektrická pevnost	400	300	250	600	$\text{V}/\mu\text{m}$
Maximální pracovní teplota	125	150	160	125	$^{\circ}\text{C}$

malé dielektrické ztráty díky své nepolárnosti a proto se hodí pro provoz ve střídavých obvodech, zejména pak pro impulzní zatížení.

Z tabulky 1.2 je patrné, že se vzrůstající teplotou klesá permitivita materiálu a tím i kapacita kondenzátoru. Proto kondenzátory vyrobené z PP mají záporný teplotní součinitel kapacity. Dále je z tabulky zřejmá skoro nulová frekvenční závislost (50 Hz až 1 MHz) permitivity, stejně tak i ztrátového činitele.

Polyetylentereftalát je polyester kyseliny tereftalové a etylenglykolu. Svými vlastnostmi, zejména fyzikálními a chemickými, se výrazně odlišuje od ostatních polyesterů. V poměrně širokém rozsahu teplot (od $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+130\text{ }^{\circ}\text{C}$) má velmi dobré elektrické a mechanické vlastnosti. Taje až při $260\text{ }^{\circ}\text{C}$. Měrná hmotnost je $1,35\text{ gcm}^{-3}$. V porovnání s polypropylénem má větší mechanickou pevnost. Polyetylentereftalát má větší dielektrické ztráty viz tabulka 1.3 než polypropylén vlivem polárního charakteru vazeb. Z tohoto důvodu se proto hodí pro kondenzátory používané ve stejnosměrných a nízkofrekvenčních obvodech.

PETP má větší permitivitu než PP a proto lze zhotovit kondenzátor s větší kapacitou při zachování stejných rozměrů než z PP. Vlivem lepších mechanických vlastností PETP je možné z něj vyrábět tenké ($1\text{ }\mu\text{m}$) a úzké folie. Proto je možné vyrábět i kondenzátory v provedení pro povrchovou montáž. Permitivita PETP s rostoucí teplotou roste, proto má kapacita kladný teplotní součinitel.

Tabulka 1.2: Elektrické vlastnosti PP v závislosti na teplotě, převzato z [58]

		20 °C	100 °C
Relativní permitivita	50 Hz	2,2	2,15
	1 MHz	2,2	2,15
Ztrátový činitel ($\times 10^{-4}$)	50 Hz	2	2
	1 MHz	2	3
Vnitřní odpor (Ωcm)		10^{17}	10^{16}

Tabulka 1.3: Elektrické vlastnosti PETP v závislosti na teplotě, převzato z [58]

		23 °C	150 °C
Relativní permitivita	50 Hz	3,3	3,6
	1 MHz	3,2	
Ztrátový činitel ($\times 10^{-4}$)	50 Hz	20	48
	1 MHz	210	
Vnitřní odpor (Ωcm)		10^{18}	10^{13}

Polyfenylsulfid je termoplast s bodem tání kolem 280 °C. Je velmi málo nasákavý, samozhášivý a těžko zápalný. Měrná hmotnost je $1,35 \text{ gcm}^{-3}$. Na frekvenci 1 MHz má relativní permitivitu 3. Vyrábí se reakcí sulfidu sodného s p-dichlorbenzenem.

1.2.1.2 Materiály pro elektrody a kontaktování

Elektrodotový systém u kondenzátorů může být vyroben buď z kovové folie, nebo ve formě tenké kovové vrstvy deponované na materiálu dielektrika. Kovové folie jsou vyráběny z hliníku, nebo cínu (staniol). Například v článku [4] je uvedeno použití hliníkové folie o tloušťce $6,35 \mu\text{m}$ a papírového dielektrika o tloušťce $7,62 \mu\text{m}$ pro kondenzátor konstruovaný na maximální napětí 100 V.

U kondenzátorů s dielektrikem z metalizovaného papíru bylo použito k výrobě tenké kovové vrstvy hliníku, nebo zinku. Stejně materiály se používaly/používají i pro kondenzátory s dielektriky na bázi polymerů. U kondenzátorů použitých v obvodu střídavého proudu dochází k degradaci kovové vrstvy, pokud je vyrobena z čistého hliníku vlivem elektromigrace. Kovové vrstvy na bázi čistého zinku jsou méně odolné vůči korozi než vrstvy z čistého hliníku (vznik ochranné vrstvy z oxidu hlinitého na povrchu tenké vrstvy), viz část 3.1.2, kde je popsána degradace elektrodotového systému.

Z hlediska stability je výhodnější použít k vytvoření tenké kovové vrstvy slitinu zinku

a hliníku. V patentu [5] je uvedeno použití slitiny hliníku a mědi. Na obrázku 1.5 je zobrazena struktura povrchu nanesené tenké vrstvy na polypropylénové folii.

Dále se používají struktury s více vrstvami. V knize [3] jsou popsány tři typy vrstev. U prvního typu je na povrchu polypropylénové folie vytvořena tenká vrstva stříbra, která tvoří nukleační jádra a na ní je deponována druhá vrstva ze zinku. U druhého typu jsou použity tři vrstvy, první vrstva je ze stříbra, druhá ze zinku a třetí z hliníku. Hliník v poslední vrstvě slouží jako ochrana proti korozi zinkové vrstvy. Jako poslední typ je uváděna dvojvrstva, kde první vrstva je vyrobena z hliníku, který má lepší adhezi k polypropylénové folii než zinek a druhá vrstva je vyrobena ze zinku.

Kontaktování svitku je prováděno technologií zvanou šopování, kdy je na čela svitku v několika vrstvách postupně stříkáním nanášen roztavený kov. Používá se čistý zinek, nebo slitina zinku a cínu. Kondenzátor se šopováním je zobrazen na obrázku 1.6.



Obrázek 1.5: Struktura povrchu nanesené kovové vrstvy na polypropylénové folii

1.2.1.3 Materiály pro pouzdření

Pouzdro kondenzátoru plní dvě funkce. První funkcí je ochrana kondenzátoru před vnějšími vlivy: okolní atmosféra a v ní obsažené plyny, vlhkost případně ultrafialové záření, které mohou způsobovat korozi elektrod, šopované vrstvy a materiálu dielektrika. Druhou funkcí pouzdra je odvod tepla z kondenzátoru, to se týká především výkonových kondenzátorů (aplikace ve vysokofrekvenčním ohřevu apod.). Pouzdra jsou vyráběna z těchto materiálů: plast, kov, keramika a sklo. V dnešní době převažují u svitkových kondenzátorů plastová



Obrázek 1.6: Svitek s našopovanou vrstvou zinku

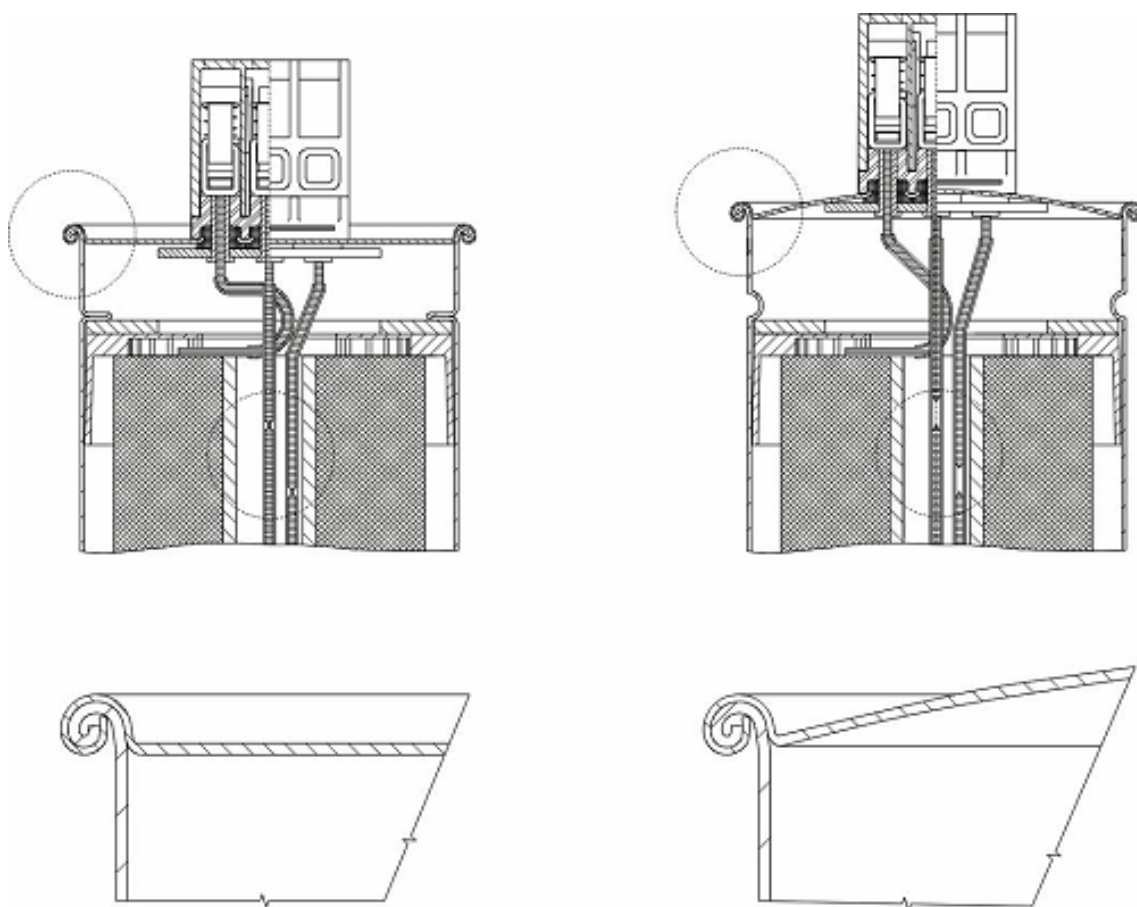
a kovová pouzdra. Hlavním důvodem je cena, keramická pouzdra se používají jen pro speciální aplikace.

Plastové pouzdro se skládá ze dvou částí. První částí je vnější plastový kryt a druhou částí je zalévací hmota, kterou je pouzdro vyplněno a utěsněno. Vnější část pouzdra kondenzátoru je vyrobena z termoplastů. Do vyrobeného pouzdra je vložen nakontaktovaný svitek a následně je celek zalit pryskyřicí (zalévací hmotou) na bázi epoxidu, polyuretanu, apod. Na použité materiály je kladeno velmi mnoho požadavků. Z hlediska bezpečnosti musí hmoty obsahovat látky zpomalující hoření a také musí mít dostatečnou elektrickou pevnost, protože plní funkci izolace. Použitý materiál by měl mít teplotní roztažnost podobnou, nejlépe stejnou jako má použitý dielektrický materiál, dále by měl mít co nejmenší nasákavost, odolnost vůči plazivým proudům a dobrou tepelnou vodivost. Velmi důležitým parametrem je smáčivost. Zalévací hmota by měla dobře smáčet vývody (kovové dráty) a materiál pouzdra.

Některá aditiva vylepšující vlastnosti plastů nejsou chemicky navázaná na makromolekulární řetězec a při působení vnějších vlivů (teplo, střídání teplot, UV záření, vlhkost apod.) dochází k uvolnění produktů jejich degradace do nitra kondenzátoru. Tyto látky mohou napadat elektrody, nakontaktování elektrod a mohou tím značně omezit životnost kondenzátoru.

Kovová pouzdra bývají vyráběna z hliníku, mědi a oceli. Hliníková pouzdra bývají použita pro "malé" kondenzátory. Mědi je využíváno u kondenzátorů pro speciální aplikace například pro vf. ohřev. Ocel, nerezová ocel je používána například u vysokonapěťových kondenzátorů, výkonových kondenzátorů apod., kde plní i funkci pro montáž (hmotnost těchto kondenzátorů se pohybuje v řádu desítek až stovek kg). U některých typů kon-

denzátorů v kovových pouzdrech se používají také zalévací hmoty, které zprostředkovávají přenos tepla ze svitku na vnější kovový kryt a dále plní funkci izolační (svitek-kryt). Velmi rozšířená jsou kovová pouzdra s plastovým krytem, na něž jsou vyvedeny vývody. Dále se používá keramických, nebo skleněných průchodek pro vyvedení přívodů k elektrodám. Součástí kovových pouzder bývá přetlakový ventil, nebo je pouzdro speciálně upraveno tak, že při zvýšení tlaku uvnitř kondenzátoru dojde k deformaci pouzdra, viz obrázek 1.7. Při deformaci dojde k prodloužení pouzdra a tím i k přetržení upravených vodičů uvnitř pouzdra. Kondenzátor je tak při poruše odpojen.



Obrázek 1.7: Odpojovač, obrázek vlevo normální stav, vpravo po odpojení, převzato z [66]

1.3 Náhradní obvod kondenzátoru

V ideálním případě vykazuje kondenzátor jen kapacitu, ale kondenzátory reálné (které se vyrábějí a dají se koupit na trhu) už vykazují celou řadu parazitních vlastností. Kondenzátory můžeme charakterizovat těmito parametry: jmenovitá kapacita, tolerance jmenovité kapacity, jmenovité napětí, provozní napětí, izolační odpor, ztrátový činitel $\text{tg } \delta$ (v anglicky psané literatuře označován D, nebo DF), závislost kapacity kondenzátoru na teplotě a napětí, indukčnost kondenzátoru, dielektrická absorpce, svod, šum, nelinearita a sériový odpor (ESR-Ekvivalentní sériový odpor).

1.3.1 Kondenzátor ve stejnosměrném obvodu

Ztráty v kondenzátoru jsou způsobeny vodivostí dielektrika, případně dalších izolantů mezi elektrodami a vývody kondenzátoru. Výrobce většinou udává izolační odpor pro daný typ kondenzátoru v katalogovém listu, nebo je možné jeho velikost změřit speciálním měřicím přístrojem. Velikost ztrát v kondenzátoru je pak dána vztahem:

$$P_{Z_{ss}} = R_i I^2 = \frac{U^2}{R_i} \quad (1.5)$$

Kde $P_{Z_{ss}}$ je ztracený (rozptýlený) výkon v kondenzátoru, U je provozní stejnosměrné napětí a R_i je izolační odpor. U moderních svitkových kondenzátorů jsou tyto ztráty minimální v řádu jednotek mW a méně.

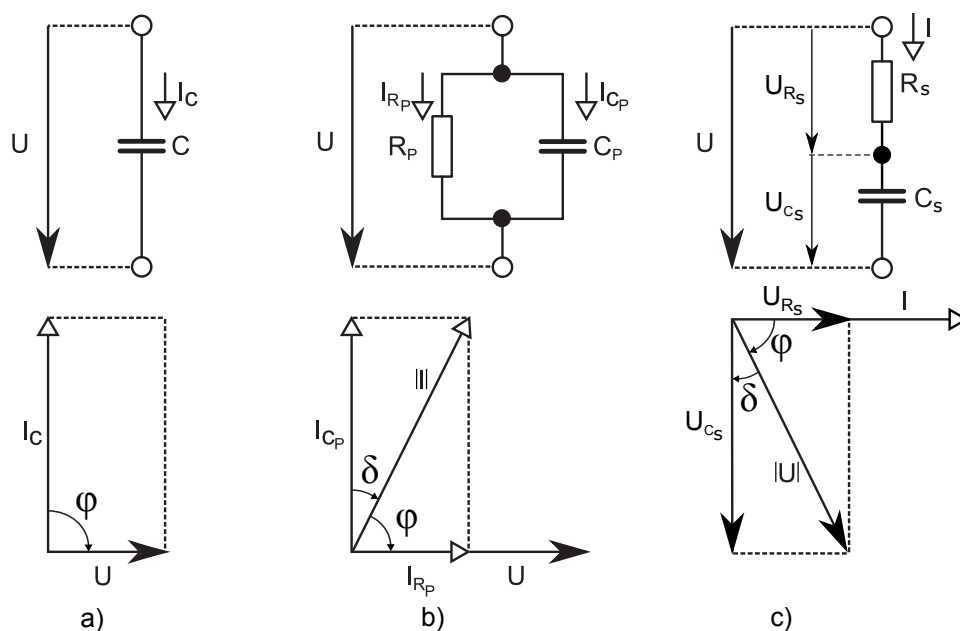
1.3.2 Kondenzátor ve střídavém obvodu

Ve střídavých obvodech se sinusovým průběhem napětí je u ideálního kondenzátoru fázor proudu posunut vůči fázoru napětí o 90° viz obrázek 1.8. V reálném kondenzátoru (se ztrátami) není fázový posun přesně 90° , od této hodnoty se odchyluje o malý uhel δ , zvaný ztrátový úhel viz obrázek 1.8 b.) a 1.8 c.). Tangenta tohoto úhlu je ztrátový činitel. Ztrátový činitel pro paralelní náhradní obvod popisuje vztah (1.6) a pro sériový náhradní obvod vztah (1.7). Kde ω je úhlová rychlost ($\omega = 2\pi f$) a $\text{tg } \delta$ je ztrátový činitel.

$$\text{tg } \delta = \frac{I_{R_P}}{I_{C_P}} = \frac{1}{\omega R_P C_P} \quad (1.6)$$

$$\text{tg } \delta = \frac{U_{R_S}}{U_{C_S}} = \omega R_S C_S \quad (1.7)$$

Ztrátový výkon, který se přemění v kondenzátoru na teplo je popsán pro paralelní náhradní obvod vztahem (1.8) a pro sériový náhradní obvod vztahem (1.9). Jedná-li se o



Obrázek 1.8: a) ideální kondenzátor, b) paralelní náhradní obvod kondenzátoru, c) sériový náhradní obvod kondenzátoru

kondenzátor s velmi malými ztrátami (nepolární dielektrikum), tak je možné ve vztahu pro sériový náhradní obvod zanedbat ve jmenovateli činitel $tg^2\delta$ a vztah zjednodušit.

$$P_P = U^2 \omega C_P tg\delta \quad (1.8)$$

$$P_S = \frac{U^2 \omega C_S tg\delta}{1 + tg^2\delta} \quad (1.9)$$

Ze vztahů (1.8) a (1.9) pro ztrátový výkon vyplývá, že ztráty v kondenzátoru jsou frekvenčně závislé. Ztrátový výkon závisí na kvadrátu přiloženého napětí na kondenzátoru, velikosti kapacity a v neposlední řadě i na frekvenční a teplotní závislosti ztrátového činitele $tg \delta$ viz tabulky 1.1, 1.2 a 1.3. Výrobce kondenzátorů většinou udává maximální dovolenou hodnotu napětí přiloženou na kondenzátor v závislosti na frekvenci, kapacitě a teplotě graficky, viz graf na obrázku 1.9.

Jsou-li kondenzátory použity v obvodech s deformovaným průběhem napětí/proudu, nebo v obvodech stejnosměrného napětí na kterém je superponována střídavá složka, tak je potřeba uvažovat při výpočtu ztrát i vyšší harmonické obsažené ve spektru. Pokud se tato skutečnost neuváží při návrhu, tak může dojít k přetížení kondenzátoru a po nějaké době provozu i k jeho zničení.

$$U = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.10)$$

$$I = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \psi_n) \quad (1.11)$$

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{tg\delta_n I_n^2}{2n\omega C} = \sum_{n=1}^{\infty} n\omega C tg\delta_n \frac{U_n^2}{2} \quad (1.12)$$

Kde U_0 je stejnosměrné napětí, n je řád harmonické, U_n napětí n -té harmonické, φ_n je fázový posun napětí n -té harmonické vůči první harmonické, ψ_n je fázový posun proudu proti příslušnému napětí stejné harmonické a t je čas.

Pro jednu konkrétní frekvenci je možné provést přepočítání parametrů sériového náhradního obvodu na parametry pro paralelní náhradní obvod a obráceně, viz vztahy (1.13), (1.14), (1.15), (1.16).

$$C_P = \frac{C_S}{1 + tg^2\delta} \quad (1.13)$$

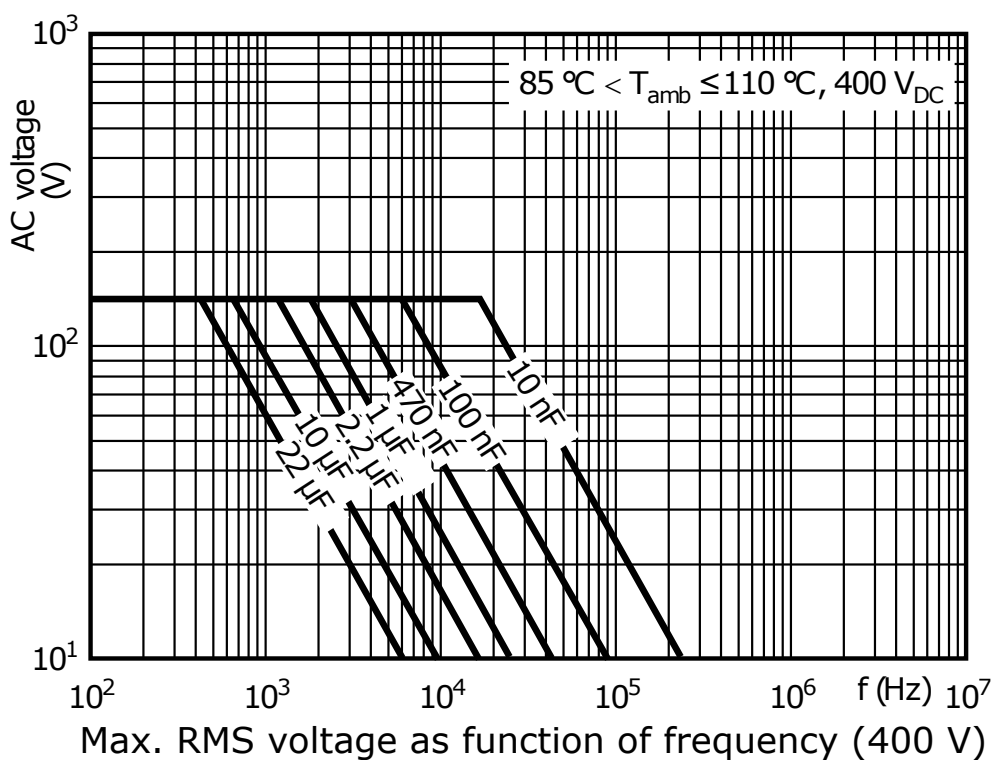
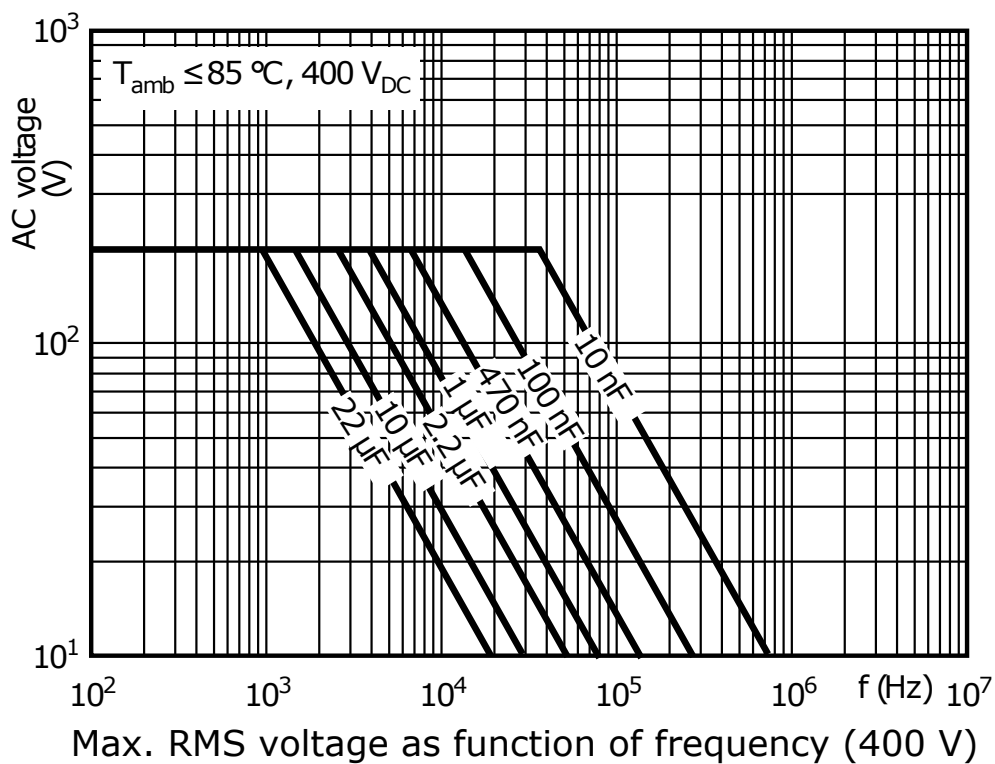
$$R_P = \frac{1 + tg^2\delta}{tg^2\delta} R_S \quad (1.14)$$

$$C_S = C_P(1 + tg^2\delta) \quad (1.15)$$

$$R_S = \frac{tg^2\delta}{1 + tg^2\delta} R_P \quad (1.16)$$

V praxi bývá v katalogích uváděno náhradní schéma, které zahrnuje i dielektrické ztráty v kondenzátoru, viz obrázek 1.10. Náhradní obvod je možné použít jen pro bezindukční kondenzátory (viz obrázek 1.1), protože bezindukční kondenzátor je možné považovat za obvod se soustředěnými parametry v rozsahu běžných frekvencí. V případě jiného provedení vývodů, kdy nebudou elektrody propojeny s vývody po celé své délce, bude svinutá dvojice elektrod vykazovat vlastnosti vedení, po kterém se šíří elektromagnetické vlna. Tento typ kondenzátoru nelze popsat jednoduchým náhradním obvodem dle obrázku 1.10.

Indukčnost L_s představuje v náhradním obvodu indukčnost přívodů kondenzátoru, v odporu R_s jsou zahrnuty polarizační ztráty, odpor přívodů a odpor kontaktního systému kondenzátoru viz. obrázek 3.5. Odpor R_s můžeme vypočítat ze vztahu 1.18 pokud známe ztrátový činitel kondenzátoru. V katalogu bývá odpor R_s označován ESR (ekvivalentní sériový odpor). Odpor G reprezentuje svod kondenzátoru, vzhledem k jeho velikosti (stovky $G\Omega$ až jednotky $T\Omega$) bývá často zanedbáván. Závislost absolutní hodnoty impedance

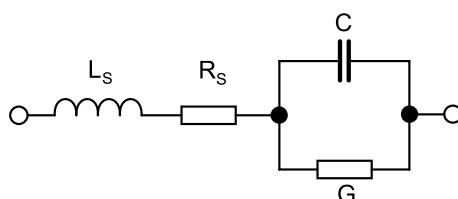


Obrázek 1.9: Maximální dovolené napětí na kondenzátoru v závislosti na napětí, kapacitě a teplotě, převzato z [65]

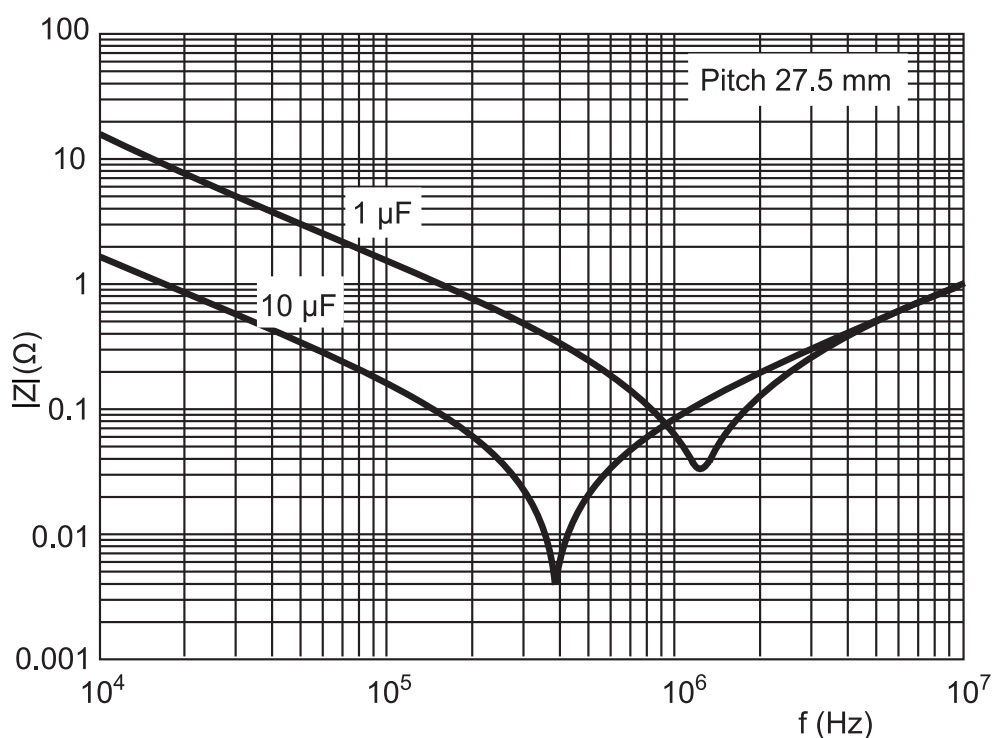
kondenzátoru na frekvenci můžeme popsat vztahem (1.17). Průběh změřené závislosti je znázorněn v grafu na obrázku 1.11. Do rezonanční frekvence (minimum absolutní hodnoty impedance) převládá u kondenzátoru kapacitní charakter impedance. Při dosažení rezonance se chová kondenzátor jako reálný odpor a po překročení rezonanční frekvence začíná u kondenzátoru převládat indukční charakter impedance.

$$|Z| = \sqrt{R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right)^2} \quad (1.17)$$

$$R_s = \frac{tg\delta}{\omega C_s} \quad (1.18)$$



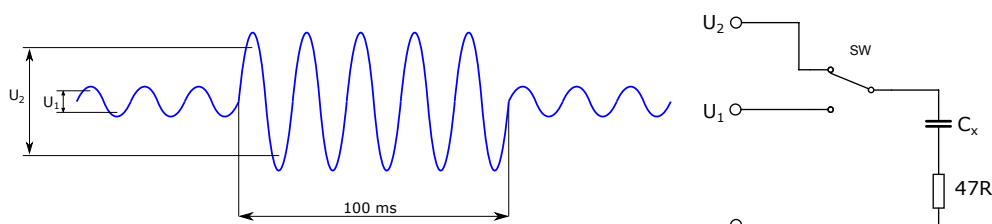
Obrázek 1.10: Náhradní obvod reálného kondenzátoru



Obrázek 1.11: Závislost absolutní hodnoty impedance kondenzátoru na frekvenci, převzato z [65]

1.4 Kondenzátory třídy X a Y

Kondenzátory třídy X (X1, X2 a X3) a Y (Y1, Y2, Y3 a Y4) jsou kondenzátory certifikované pro trvalé spojení s rozvodnou sítí. Parametry kondenzátorů jsou specifikovány normami ČSN EN 60384-14 a ČSN EN 60384-14-1. Třída X je určena k zapojení mezi pracovní vodiče (L-N, L-L). Jsou konstruovány tak, aby při závadě/degradaci kondenzátoru nevznikl zkrat, nebo požár. Třída Y je určena k zapojení mezi pracovní vodiče a ochranný vodič (spojení s vodivou částí zařízení, které se mohou dotýkat lidé) (L-PE, N-PE, L-povrch, N-povrch). Při závadě kondenzátoru by hrozil úraz elektrickým proudem. Norma rozděluje kondenzátory třídy X do tří tříd (X1, X2 a X3) v závislosti na maximálním impulzním napětí, kterému mohou být během provozu vystaveny. Pro třídu X1 je uváděna špičková hodnota napětí $2,5\text{ kV} < U_{peak} < 4\text{ kV}$, třída X2 $U_{peak} < 2,5\text{ kV}$ a pro třídu X3 je špičková hodnota napětí $U_{peak} < 1,2\text{ kV}$. Jedna z definovaných zkoušek v normě ČSN EN 60384-14 je zkouška odolnosti (Endurance Test), kdy je kondenzátor zkoušen po dobu 1000 hodin 1,25 násobkem jmenovitého napětí (U_1 , efektivní hodnota), během testu je každou hodinu napětí zvýšeno na napětí $U_2 = 1000\text{ V}$ (efektivní hodnota) po dobu 0,1 sekundy, viz obrázek 1.12.



Obrázek 1.12: Testování kondenzátorů typu X2

Kapitola 2

Cíl disertační práce

Základním cílem disertační práce bylo v první fázi studium vlivu pracovních režimů svitkových kondenzátorů na jejich možnou degradaci, v druhé fázi hledání metodiky pro objasnění vzniku nelinearity v kondenzátorech v průběhu degračních procesů a zejména využití této metodiky ke korektní diagnostice těchto kondenzátorů. Dalším důležitým cílem bylo hledání a vývoj metod pro měření silových kondenzátorů, zejména kondenzátorů certifikovaných pro trvalé spojení s rozvodnou sítí tříd X (X1, X2 a X3), a to i s pomocí studia výsledků provedených poruchových analýz defektních vzorků z průmyslové praxe.

Cíle disertační práce byly do jisté míry ovlivněny navázanou spoluprací s výrobcem kondenzátorů firmou ZEZ SILKO Žamberk. Byly hledány nové metody diagnostiky výkonových kondenzátorů a konstrukce zkušebních zařízení pro zrychlené zkoušky stárnutí. Dále byla v rámci hospodářské spolupráce mezi školou a průmyslem analyzována zařízení a hledány příčiny jejich selhání. V současné době je skutečností, že tyto kondenzátory nejsou zcela spolehlivou součástí. Jejich některé pracovní režimy se spolupodílejí na jejich postupné a poměrně rychlé degradaci takovou měrou, že ohrožují funkci a provozní spolehlivost jimi osazených aplikací.

V teoretické rovině bylo cílem disertační práce modifikovat náhradní schéma studovaného kondenzátoru tak, aby lépe odráželo zjištěné skutečnosti a propracovat teoretické přístupy v oblasti využití měření nelinearity se zaměřením na svitkové kondenzátory.

Kapitola 3

Současný stav problematiky

V této části je shrnut vývoj v problematice degradace a měření kondenzátorů.

3.1 Degradace kondenzátorů

S rozvojem spotřební elektroniky a výkonové elektroniky (frekvenční měniče, měniče k fotovoltaickým panelům, zdroje, apod.) vzrůstá nasazení svitkových kondenzátorů ve výše zmíněných oborech s pokrokem ve výrobní technologii kondenzátorů (dosažení větších kapacit při stejném objemu). Další aplikací svitkových kondenzátorů jsou filtry, kde jsou namáhány napětově (přepětí v síti), uzavírají se přes ně rušivé proudy s velmi širokým frekvenčním spektrem (vznik ztrát v kondenzátoru). Z tohoto pohledu se jedná o velmi kritickou aplikaci, protože rostou spínací frekvence z důvodu zmenšování rozměrů obvodů (zařízení) a snižování ztrát. S tím souvisí i růst teplot uvnitř elektrických zařízení, které působí na součástky a zkracuje jejich životnost. Pochopení mechanismu degradace kondenzátorů umožňuje optimalizovat jejich výběr pro konkrétní aplikace.

Velmi značný vliv na degradaci má volba typu použitých kondenzátorů, jak je popsáno v části 1.2. Dalším faktorem ovlivňující životnost kondenzátorů zejména kondenzátorů v síťových filtrech (třída X a Y, viz 1.4) je použití přepětové ochrany.

Pro získání představy o životnosti svitkových kondenzátorů jsou prováděny životnostní zkoušky, při kterých jsou sledovány změny parametrů kondenzátorů a zkoumány mechanismy degradace. Z výsledků získaných při zkouškách jsou pak sestavovány matematické modely stárnutí. Při pochopení mechanismu degradace je pak možné provádět laboratorní zkoušky zrychleného stárnutí. Faktory ovlivňující stárnutí jsou: teplota, vlhkost, elektrické namáhání, mechanické namáhání, záření (UV záření, ionizující záření), chemické látky. Chemické látky je možné podle původu rozdělit na dvě skupiny. První skupinou jsou zbytky látek z výrobního procesu polymerů (tvrdidla a tužidla ze zalévacích hmot, adi-

tiva přidávaná pro zlepšení parametrů plastů, zpomalovače hoření). Druhou skupinu tvoří látky, které se vyskytují v prostředí, kde je kondenzátor použit (například oxidy síry, čpavek, oxidy dusíku, ozón, apod.).

I přes dokonalou znalost mechanismu degradace se může projevit lidský faktor, kdy při výrobě nejsou dodržovány technologické postupy a dojde například ke kontaminaci použitých materiálů. Folie s nanesenou kovovou vrstvou jsou velmi citlivé na vzdušnou vlhkost a při nevhodném skladování může dojít k jejich znehodnocení.

Z hlediska konstrukce můžeme kondenzátor rozdělit na tyto části: dielektrikum, elektrody, vývody, propojení elektrod a vývodů (kontaktování), pouzdro a hmoty použité k pouzdření. Každá z výše zmíněných částí může podléhat degradaci, která je způsobena nevhodnou volbou použitých materiálů (konstrukční chyba, nebo špatně zvolený typ kondenzátoru pro danou aplikaci).

3.1.1 Degradace dielektrika

U prvních svitkových kondenzátorů s papírovým dielektrikem (kondenzátorový papír), byla dominantním degradačním faktorem vlhkost, která napadala papír. S příchodem polymerních materiálů (polypropylén, polyethylentereftalát, viz 1.2.1.1), které mají minimální nasákavost tento problém vymizel.

Z výroby mohou polymerní folie obsahovat zbytky látek, které jsou použity ve výrobním procesu (antioxidanty, stabilizátory, katalyzátory).

Dominuje stárnutí dielektrika vlivem částečných výbojů [43], které vznikají v dutinách nehomogenního dielektrika. Při výbojích je poškozován materiál dielektrika. Vznikají volné radikály, které mohou reagovat s kyslíkem a vlhkostí, které jsou obsaženy v materiálu, nebo uzavřeny v pouzdru při výrobě. Takto vzniklé chemické látky mohou negativně působit na další materiály použité v konstrukci kondenzátoru. U polymerů s obsahem kyslíku ve struktuře vzniká při částečných výbojích oxid uhelnatý. Dále se může uvolňovat i vodík. Při nižších teplotách a přítomnosti kyslíku může dojít k zesíťování polymeru.

Vlivem časté regenerace (self-healing) dochází při tepelném rozkladu polymerní folie ke vzniku oxidu uhelnatého, vodíku, metanu, ethinu (záleží na tom, jestli je přítomen oxid uhličitý a kyslík), dále může vzniknout i voda, viz článek [43].

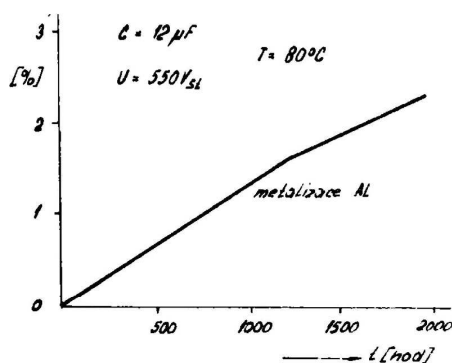
3.1.2 Degradace elektrodového systému a kontaktů u kondenzátorů

Korozi metalizace elektrod ve svitkových kondenzátorech lze dle původu rozdělit na elektrochemickou korozi (například elektrochemická koroze hlinkové metalizace elektrod v

obvodech střídavého proudu) a na korozi způsobenou vnikáním vlhkosti do kondenzátoru.

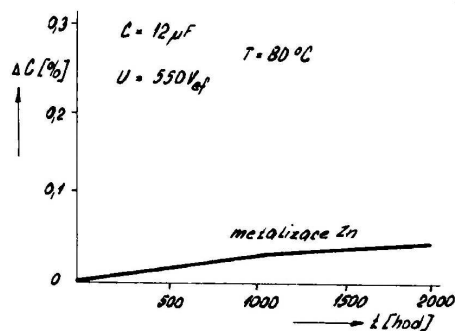
Při nevhodném skladování pokovených dielektrických folií dochází ke korozi (oxidaci) kovové vrstvy. Hliníkové vrstvy jsou na vzduchu stálejší než kovové vrstvy na bázi zinku, nebo slitiny zinku a hliníku s malým obsahem hliníku (do 5 hmotnostních procent hliníku), viz články [45] a [58].

V konstrukčním katalogu [58] je popisována degradace svitkových kondenzátorů, které měly elektrody vyrobeny z čistého hliníku a z čistého zinku. Na obrázcích 3.1 a 3.2 je zobrazen vývoj změny kapacity v čase při teplotě 80 °C a přiloženém střídavém napětí o efektivní hodnotě 550 V. Z obrázku je vidět, že hliníková metalizace podléhá rychleji degradaci než zinková metalizace. Podrobněji je problematika popsána v článku [40], kde je uvedeno, že překročení intenzity střídavého elektrického pole 30 až 35 V/ μm už způsobuje korozi elektrod s metalizací z čistého hliníku. Dále je pojednáno o elektrochemické korozi kondenzátorů s hliníkovou metalizací v obvodech střídavého proudu v článcích [41] a [42]. V posledním jmenovaném článku je dále uvedeno, že rychlost růstu vrstvy oxidu hlinitého je závislá na teplotě a frekvenci. Vrstva oxidu hlinitého téměř neroste při aplikaci stejnosměrného napětí a střídavého napětí s frekvencí vyšší než 10 kHz (maximum růstu je na frekvenci 3,5 kHz dle [41]). Při teplotách nižších než -15 °C dochází ke zpomalení růstu a při teplotě -60 °C pak dojde k úplnému zastavení růstu oxidu hlinitého dle [41] u kondenzátorů zapojených v obvodu střídavého proudu.



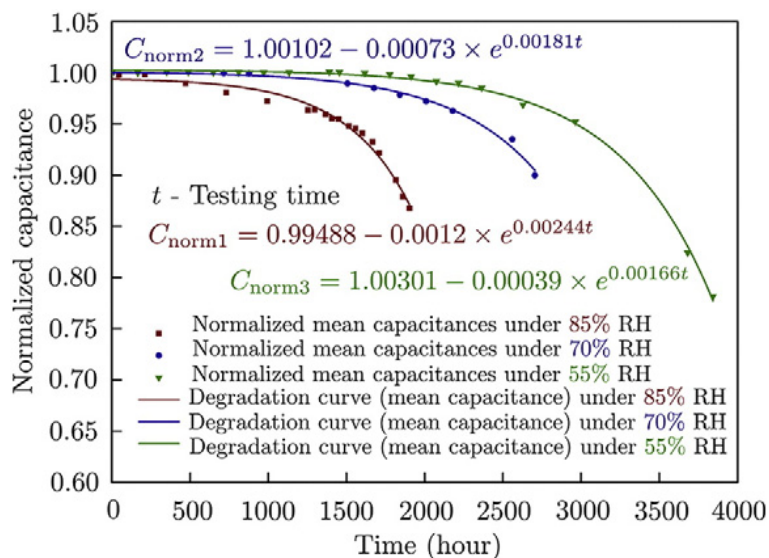
Obrázek 3.1: Změna kapacity kondenzátoru s hliníkovou metalizací, převzato z [58]

Článek [45] popisuje experiment, kdy 30 kondenzátorů 40 μF /1100 V stárlo při konstantní teplotě 85 °C a různé relativní vlhkosti. První skupina vzorků stárlo při 85% RH po dobu 2160 hod, druhá skupina vzorků stárlo při vlhkosti 70% po dobu 2700 hodin a poslední skupina vzorků stárlo při vlhkosti 55% po dobu 3850 hodin. V každé skupině bylo 10 vzorků. Na začátku byla změřena kapacita a ESR na frekvenci 100 Hz. Změna kapacity kondenzátorů je zobrazena v grafu na obrázku 3.3. Analýzou kondenzátorů po stárnutí



Obrázek 3.2: Změna kapacity kondenzátoru se zinkovou metalizací, převzato z [58]

bylo zjištěno, že průnik vlhkosti se nejprve projevuje ve vrchních vrstvách. Směrem ke středu kondenzátoru je folie více utažena a tím je omezen vliv pronikání vlhkosti do vrstev blíže středu. Kondenzátory měly $2,5 \mu m$ silnou folii s metalizací 50 nm, není psáno, z jakého materiálu byla metalizace.



Obrázek 3.3: Pokles kapacity vlivem vlhkosti, převzato z [45]

V článku [38] se píše, že vlhkost proniká do nitra svitku přes šopovanou vrstvu zinku, které je velmi porézní. Poškození metalizace elektrod začíná od místa šopování. Voda do kondenzátoru proniká přes zalévací hmotu (epoxid).

V článku [39] je psáno, že pro metalizaci se používá slitina zinku a hliníku. Kde hliník je ve slitině zastoupen od 1 do 10 hmotnostních procent.

V článku [39] je psáno, že pokles kapacity u kondenzátorů typu X2 způsobují dva mechanismy. První je způsoben regenerací (self-healing) (menší vliv) a druhý (dominantní)

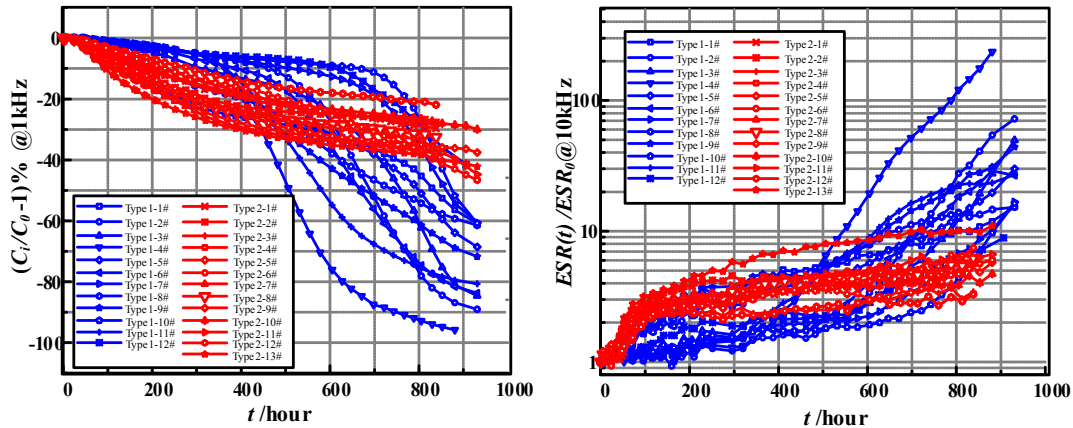
vlivem elektrochemické koroze elektrod (účinek vlhkosti v kombinaci s teplem a střídavým napětím.).

Při působení střídavého proudu dochází k střídavé anodické oxidaci a katodické redukci. Hydrolyza vody je reverzibilní proces, u hliníku to neplatí. Jakmile vznikne oxid hlinitý, tak už se jedná o nevratnou reakci. Jakmile je vytvořena vrstva oxidu hlinitého, tak už nedochází k dalšímu působení vlhkosti. U oxidu zinečnatému tomu tak není a proces oxidace může dále postupovat. Může tak pokračovat působení elektrochemické koroze. Vedle oxidu zinečnatého vzniká i hydroxid zinečnatý.

V článku[37] je psáno, že metalizace elektrod vyrobená ze slitiny zinku a hliníku lépe odolává korozi, pokud je příměs hliníku ve slitině větší (5 až 9 hmotnostních procent). V rámci článku je popsán experiment, kdy svinutá pokovená polypropylénová folie byla vystavena vlhkosti. U folie s metalizací, kde hmotnostní procento hliníku ve slitině se zinkem bylo do 1 procenta, tak došlo k růstu krystalů oxidu zinečnatého (experiment trval 25 dní). V druhém případě, kde bylo hliníku ve slitině 5 až 8 hmotnostních procent, tak nebyly na povrchu nalezeny krystaly oxidu zinečnatého. Kovová vrstva s vyšším obsahem hliníku vystavená atmosférickým podmínkám je stálejší. Dále je v článku psáno, že z výše zmíněných typů folii byly vyrobeny kondenzátory, které byly napěťově namáhány (není blíže specifikováno). U kondenzátorů, kde metalizace obsahovala ve slitině více hliníku, došlo k větší degradaci - poklesu kapacity. V článku [39] je popsán podobný experiment, kdy kondenzátory s obsahem 6,9 hmotnostního procenta hliníku ve slitině měly pomalejší pokles kapacity, než kondenzátory, které v kovové vrstvě měly podíl hliníku 9,7 hmotnostního procenta. Průběh stárnutí kondenzátorů 470 nF na 305 V je zobrazen na obrázku 3.4, kdy kondenzátory byly připojeny ke zdroji střídavého napětí o efektivní hodnotě 270 V a vloženy do klimatické komory, kde byla teplota 85°C, relativní vlhkost 78,68%. Kapacita byla měřena na frekvenci 1 kHz a ekvivalentní sériový odpor na frekvenci 10 kHz. V článku je lineární část popisována jako degradace v důsledku vlhkosti obsažené ve vzduchu, který v kondenzátoru při výrobě zůstal a počátek pomalého pronikání vlhkosti z vnějšku. Druhá část průběhu, kde dochází k rychlému poklesu kapacity, je už ovlivněna plně vlhkostí pronikající z vnějšku do kondenzátoru.

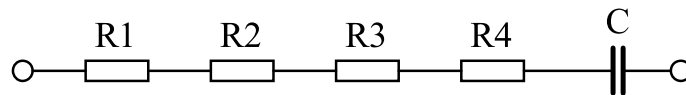
Při překročení určité hranice množství vygenerovaného tepla po určité době dojde k lokálnímu přehřátí a tím ke smrštění folie nebo odpaření metalizované vrstvy v daném místě. Takto poškozené místo již nevede elektrický proud. Ten pak musí téci jinou cestou a tím dochází k většímu zatížení ostatních vodivých spojů. To může po čase vést k dalšímu vzrůstu teploty při zatížení a generování dalších poškozených míst. Průvodním jevem tohoto procesu je vzrůst ztrátového činitele a jeho větší frekvenční závislost.

Na obrázku 3.5 je znázorněn sériový náhradní obvod kontaktního systému kondenzátoru.



Obrázek 3.4: Pokles kapacity a růst ESR, převzato z [39]

Odpor R_1 reprezentuje odpor přírodních vodičů, R_2 odpor šopovaného můstku, R_3 přechodový odpor mezi můstkem a elektrodou, R_4 je odpor elektrody. Kontaktní vrstva tvořená našopovaným můstkem na čelech svitku kondenzátoru je v podstatě velmi porézní hmota. Tato hmota je složena z velkého množství vedle sebe ležících bodových spojů, které tvoří n elementárních proudových vodičů o odporu R_x . Průchodem proudu i_x těmito vodiči dochází k přeměně elektrické energie na teplo. Množství energie přeměněné na teplo v kontaktním systému je dáno vztahem 3.1.



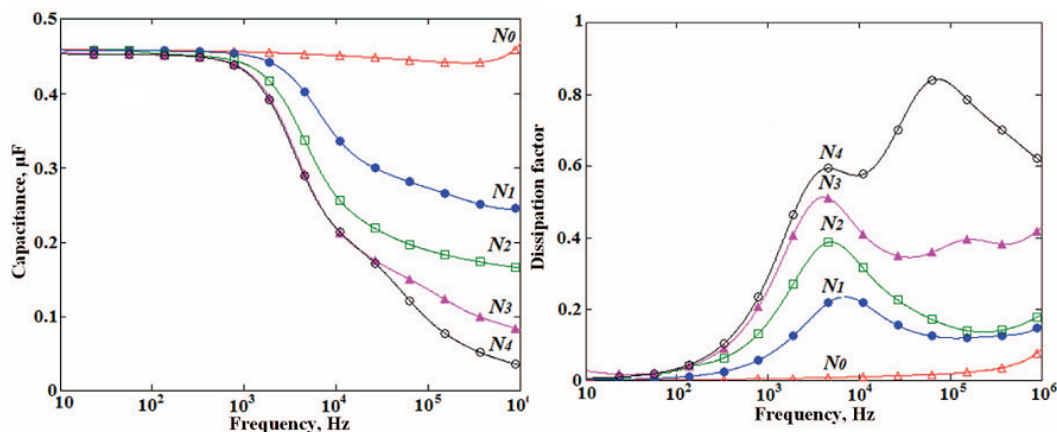
Obrázek 3.5: Sériový náhradní obvod kontaktního systému kondenzátoru

$$W = \int_0^t i_x^2 R_x dt \quad (3.1)$$

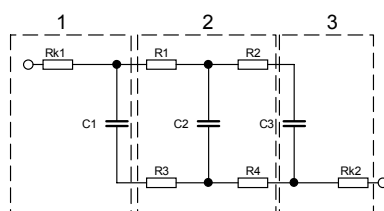
Vlivem koroze elektrod a nebo vlivem nadměrného zatěžování dochází k poškození spoje mezi elektrodou a šopovanou vrstvou.

V článku [44] je popisována degradace spoje mezi elektrodou s šopováním. Průvodním jevem této degradace je značná závislost kapacity a ztrátového činitele na frekvenci. V rámci článku je popsán experiment, kdy byly kondenzátory s polyethylen teraftalovým dielektrikem s kapacitami od 220 nF do 1 μ F s jmenovitým napětím 63 V až 630 V nabitý a poté s časovou prodlevou vybitý přes rezistor s odporem 0,5 Ω tranzistorem IGBT. V článku jsou uvedeny grafy s frekvenční závislostí ztrátového činitele a kapacity pro kondenzátor 470 nF na 630 V, viz obrázek 3.6. Kondenzátor byl nabit na 600 V, špičková hodnota proudu dosahovala velikosti 340 A. Při rozebrání kondenzátorů byly zjištěno,

že je více poškozeno spojení u elektrody připojené ke kladnému pólu zdroje. V článku je popsáno náhradní schéma pro simulaci kondenzátoru po degradaci, viz obrázek 3.7. V článku není specifikováno, jaký typ kondenzátorů byl zkoušen, a jak silná byla metalizace. Náhradní obvod 3.7 a změřené závislosti kapacity a ztrátového činitele 3.6 neodpovídají úplně popisovanému průběhu degradace. U kondenzátoru muselo ještě dojít k destrukci šopované vrstvy, kdy se museli oddělit části vlivem popraskání vrstvy.



Obrázek 3.6: Frekvenční závislost kapacity a ztrátového činitele v průběhu impulzního zatěžování ($N_0=0$, $N_1=5000$, $N_2=10000$, $N_3=15000$, $N_4=20000$ impulzů, převzato z [44])



Obrázek 3.7: Ekvivalentní obvod pro simulaci degradace kondenzátoru. Oblast 1 byla připojena ke kladnému pólu, oblast 3 k zápornému pólu a oblast 2 je elektrodový systém, převzato z [44])

Nevhodnou volbou zalévací hmoty (různý koeficient teplotní délkové a objemové roztažnosti) může při teplotním cyklování dojít k utržení šopované části od elektrod kondenzátoru.

3.1.3 Degradace pouzdra

Působením vody může dojít k vyluhování plniv a přísad z plastového materiálu pouzdra. Dále se vlivem degradace zalévací hmoty začne dostávat vlhkost okolo vývodů k elektrodovému systému. Některé typy zalévacích hmot jsou nasákové a voda skrz ně difunduje do svitku, viz článek [46].

3.2 Nelinearita

V obecné rovině jsou pokládány pasivní součástky (rezistor, kapacitor-kondenzátor, induktor) za lineární, někdy bývají označovány jako nominálně lineární. Pro rezistor v obvodu stejnosměrného i střídavého proudu platí zákon přímé úměry procházejícího proudu vzhledem k přiloženému napětí, tj. Ohmův zákon. Obdobně platí i zákon přímé úměry procházejícího proudu vzhledem k přiloženému napětí reaktanční součástky, jsou-li zařazeny v obvodu střídavého harmonického proudu s konstantní frekvencí, viz (3.2).

$$I = \frac{U}{R} \quad I = \frac{U}{\omega L} \quad I = \omega C U \quad (3.2)$$

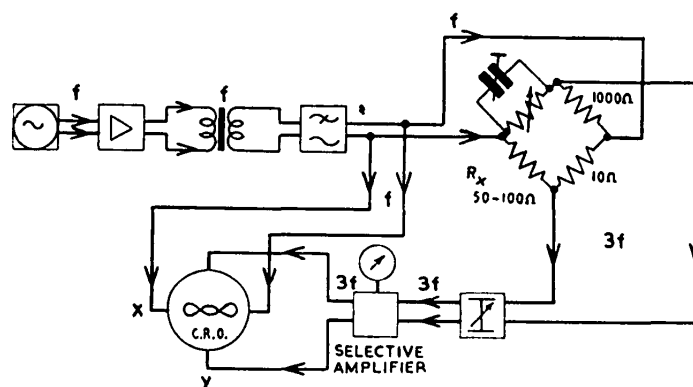
Velikost impedance reálné součástky není ve většině případů zcela nezávislá na přiloženém napětí resp. procházejícím proudu, její hodnota se v závislosti na nich nepatrně mění. Jev lze teoreticky vyhodnotit přímým měřením velikosti impedance součástky, nebo jejích složek, při různých napětích a proudech na jejích svorkách.

Schůdnější a obvyklejší ale je sledování nelinearity s využitím střídavého signálu, vyhodnocením úrovně nelinearity generovaných signálů harmonických k budicímu signálu, nebo intermodulačních signálů s kombinačními kmitočty, vzhledem ke dvěma různým budícím harmonickým signálům.

3.2.1 Měření nelinearity

V článku [8] je uveden obrázek voltampérové charakteristiky, kde je možné spatřit nelinearitu voltampérové charakteristiky součástky 3.9. Dle charakteristiky se nelinearita projeví až při vyšších úrovních měřicího proudu nebo napětí (velké zatížení součástky). To komplikuje měření vlivem teplotní závislosti parametrů všech materiálů, protože teplotní závislost se někdy může projevat podobnými závislostmi jako nelinearita, kterou lze od nelineárních závislostí těžko odlišit. Proto byly hledány citlivější metody měření nelinearity. V článku Measurements of non-linearity in cracked-carbon resistors [7] jsou uvedeny dvě metody měření nelinearity.

První metoda měření nelinearity je založena na můstkové metodě. Měřený rezistor byl zapojen do můstku. Pro konstrukci můstku byly vyžadovány rezistory s velmi malým šumem (většinou se jednalo o vinuté drátové rezistory, kde byl použit neferomagnetický odporový materiál, například manganin). Můstková metoda umožňovala měřit jen rezistory s odporem v řádu stovek ohmů, pro které lze realizovat vyvažovací rezistory můstku, na kterých se zřetelným způsobem nebudou projevovat jejich parazitní indukčnost a kapacita. Schéma zapojení můstkové metody měření je zobrazeno na obrázku 3.8.

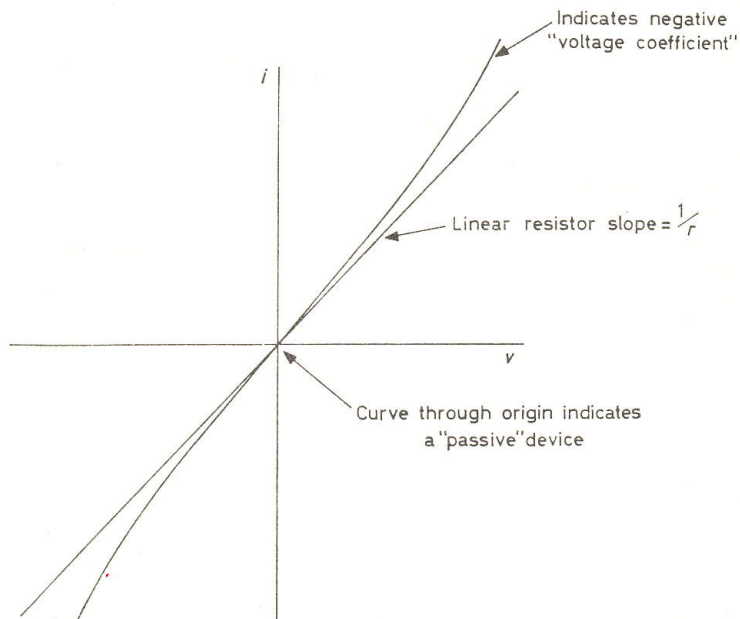


Obrázek 3.8: Měření nelinearity-můstková metoda, převzato z [7]

Další dvě metody vyhodnocují úroveň nelinearity generovaných vyšších harmonických 3.2.1.1 a kombinačních signálů 3.2.1.2. Metody byly původně vyvinuty pro vyhodnocení nelinearity rezistorů, lze je využít i pro vyhodnocení nelinearity kondenzátorů. Metody mohou sloužit k diagnostice kvality spojení vodivých částí kondenzátoru (vývod, našopovaný můstek, vodivá folie) a kvality tenké kovové vrstvy - metalizace elektrod (změny vodivosti, praskliny).

3.2.1.1 Metoda měření nelineárního zkreslení

Pro měření nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek, které vykazují malou nelinearity, se lépe uplatní metoda měření nelineárního zkreslení. Při měření je testovaná součástka připojena ke zdroji harmonického signálu s velmi vysokou spektrální čistotou. Vykazuje-li součástka nelinearity, tak při průchodu harmonického signálu vznikají na nelinearitě vyšší harmonické složky. Voltampérové charakteristiky pasivních součástek, včetně charakteristik nelineárních splňují definici liché funkce, viz (3.3) (graf liché funkce je souměrný podle počátku souřadnicového systému). Proto je možné provést aproximaci funkce mocninou řadou, viz (3.4), která popisuje proud součástkou jako součet lichých



Obrázek 3.9: Voltampérová charakteristika lineární a nelineární součástky, převzato z [8]

mocnin přiloženého napětí váhovými koeficienty α_1 až α_n . Příklad lineární a nelineární voltampérové charakteristiky je uveden na obrázku 3.9.

$$I(-U) = -I(U) \quad (3.3)$$

$$I = \alpha_1 U + \alpha_3 U^3 + \alpha_5 U^5 + \alpha_7 U^7 + \dots \quad (3.4)$$

Po připojení součástky do obvodu se zdrojem harmonického střídavého napětí (3.5), jí počne procházet proud, který je možné popsat vztahem (3.6).

$$u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \quad (3.5)$$

$$i(t) = \alpha_1 U_m \sin(\omega t) + \alpha_3 U_m^3 \sin^3(\omega t) + \alpha_5 U_m^5 \sin^5(\omega t) + \alpha_7 U_m^7 \sin^7(\omega t) + \dots \quad (3.6)$$

Dle [36] je možné mocniny funkce $\sin(\omega t)$ rozepsat následovně:

$$\sin^3(\omega t) = \frac{1}{4} [3 \sin(\omega t) - \sin(3\omega t)] \quad (3.7)$$

$$\sin^5(\omega t) = \frac{1}{16} [10 \sin(\omega t) - 5 \sin(3\omega t) + \sin(5\omega t)] \quad (3.8)$$

$$\sin^7(\omega t) = \frac{1}{64} [35 \sin(\omega t) - 21 \sin(3\omega t) + 7 \sin(5\omega t) - \sin(7\omega t)] \quad (3.9)$$

Dosazením (3.7), (3.8), (3.9) do vzorce popisujícího proud (3.6) získáme výraz (3.10):

$$\begin{aligned} i(t) = & \alpha_1 U_m \sin(\omega t) + \alpha_3 U_m^3 \frac{1}{4} [3 \sin(\omega t) - \sin(3\omega t)] + \\ & + \alpha_5 U_m^5 \frac{1}{16} [10 \sin(\omega t) - 5 \sin(3\omega t) + \sin(5\omega t)] + \\ & + \alpha_7 U_m^7 \frac{1}{64} [35 \sin(\omega t) - 21 \sin(3\omega t) + 7 \sin(5\omega t) - \sin(7\omega t)] + \dots \end{aligned} \quad (3.10)$$

Z výrazu (3.10) vyplývá, že v důsledku existence nenulového koeficientu u mocniny řádu n ve funkci (3.4) aproximující nelinearitu je vznik složky s n násobnou frekvencí budící frekvence v procházejícím proudu. Protože posloupnost $|\alpha_n U_{max}^n|$ velmi rychle klesá a každý následující součin $|\alpha_{n+2} U_{max}^{n+2}|$ je vždy mnohem menší než $|\alpha_n U_{max}^n|$, je úroveň n -té harmonické I_n ve spektru proudu $i(t)$, pro úroveň budícího signálu, kde platí aproximace (3.6), úměrná n -té mocnině úrovně budícího signálu a n -tému koeficientu v řadě (3.6) aproximující nelinearitu (3.11).

$$I_n \approx \alpha_n U^n \quad (3.11)$$

Pro první harmonickou platí (3.12) vyjádření výrazem, lze poměr nelineární a lineární vodivosti součástky α_n/α_1 vyjádřit podle poměru efektivních hodnot napětí základní harmonické a napětí n -té harmonické na svorkách součástky (3.13).

$$I_{ef} \approx \alpha_1 U_{ef} \quad (3.12)$$

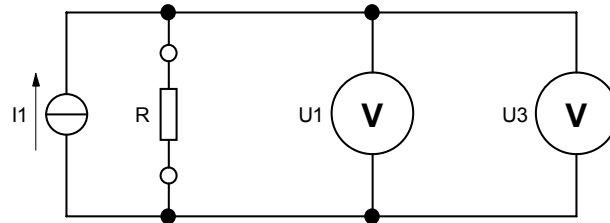
$$\frac{\alpha_n}{\alpha_1} = \frac{U_{nef}}{U_{1ef}^n} \quad (3.13)$$

Míra nelinearity součástky je vyjádřena vztahem (3.13), poměr je v širokých mezích téměř nezávislý na velikosti budícího napětí U_{1ef} . Proto byl pro popis nelinearity nominálně lineárních součástek zaveden index třetí harmonické THI, který je popsán vztahem (3.14), který je v logaritmické míře vyjádřeným poměrem 3.13, viz článek [8]. Další možností pro vyjádření míry nelinearity součástky je zavedení poměru THDR viz vztah (3.15). Vztah popisuje odstup třetí harmonické od první v dBc.

$$THI = 20 \log_{10} \frac{10^6 |U_{nef}|}{|U_{1ef}|^3} \quad (3.14)$$

$$THDR = 20 \log_{10} \frac{U_3}{U_1} \quad (3.15)$$

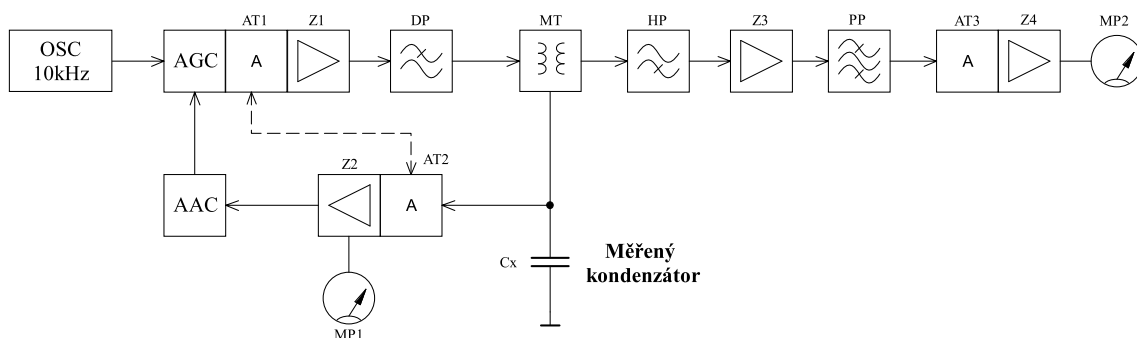
Nelinearitu součástky ve tvaru jednobranu lze potom principiálně určit podle poměru napětí třetí harmonické a napětí základní harmonické na svorkách součástky viz obrázek 3.10.



Obrázek 3.10: Principiální schéma měření indexu třetí harmonické THI

Měřenou součástkou prochází proud ze zdroje I_1 , napětí první a třetí harmonické jsou indikovány selektivními voltmetry U_1 a U_3 . Podle hodnot napětí $U_{1_{ef}}$ a $U_{3_{ef}}$ lze určit hledaný THI pomocí vztahu (3.14). Obvod dle obrázku 3.10 není možné použít, vzhledem k extrémním požadavkům na linearitu a dynamický rozsah zdroje proudu a selektivního voltmetru U_3 pro měření běžných nominálně lineárních součástek (napětí třetí harmonické se pohybuje v řádu μV u kvalitních součástek, u vadných kusů jsou to stovky μV). Špičkové selektivní voltmetry mají dynamický rozsah přibližně 100 dBc a to postačuje na měření THDR vyššího než přibližně -80 až -60 dBc, kvalitní součástky mají THDR v rozsahu -160 dBc až -120 dBc.

Na principu hodnocení nelinearity podle úrovně třetí harmonické pracuje měřicí přístroj CLT1 (Componet Lilarity Test), který byl použit k měření, nebo novější přístroj CLT10/20 [67]. Blokové schéma je znázorněno na obrázku 3.11 převzato z[24].



Obrázek 3.11: Blokové schéma měřicího přístroje CLT1

Na začátku měřicího řetězce je oscilátor generující sinusový signál s frekvencí 10 kHz a velmi malým zkreslením. Dále následuje blok AGC, který udržuje konstantní amplitudu signálu oscilátoru. Pomocí atenuátorů $AT1$ je nastavována úroveň testovacího signálu.

Signál je poté zesílen zesilovačem Z1 (výstupní výkon 1 až 4 W) a vyšší harmonické jsou odstraněny dolní propustí DP (potlačení 3. harmonické na úroveň -160 dBc). Blok MT slouží k impedančnímu přizpůsobení testovaného vzorku (transformační poměr je možné nastavit v sedmi rozsazích). Nelinearitou testovaného vzorku (Cx) generované signály jsou přivedeny do bloku horní propusti HP, kde je odfiltrována základní harmonická (10 kHz, potlačení filtrem je téměř 100 dB) a poté je signál zesílen v zesilovači Z3. Dále je vybrána třetí harmonická (30 kHz) pásmovou propustí PP (šířka pásma 75 až 400 Hz). Atenuátor AT3 slouží k nastavení měřicího rozsahu přístroje MP2. Přes bloky atenuátor AT2, zesilovač Z2 a blok AAC je řízena úroveň signálu (10 kHz) na měřeném vzorku.

3.2.1.2 Metoda měření intermodulačního zkreslení

Poslední popisovaná metoda měření nelinearity je založena na principu vyhodnocení intermodulačního zkreslení. Na rozdíl od předchozí metody popsané v části 3.2.1.1 se využívá dvou budících signálů s různými frekvencemi f_1 a f_2 s vysokou spektrální čistotou, kdy tyto signály jsou zavedeny do měřené součástky. Nelinearita součástky generuje intermodulační signály o frekvencích $f_n = n_1 f_1 + n_2 f_2$, jejichž úroveň závisí na velikosti a druhu nelinearity viz matematické odvození níže.

Ve srovnání s 3.2.1.1 má na výsledek měření touto metodou menší vliv zkreslení budících signálů, protože nejsou signály odpovídající zkreslení budícího signálu přímo vyhodnocovány jako nelinearita. Další výhodou při použití metody měření intermodulačního zkreslení je možnost volby měřicích kmitočtů. Zvolíme-li například konstantní měřicí kmitočet f (s ohledem na použití kvalitního filtru s vysokou selektivitou), kmitočet f_1 jako proměnný v nepříliš širokém intervalu poblíž f , vychází kmitočet f_2 mnohonásobně nižší než f_1 a f a může se pohybovat ve značně širokém intervalu (1:100). Může tak být odhalena i eventuální kmitočtová závislost sledovaných nelinearit. Konkrétní volbou hodnot f_1 a f_2 navíc můžeme i volit řád (součet $n_1 + n_2$) sledovaného intermodulačního produktu. Na obrázku 3.12 je znázorněno blokové schéma měření nelinearity. Informace ke konstrukci zařízení je možné nalézt v článku [25] a [26].

$$f_n = n_1 f_1 \pm n_2 f_2 \quad (3.16)$$

Vznik intermodulačních produktů součástkou s nelineární VA charakteristikou (3.4), po přiložení napětí odpovídajícího dvěma harmonickým signálům s různými frekvencemi (3.17), lze vyjádřit rovnicí (3.18).

$$u(t) = U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m2} \sin(\omega_2 t) \quad (3.17)$$

$$i(t) = \alpha_1(U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m2} \sin(\omega_2 t)) + \alpha_3(U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m2} \sin(\omega_2 t))^3 + \\ + \alpha_5(U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m2} \sin(\omega_2 t))^5 + \alpha_7(U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m2} \sin(\omega_2 t))^7 \dots \quad (3.18)$$

Rozepsáním mocnin funkce $\sin(\omega t)$ (viz (3.7)) funkcemi násobků jejího argumentu získáme pro produkty do třetího řádu výraz (3.19).

$$i(t) = \alpha_1(U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m2} \sin(\omega_2 t)) + \alpha_3 U_{m1}^3 \sin^3(\omega_1 t) + \frac{3}{2} \alpha_3 U_{m1}^2 U_{m2} \sin(\omega_2 t) - \\ - \frac{3}{4} \alpha_3 U_{m1}^2 U_{m2} \sin((2\omega_1 + \omega_2)t) + \frac{3}{4} \alpha_3 U_{m1}^2 U_{m2} \sin((2\omega_1 - \omega_2)t) + \\ + \frac{3}{2} \alpha_3 U_{m1} U_{m2}^2 \sin(\omega_1 t) - \frac{3}{4} \alpha_3 U_{m1} U_{m2}^2 \sin((2\omega_1 + \omega_2)t) + \\ + \frac{3}{4} \alpha_3 U_{m1} U_{m2}^2 \sin((2\omega_1 - \omega_2)t) + \alpha_3 U_{m2}^3 \sin^3(\omega_2 t) + \dots \quad (3.19)$$

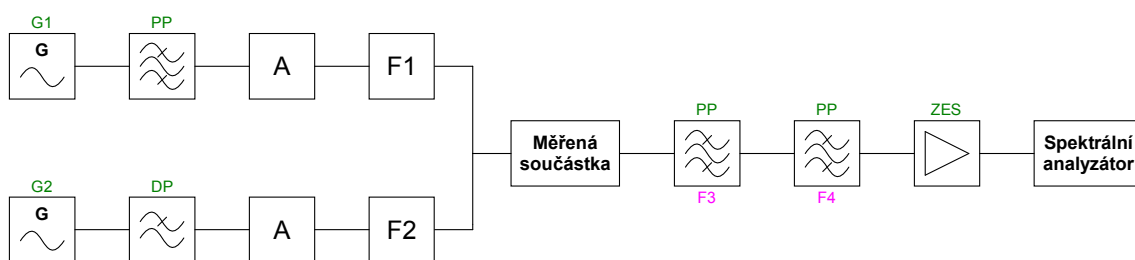
Rozborem výrazu (3.19) lze zjistit, že ve spektru proudu jsou podle (3.6) a (3.10) opět přítomny složky s frekvencí $3\omega_1$ a $3\omega_2$ a další složky s frekvencemi $2\omega_1 \pm \omega_2$ a $\omega_1 \pm 2\omega_2$. Úroveň složek je úměrná mocninám úrovně vstupního signálu s řádem rovným řádu intermodulačních produktů (3.16) nebo pořadí harmonických produktů (3.11).

Za podmínky, že budou amplitudy budících signálů stejné $U_{m1} = U_{m2} = U_m$, tak je možné vyjádřit poměr lineární a nelineární vodivosti součástky podle úrovní signálů na svorkách součástky [28]. V závislosti na efektivní hodnotě signálu intermodulačního produktu n -tého řádu $U_{ni_{ef}}$ a efektivních hodnotách $U_{1_{ef}} = U_{2_{ef}}$ budících signálů, pro úrovně budících signálů, kde platí aproximace VA charakteristiky (3.4), lze poměr lineární a nelineární vodivosti součástky vyjádřit vztahem 3.20.

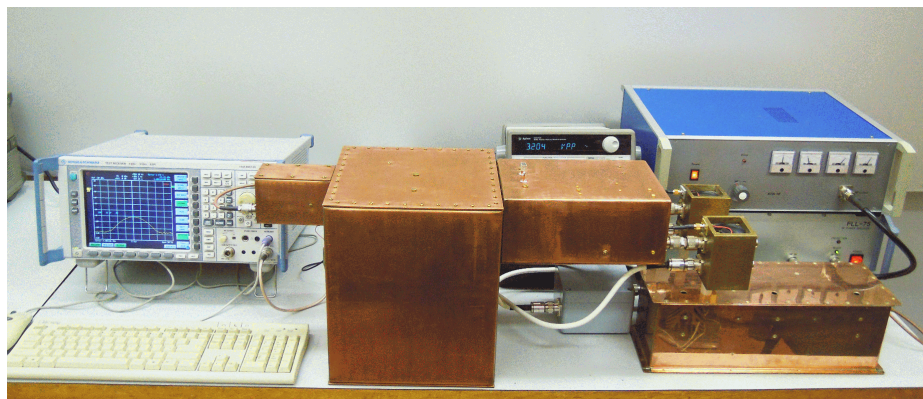
$$\frac{\alpha_n}{\alpha_1} \approx \frac{U_{ni_{ef}}}{U_{1_{ef}}^n} = \frac{U_{ni_{ef}}}{U_{2_{ef}}^n} \quad (3.20)$$

Blokové schéma zařízení pro měření nelinearity založené na principu měření intermodulačního zkreslení je zobrazeno na obrázku 3.12. Generátory (G1 a G2) měřících signálů dodávají do obvodu signál s výkonem v řádu jednotek až desítek wattů. Generovaný signál musí mít vysokou spektrální čistotu, odstup šumu a rušivých signálů v kmitočtové oblasti, kde jsou vyhodnocovány intermodulační produkty. Generátor G1 pracuje na frekvenci 4,106 MHz, jeho konstrukce a parametry jsou popsány v [29] a [30]. Na výstup generátoru G1 je připojena pásmová propust PP vykazující minimální útlum pro kmitočet 4,106 MHz, šum potlačuje o 30 až 40 dB, konstrukce je popsána v [31]. Generátor G2 pracuje na frekvenci 150 kHz (skládá se z generátoru a výkonového zesilovače s výkonem 75 W,

sestaveno z komerčních přístrojů). Na výstup je připojena dolní propust DP. Pro kmitočet 150 kHz má útlum 0,4 dB, útlum pro frekvenci 4,406 MHz je přibližně 110 dB. V obou větvích jsou zařazeny atenuátory AT. Slouží k potlačení odrazu na výstupních vedeních generátorů G1 a G2 v případě, že má připojená měřená součástka extrémní hodnoty impedance. Atenuátory jsou vyrobeny ze speciálních drátových rezistorů s odporem 25 Ω , jejich konstrukce je popsána v [32] a [33]. Filtry F1 a F2 tvoří trojbran fungující jako frekvenční sdružovač umožňující současný průchod signálů ze vstupních bran, na které jsou připojeny generátory G1 a G2 na výstupní bránu, na kterou je připojena měřená součástka. Filtr F1 je pásmová propust naladěná na frekvenci 4,106 MHz a F2 tvoří pásmová zadrž, která potlačuje frekvenci 4,106 MHz. Filtry F3 a F4 tvoří dohromady úzkopásmový filtr bránící pronikání výkonových budících signálů do vyhodnocovacího spektrálního analyzátoru. Filtr F3 tvoří rezonanční obvod naladěný na kmitočet 4,406 MHz, kde vykazuje útlum 6 dB, pro frekvenci 4,106 MHz má útlum 38 dB a pro frekvenci 150 kHz je útlum roven 76 dB. Filtr F4 je piezoelektrický filtr. Propustné pásmo je široké 10 kHz, útlum v potlačeném pásmu, minimálně 25 kHz od středního kmitočtu je vyšší než 80 dB. Spektrální analyzátor indikuje úroveň měřeného intermodulačního signálu a dále umožňuje kontrolu jeho kmitočtu a sledování šumového pozadí v okolí měřeného signálu.



Obrázek 3.12: Blokové schéma měření nelinearity pomocí intermodulačního zkreslení



Obrázek 3.13: Aparatura pro měření nelinearity

3.2.2 Využití měření nelinearity jako diagnostické metody

Využití měření nelinearity jako diagnostické metody vyrobených součástek za účelem zvýšení jakosti výroby a spolehlivosti se začalo rozvíjet ke konci padesátých let, viz článek [6] a [7]. Diagnostická metoda byla použita na uhlíkové rezistory, kde byla odporová vrstva vytvořena depozicí uhlíku pyrolýzou uhlovodíku (například metanu nebo benzenu) při teplotě okolo 1000 °C. S rozvojem technologie tenkých vrstev v šedesátých letech a jejich aplikací ve výrobním procesu elektronických součástek postupuje i vývoj diagnostiky pomocí nelinearity viz články [8], [10], [12], [11], v článku [9] je popisováno využití měření nelinearity u kondenzátorů. V roce 1979 byl publikován článek A Study of RF Nonlinearities in Nickel [13], kde se autoři zabývají vznikem nelinearity v galvanicky nanášených vrstvách niklu (použití jako podkladová vrstva pod zlacení u vysokofrekvenčních konektorů). Po roce 2000 vyšly články zabývající diagnostikou tenkých vrstev [14], spolehlivostí a diagnostikou kondenzátorů [17], [18], [19], [20] a články zaměřené na rezistory [15] a [16]. Článek [21] popisuje použití metody měření nelinearity pro diagnostiku nepájených vodivých spojů (vodivá lepidla). Využití metody měření intermodulačního zkreslení pro měření nelinearity je popsáno v článcích [25],[26] a [27].

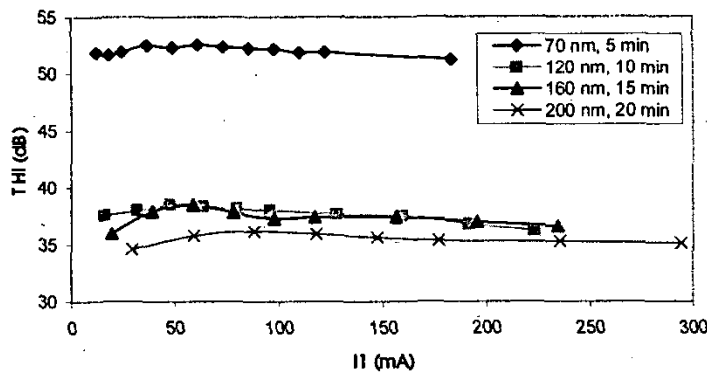
3.2.3 Vznik/zdroj nelinearity

Nelinearita může vznikat mnoha způsoby. U rezistorů byly za kritická místa vzniku nelinearity označeny kontakty mezi odporovou vrstvou a vývodem, nehomogenity a vakance v tenké vrstvě. V případě feromagnetických materiálů se uplatní hystereze. U kondenzátorů vlivem koroze dochází k poškozování tenké metalizované vrstvy, která tvoří elektrody kondenzátoru. Při korozi vznikají oxidy kovů, které mohou mít polovodivé vlastnosti (oxid zinečnatý) viz [37] a [39]. Dále vlivem koroze dochází k poškození spoje mezi metalizovanou elektrodou a šopovanými vývody (zinek, slitina zinku a cínu). Tím vznikají místa s menší a větší proudovou hustotou, která se projevují jako šum a zároveň jsou zdrojem nelinearity.

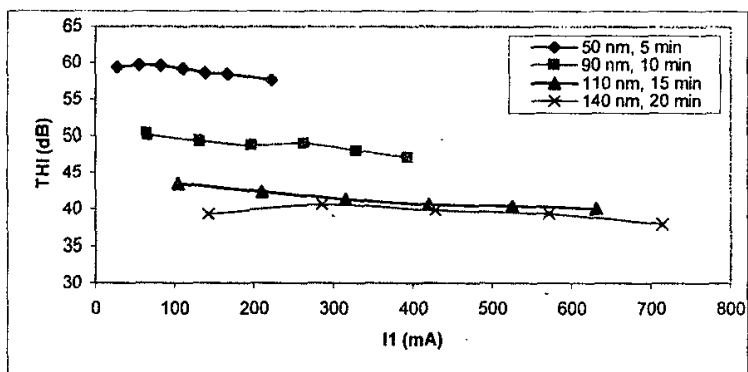
V případě tenké vrstvy má na výslednou nelinearitu vliv tloušťka vrstvy viz článek Nonlinearity Measurement of Thin Metal Films [14], kdy u tenkých vrstev je nelinearita větší, s rostoucí tloušťkou nelinearita klesá viz obrázek 3.14. Jak již bylo výše zmíněno, tak tento jev souvisí s homogenitou vrstvy. Nelinearita tenké vrstvy se dá dále ovlivnit procesem žíhání, kdy dochází k homogenizaci vrstvy a tím k zlepšení jejích parametrů, děj je popsán v článku [14], na obrázku 3.15 je vidět zlepšení parametrů tenké hliníkové vrstvy po žíhání.

V článku [20] je popsáno měření nelinearity u 50 ks kondenzátorů typu X2 s kapacitou

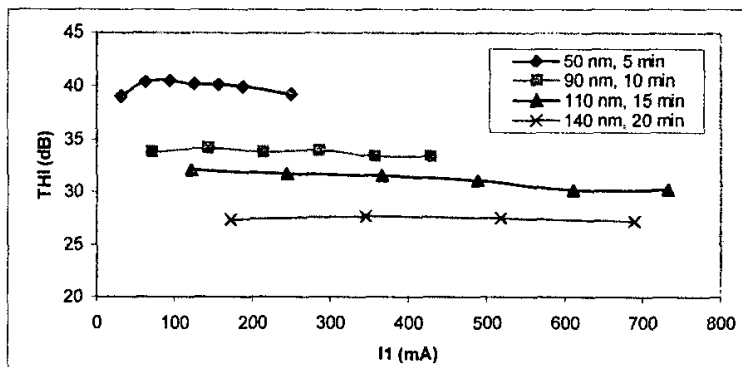
220 nF. Na kondenzátory byla aplikována modifikovaná zkouška dle normy [35], oproti normě byla zkouška v článku provedena při teplotě 100 °C. Výsledek zkoušky je zobrazen na obrázku 3.16. Po aplikaci zkoušky došlo ke zlepšení nelinearity.



Obrázek 3.14: Závislost nelinearity tenké vrstvy niklu na její tloušťce, převzato z [14]

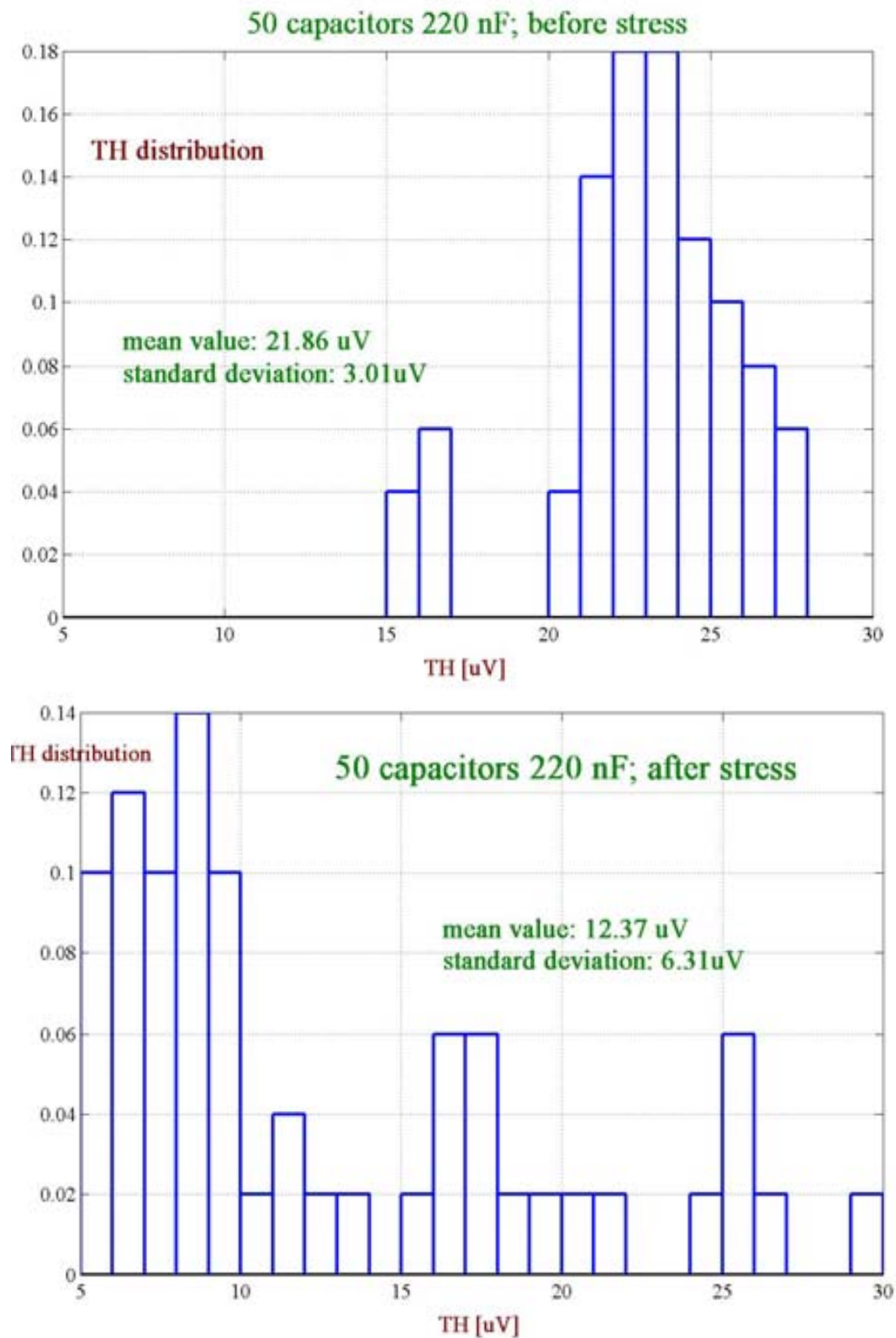


a) before the annealing of the samples



b) after the annealing of the sample

Obrázek 3.15: Závislost nelinearity tenké hliníkové vrstvy před a po žíhání, převzato z [14]



Obrázek 3.16: Grafy znázorňují změnu nelinearity u 50 kusů kondenzátorů s kapacitou 220 nF před a po testu. Na ose x je v grafech vynesena změřená úroveň třetí harmonické a na ose y je vynesena poměrný počet vzorků s danou úrovní třetí harmonické, převzato z [20]

Kapitola 4

Experimentální práce

4.1 Nelinearita výsledky stárnutí

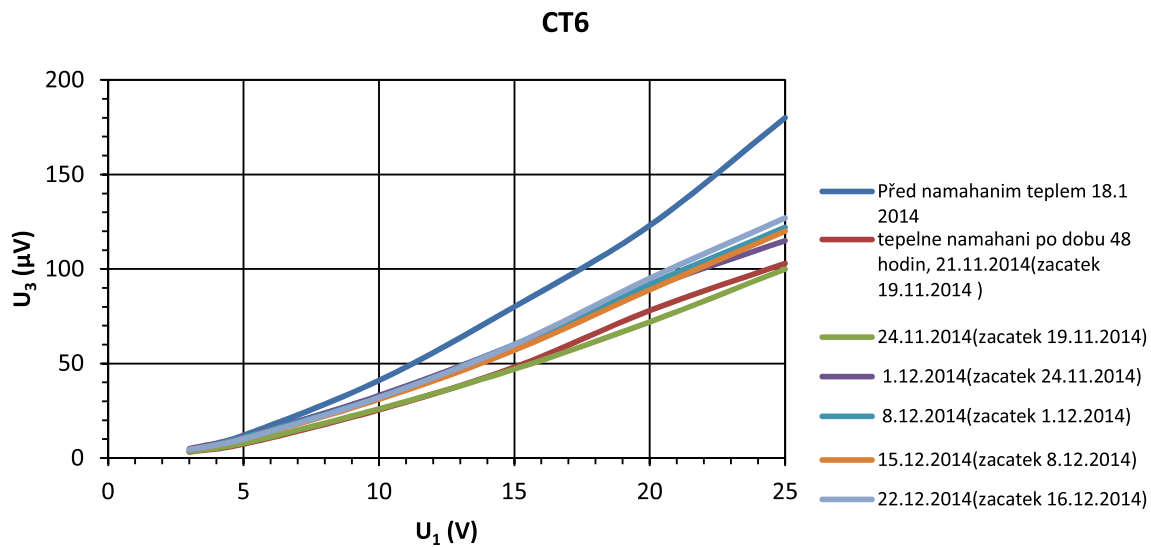
V rámci disertační práce byly, s cílem upřesnit děje probíhající při degradaci svitkových kondenzátorů, provedeny 2 rozsáhlé experimenty vyhodnocující jejich stárnutí.

První experiment, kde byly zkoumány změny nelinearity u svitkových kondenzátorů s metalizovanou elektrodou při teplotě 100 °C proběhl v roce 2014. Sledovány byly změny parametrů kondenzátorů v průběhu stárnutí a byly hledány metody pro diagnostiku svitkových kondenzátorů ve výrobě čímž by bylo možné zvýšit jakost produkce. Sledovány byly základní parametry kondenzátorů - kapacita, ztrátový činitel a impedance v závislosti na frekvenci (parametry měřené od 300 Hz do 1 MHz) a délce nelinearity kondenzátoru.

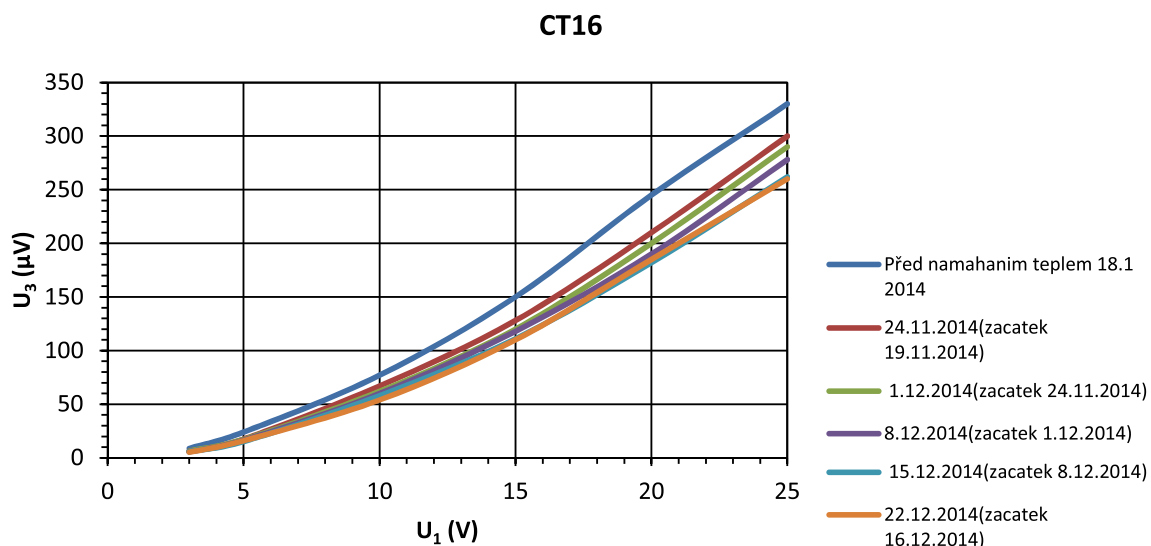
Stárnutí kondenzátorů probíhalo v podmínkách zvýšené teploty 100 °C bez napětí, kondenzátory byly kontrolovány po 120, 312, 488, 648 a 984 hodinách, celkově stárly po dobu 984 hodin. V experimentu bylo použito 40 ks kondenzátorů, od každého typu 10 ks (CT1 až CT10 WIMA MKP-X2-100N-S, CT12 až CT21 KEMET R46KI310000M1K, CT22 až CT31 PILKOR MKPX2-100NR15-PILK, CT32 až CT41 JB CAPACITORS JFV-100N/275-P15)

Na počátku experimentu, během prvních hodin došlo u kondenzátorů většinou k poklesu kapacity o 1 % a dále se už kapacita neměnila. Frekvenční závislost kapacity a ztrátového činitele se také nezměnila. Nelinearita kondenzátorů se měnila mnohem výrazněji. Byly pozorovány tři typy závislosti nelinearity v průběhu procesu stárnutí. V prvním případě u některých kondenzátorů nelinearita nejprve klesala, až dosáhla minima a pak opět začala růst, viz graf na obrázku 4.1. V druhém případě nelinearita klesla a více se už neměnila, viz graf na obrázku 4.2. A v posledním případě nelinearita po každém cyklu stárnutí stále roste, viz graf na obrázku 4.3.

Změřené změny nelinearity jsou způsobeny změnami v tenké kovové vrstvě elektro-



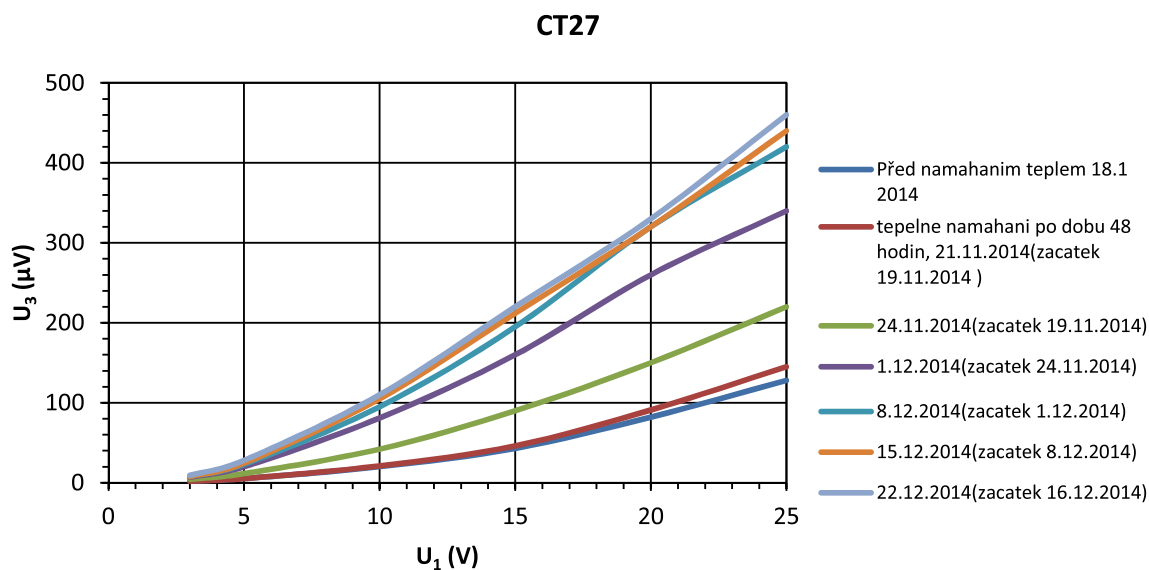
Obrázek 4.1: Nelinearita, typ 1



Obrázek 4.2: Nelinearita, typ 2

dového systému, kdy dochází k porušení celistvosti vodivé vrstvy. U kondenzátorů, kde nelinearita stále klesá, dochází ke zlepšování vlastností kondenzátoru vlivem vyžhání kovové vrstvy, viz [23]. Vlivem působení tepla dochází ke stabilizaci svitku, uvolnění mechanického napětí vzniklého při výrobě kondenzátoru. Výsledky měření byly publikovány na konferencích v Drážďanech [59] a v Bukurešti [60].

Na základě výsledků prvního experimentu byl proveden další experiment, kde byly zkoumány změny nelinearity u vzorků kondenzátorů třídy X2. Kondenzátory třídy X2 jsou používány v síťových filtrech elektrických zařízení spotřební, průmyslové a investiční



Obrázek 4.3: Nelinearita, typ 3

elektroniky. Jedná se o kritickou aplikaci, kdy při degradaci ztrácí kondenzátory kapacitu, roste u nich sériový odpor a ztrátový činitel. S poklesem kapacity jsou spojeny změny frekvenční charakteristiky filtru (posouvá se zlomový kmitočet) a filtr již nedokáže dostatečně potlačovat rušení, které se šíří oběma směry, jak ze strany rozvodné sítě, tak i ze strany elektrického zařízení. Vlivem poklesu schopnosti filtru potlačit rušení klesá i odolnost elektrického zařízení, nebo se elektrické zařízení stává zdrojem rušení a tím negativně ovlivňuje ostatní zařízení.

Pro sledování degradace kondenzátorů byly vybrány vzorky od pěti výrobců s kapacitou 100 nF. Kapacita 100 nF byla zvolena z důvodu dostupnosti měřicího vybavení.

Tabulka 4.1: Testované kondenzátory

Výrobce	Typ	Rozsah pracovních teplot
WIMA	MKP-X2-100N-S	-55 °C až +105 °C
ARCOTRONICS	MKPX2-100NR15	-40 °C až +110 °C
KEMET	R46KI310000M1K	-40 °C až +110 °C
JB CAPACITORS	JFV-100N/275-P15	-40 °C až +100 °C
PILKOR	MKPX2-100NR15-PILK	-40 °C až +110 °C

Sledovány byly opět základní parametry kondenzátorů - kapacita, ztrátový činitel a impedance v závislosti na frekvenci a délce nelinearita kondenzátoru. Stárnutí kondenzátorů

probíhalo v podmínkách zvýšené teploty 100 °C, některé kondenzátory byly i napětově namáhány (230_{AC} V/50 Hz, $230V_{DC}$).

Test byl koncipován tak, že kondenzátory byly vystaveny dlouhodobě maximální teplotě, kterou doporučuje výrobce jako maximální pracovní teplotu. První skupina vzorků stárła jen za teploty 100 stupňů, druhá a třetí skupina vzorků stárła při teplotě 100 stupňů a byly připojeny ke stejnosměrnému a střídavému zdroji napětí 230 V. Čtvrtá skupina vzorků stárła při teplotě 25 °C a byla připojena ke zdroji střídavého napětí 230 V. Kondenzátory byly kontrolovány po 122, 290, 598, 904, 1576, 2872, 3999, 5316, 7687, 14374, 19939, 21666, 22983 hodinách. Celkově kondenzátory stárly necelých 23 000 hodin při teplotě 100 °C.

V průběhu druhého experimentu byly zjištěny velké změny nelinearity a sériového odporu u vzorků KEMET a ARCOTRONIC, proto ještě byla přidána třetí sada vzorků kondenzátorů KEMET a ARCOTRONIC, které byly připojeny ke střídavému zdroji napětí 230 V/ 50 Hz (efektivní hodnota) a stárly při teplotě 25 °C.

Sériový odpor je v grafech vynesena jako poměr měřená hodnota R_s ku hodnotě výchozí R_{s0} . Nelinearita kondenzátorů byla měřena při napětí $U_1 = 3, 5, 10, 15, 20, 25$ V. V grafech je vynesena závislost pro $U_1=15$ V.

Byly analyzovány i fyzikální parametry elektrodového systému kondenzátorů - tenkých kovových vrstev naprašovaných/napařených na polymerním filmu. Analýza byla provedena na povrchu a pak byla tenká kovová vrstva postupně odprašována. Rychlost odprašování byla 5 nm za 1 minutu. Bylo zjištěno, že tloušťka tenké kovové vrstvy se u kondenzátorů WIMA, KEMET a JB CAPACITORS pohybuje v rozmezí 25 až 30 nm, u kondenzátorů ARCOTRONICS je tloušťka vrstvy v rozmezí 15 až 20 nm. V tabulce na obrázku 4.4 je uvedeno složení tenké vrstvy v závislosti na době odprašování. Dále byl měřen odpor tenkých vrstev, který se pohyboval od 6,7 ohmu na čtverec po 12 ohmů na čtverec. Z analýzy složení tenkých kovových vrstev je možné usuzovat, že tenká vrstva není homogenní a skládá se z více vrstev, viz část 1.2.1.2, kde je popis používaných materiálů. Vzhledem ke špatné adhezi zinku k polypropylénové folii je asi na povrchu folie vytvořena tenká vrstva hliníku (viz analýza v 4.4), která tvoří nukleační jádra a teprve na tuto vrstvu je deponována druhá vrstva, která obsahuje více zinku (buď se jedná o čistý zinek, nebo o slitinu zinku a hliníku). Povrch tenké vrstvy obsahuje ve větší koncentraci hliník jako ochranu před korozi (viz [3]). Je možné, že elektrody tvoří jen dvě vrstvy, kde druhá vrstva je vyrobena ze slitiny zinku a hliníku.

Výrobce		Atomová procenta		Hmotnostní procenta		Odpor na čtverec
		Zn	Al	Zn	Al	
Wima	povrch	7,7	4,7	79,9	20,1	8,0
	1 min	36,6	11,7	88,3	11,7	
	4 min	22,8	12,5	81,6	18,4	
	6 min	8,7	11,1	65,5	34,5	
Kemet	povrch	11,7	6,6	81,1	18,9	11,0
	1 min	50,7	12,3	90,9	9,1	
	6 min	1,2	4,9	36,5	63,5	
Pilkor	povrch					12,0
	1 min					
	6 min					
Arcotronic	povrch	8,5	4,7	81,3	18,7	10,0
	1 min	46,6	9,7	92,1	7,9	
	4 min	3,5	6,6	56,5	43,5	
	6 min	3,1	11,2	40,3	59,7	
JB capacitors	povrch	11,2	5,9	82,0	18,0	6,7
	1 min	51,3	13,3	90,3	9,7	
	6 min	1,1	5,4	32,2	67,8	

Obrázek 4.4: Parametry testovaných kondenzátorů

4.1.1 Shrnutí výsledků stárnutí kondenzátorů

Jednou z příčin proč dochází ke změnám vlastností kondenzátoru, je uvolnění mechanického napětí v dielektrické folii vlivem působení zvýšené teploty. Mechanické napětí vzniká již při výrobě metalizované folie. Nejprve je folie vyrobena, poté následuje další technologická operace, protože se nepoužívá obyčejná folie, ale biaxiálně orientovaná folie (folie je napínána) a poté je svinuta do svitku. Následuje operace nanášení tenké vrstvy technologií napařování/naprašování. Folie je opět převíjena a také tepelně namáhána při procesu depozice tenké vrstvy. Průběžně je po depozici vrstvy navíjena do svitku. Může následovat další operace, kdy dochází k řezání folie tj. opětovné odvíjení a navíjení, nebo je už tato operace zakomponována přímo při procesu depozice tenké vrstvy. Posledním krokem, kdy je pokovená folie mechanicky namáhána, je při procesu výroby kondenzátoru, kdy je folie navíjena na trn definovanou silou. Vrstvy blíže ke středu jsou více utaženy než vrstvy blíže k povrchu svitku. Poslední krok, kdy dochází k namáhání tenké vrstvy, nastává při procesu kontaktování svitku, kdy je šopováním nanášena vrstva roztaveného kovu na povrch svitku.

Ke snížení mechanického napětí může dojít i vlivem tepelné úpravy na konci výroby svitku (pokud je prováděna), kdy je svitek ohříván na teplotu kolem 80 °C, při které se folie stane mírně plastickou, zároveň dochází k vysušení svitku. Při dlouhodobém ohřevu,

může dojít za určitých okolností i ke krátkodobému zlepšení vlastností kondenzátoru, které je způsobeno snížením odporu tenké kovové vrstvy tvořící elektrody kondenzátoru, které je obdobně jako zmenšení odporu tenké vrstvy při žíhání, způsobeno její homogenizací. Vzhledem k tomu, že systém s plastovou fólií je ohříván na mnohem nižší teplotu, než bývá aplikována při žíhání vrstev, probíhá homogenizace mnohem déle.

Po uplynutí určité doby se trend otočí a kondenzátory začnou degradovat. Degradace se u měřených vzorků kondenzátorů projevuje růstem sériového odporu, ztrátového činitele a nelinearity. Pokles kapacity je zanedbatelný. Na obrázku 4.5a je vidět značný rozdíl mezi novými kondenzátory (vpravo) a kondenzátory, které stárly 23 000 hodin při teplotě 100 °C (vlevo). Dochází k degradaci zalévací hmoty, ze které se mohou uvolňovat látky, které napadají elektrodový systém. Po rozdělení svitku je vidět že degradace zalévací hmoty neprobíhá jen na povrchu, viz obrázek 4.5b.

Kondenzátory WIMA Z grafů 4.6 a 4.7 je vidět na počátku pokles nelinearity zhruba o 50 % a minimální změnu sériového odporu. To je způsobeno uvolněním mechanického napětí v polymerové folii a utažením/slepením svitku v důsledku změknutí polymerové folie (u kondenzátorů WIMA byl pozorován růst kapacity). V tenké vrstvě bude docházet k procesu žíhání (viz [23]), kdy dochází k rekrytalizaci a díky tomu i k mírnému poklesu sériového odporu. U vzorků, které stárnuly jen za tepla, dochází k nárůstu sériového odporu a nelinearity po 4000 hodinách. To může být způsobeno degradací zalévací hmoty, viz obrázek 4.5a.

Kondenzátory ARCOTRONIC Z grafu 4.8 je patrný mírný pokles nelinearity prvních 600 hodin u vzorků, které stárky jen za tepla. Minima je dosaženo po 7600 hodinách stárnutí, pak se trend otáčí a nelinearita začíná růst. Sériový odpor na začátku mírně roste (viz graf 4.9), lokálního maxima je dosaženo v čase kolem 1000 hodin, poté následuje pokles. Po 7600 hodinách začíná sériový odpor strmě růst. Obdobně se chovají vzorky, které stárly při teplotě 100 °C a byly připojeny ke stejnosměrnému zdroji napětí, po dobu stárnutí 1000 hodin.

Vzorky připojené ke zdroji střídavého napětí a stárnuté při teplotě 100 °C vykazují značný pokles nelinearity. Kdy na počátku byla průměrná hodnota nelinearity 223 μV a po 140 hodinách stárnutí poklesla na 20 μV . Stejný vývoj je možné sledovat i u sériového odporu, kdy jeho hodnota poklesla o víc než 50 %. Takto výrazný pokles může být způsoben vlivem zlepšení parametrů tenké kovové vrstvy. Vrstva je tenčí než u ostatních vzorků (15 nm až 20 nm), viz tabulka na obrázku 4.4. Je možné, že by se tenká kovová vrstva na počátku dala přirovnat k „rozoranému poli“. Vlivem průchodu elektrického proudu a působení tepla dojde pravděpodobně k vyžhání tenké vrstvy a tím ke skokovému zlepšení jejich parametrů. Kondenzátory ARCOTRONIC vykazují největší

nelinearitu ze všech měřených kondenzátorů. Po 460 hodinách je dosaženo minima a pak začíná růst nelinearity a sériový odpor. U tenčí vrstvy může být na počátku potřeba menší aktivační energie než u tlustších vrstev.

Kondenzátory, které byly připojeny ke zdroji stejnosměrného napětí a stárnuly při teplotě 25 °C, vykazují pomalejší pokles nelinearity než vzorky připojené ke střídavému zdroji napětí a stárnuté při teplotě 100 °C. Na průběhu nelinearity dochází k růstu nelinearity po 150 hodinách stárnutí. V kondenzátoru může docházet i k elektromigraci.

Kondenzátory KEMET Vzorky kondenzátorů stárnuté jen za tepla vykazují pokles nelinearity (16 z 20 vzorků) viz graf 4.10, u 4 vzorků nelinearity klesá, po 1570 hodinách dosáhne minima a pak se trend otáčí a nelinearity začíná růst. Sériový odpor prvních 900 hodin jen mírně roste, pak se s další expozicí začíná růst zrychlovat, viz graf 4.11. Po 23 000 hodinách vzroste průměrně sériový odpor 14 krát oproti původní hodnotě. Vzorky kondenzátorů připojených ke zdroji stejnosměrného napětí se po dobu stárnutí (1000 hodin) chovají stejně jako vzorky, které stárnou jen za tepla (mírně roste sériový odpor a klesá nelinearity).

Vzorky stárnuté za tepla a připojené ke zdroji střídavého napětí vykazují nejprve značný pokles nelinearity. Minima dosáhnou v čase 778 hodin od začátku experimentu. U sériového odporu dojde k poklesu o 20 % oproti výchozí hodnotě. Pak se trend otáčí a nelinearity i sériový odpor rostou.

Vzorky připojené ke střídavému zdroji napětí a stárnuté při teplotě 25 stupňů vykazují minimální změnu sériového odporu 150 hodin od začátku stárnutí, pak začíná sériový odpor růst, maxima dosáhne po 478 hodinách a pak zase klesá. Nelinearity roste a maxima dosáhne po 478 hodinách stárnutí a pak se trend otočí a nelinearity začíná klesat.

Kondenzátory JB CAPACITORS U kondenzátorů JB CAPACITORS stárnutých za teploty 100 °C nedochází v průběhu prvních 100 hodin stárnutí ke změně nelinearity, viz graf 4.12. Poté následuje růst nelinearity. U sériového odporu dochází k růstu po celou dobu trvání experimentu 4.13. V případě vzorků připojených ke stejnosměrnému zdroji napětí a stárnutých při teplotě 100 °C dochází k poklesu nelinearity. U sériového odporu dochází k růstu, stejně jako u vzorků stárnutých jen za tepla.

Jednou z možností, proč se vzorky kondenzátorů JB CAPACITOR chovají tímto způsobem je, že tenká vrstva je tlustší v porovnání s ostatními vzorky. Kondenzátory mají nejmenší odpor na čtverec ze všech testovaných vzorků. Silnější vrstva bude více homogenní ve srovnání s ostatními, vlivem toho bude mít méně defektů, které by se vlivem působení tepla mohly odstranit – vyžíhat. Vrstva bude pravděpodobně jen stárnout – degradovat.

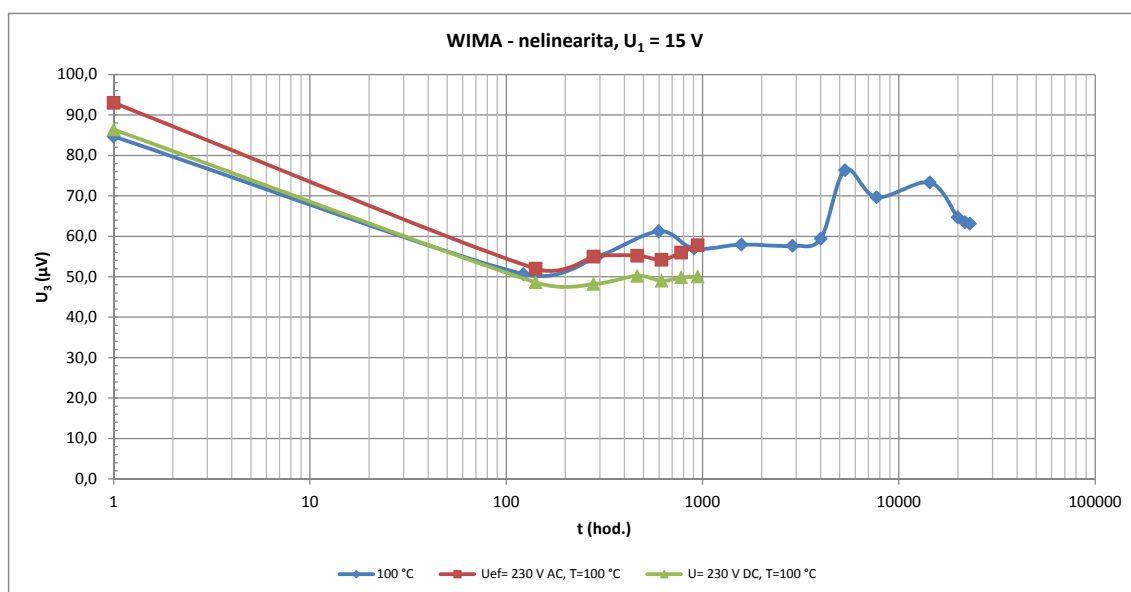
Vzorky připojené ke střídavému zdroji napětí a stárnuté za tepla vykazují na začátku



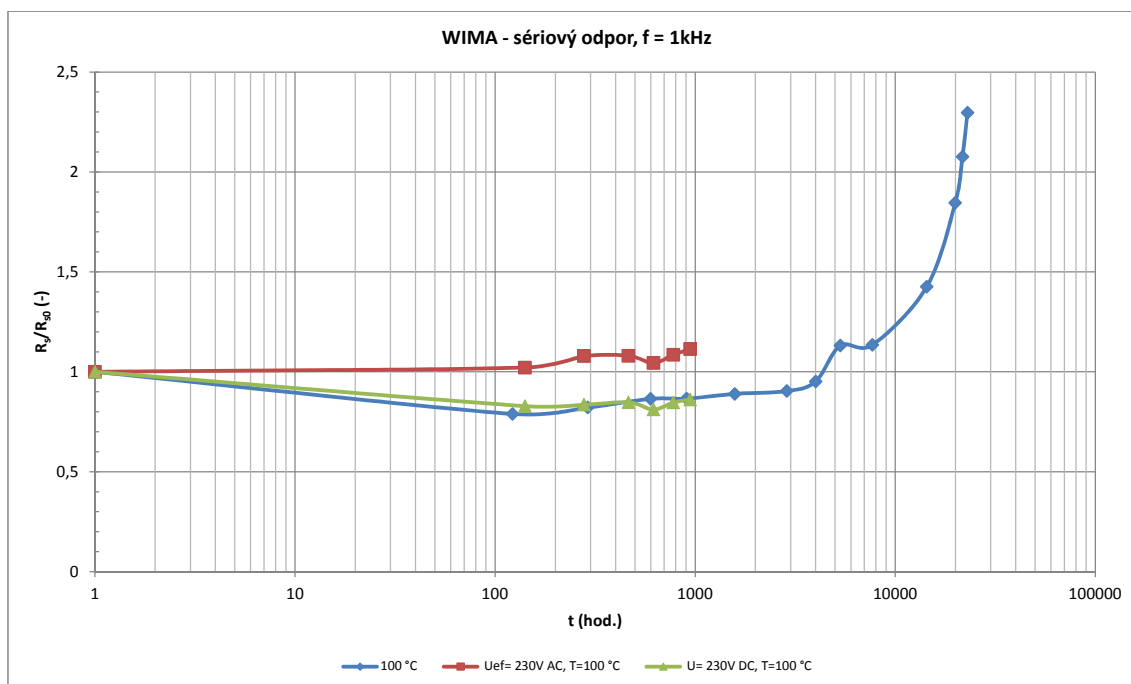
(a) Změna barvy zalévací hmoty (b) Degradace zalévací hmoty

Obrázek 4.5: Degradace zalévací hmoty

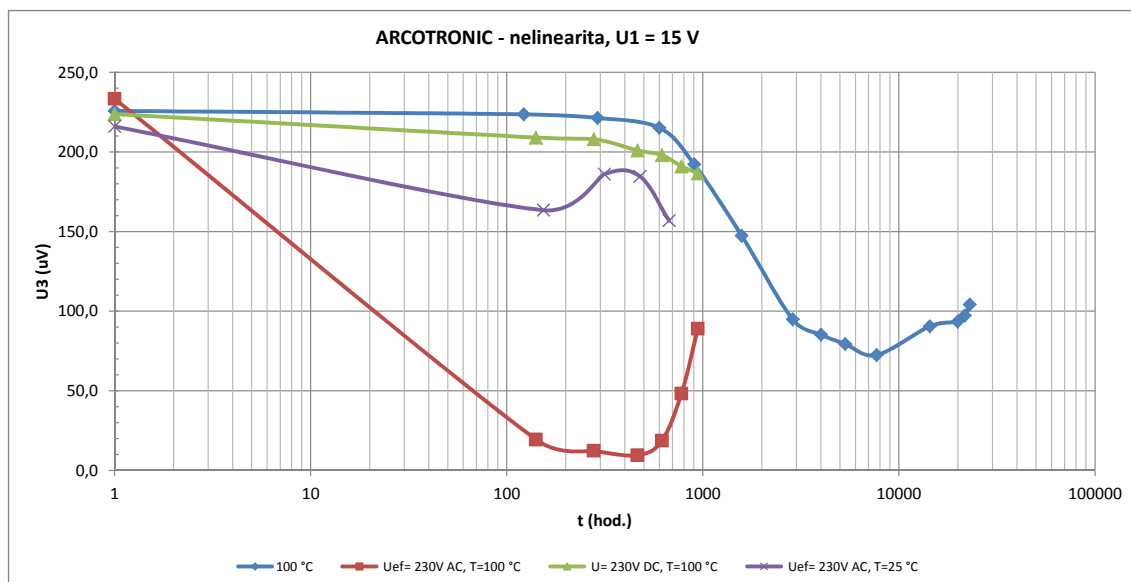
pokles nelinearity a růst sériového odporu.



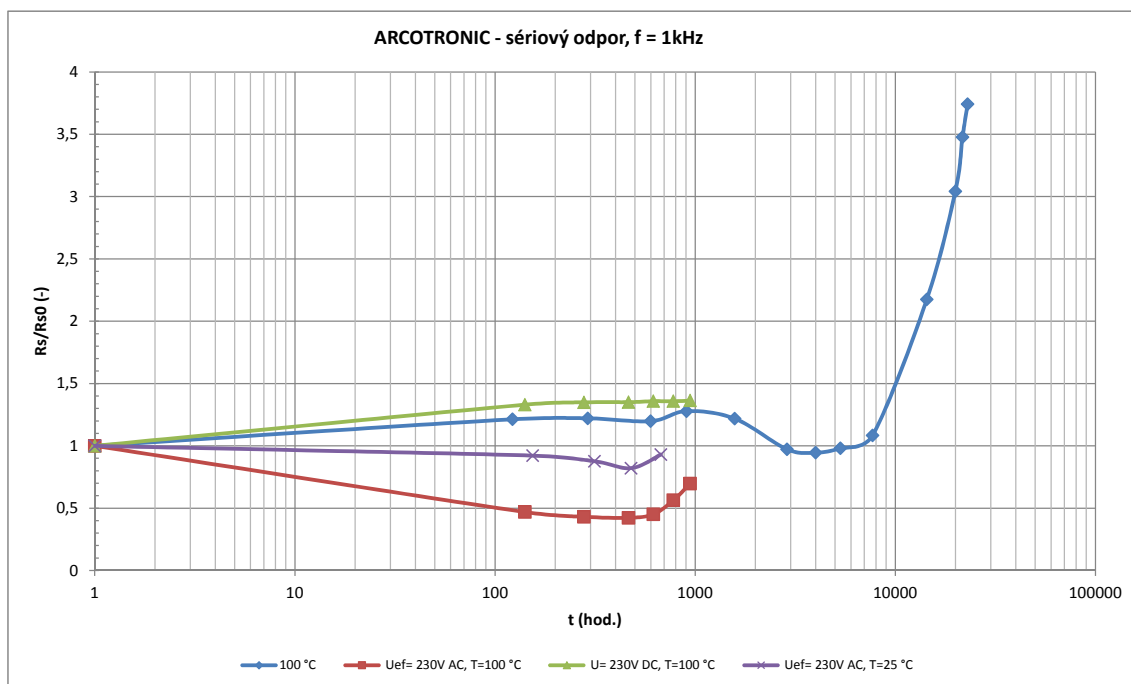
Obrázek 4.6: WIMA nelinearita



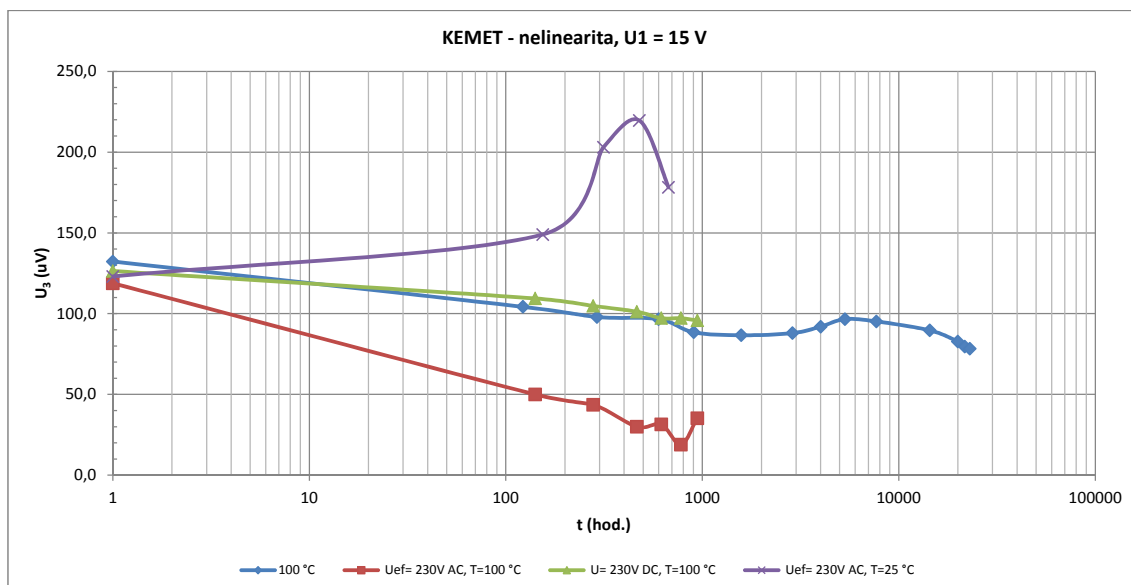
Obrázek 4.7: WIMA sériový odpor



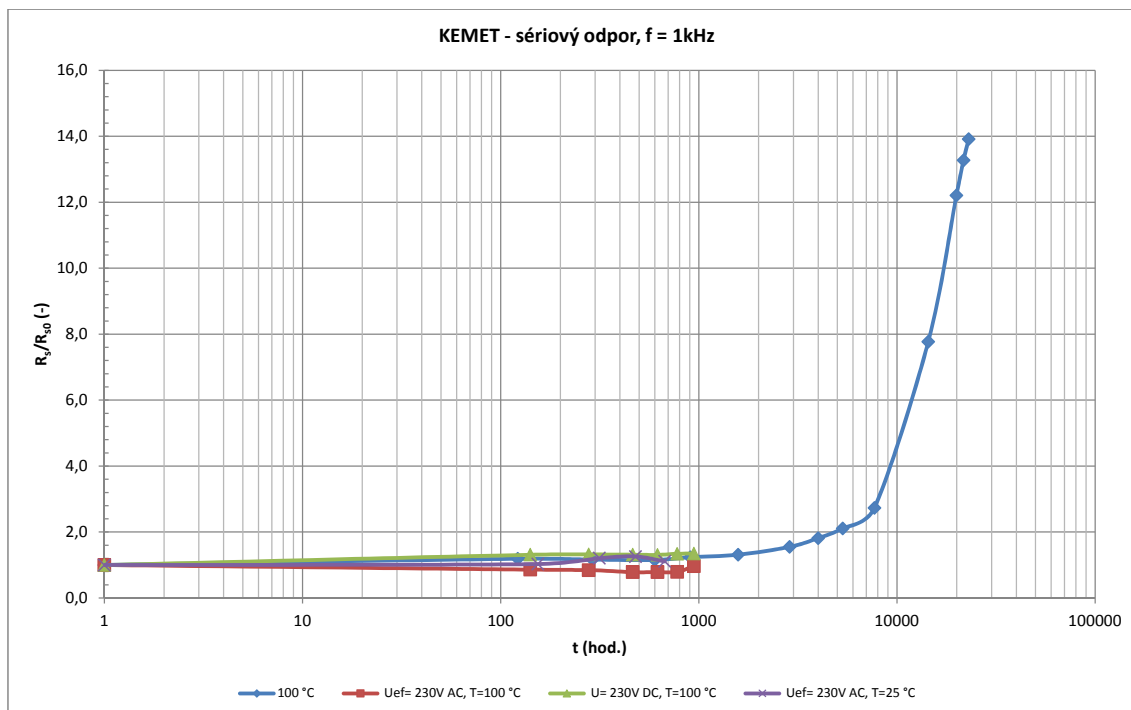
Obrázek 4.8: ARCOTRONIC nelinearita



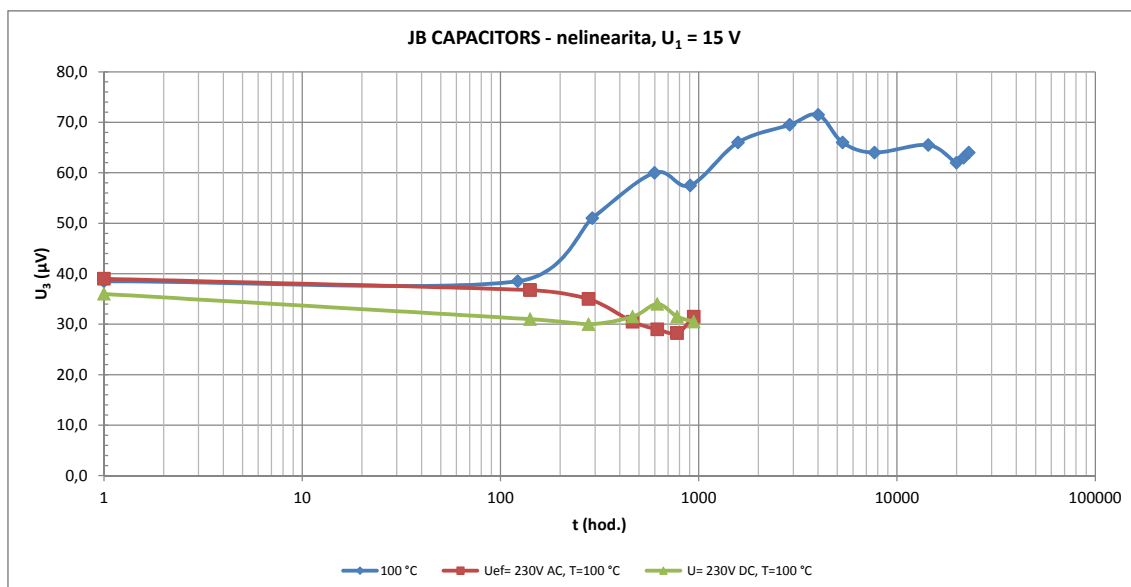
Obrázek 4.9: ARCOTRONIC sériový odpor



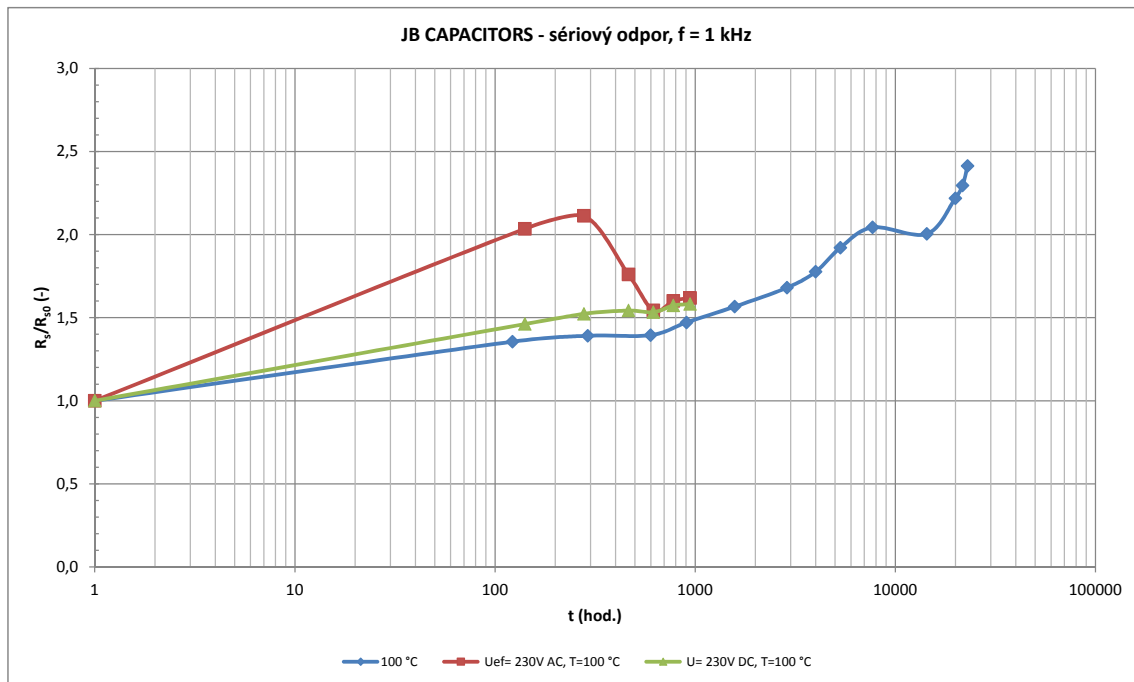
Obrázek 4.10: KEMET nelinearita



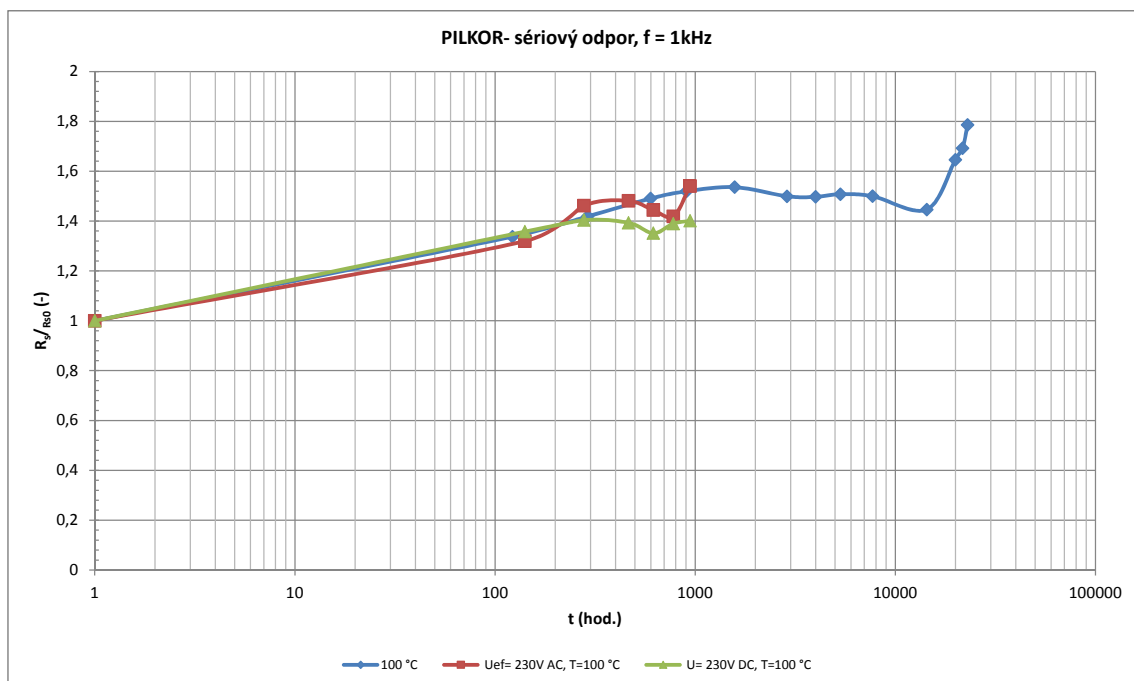
Obrázek 4.11: KEMET sériový odpor



Obrázek 4.12: JB CAPACITORS nelinearita



Obrázek 4.13: JB CAPACITORST sériový odpor



Obrázek 4.14: PILKOR sériový odpor

4.2 Modelování nelinearity během procesu stárnutí

Změny nelinearity testovaných kondenzátorů během procesu stárnutí je možné vysvětlit za předpokladu, že nelinearita elektroodového systému je způsobena dislokacemi, vakancemi, nečistotami, atd., které se nacházejí v tenké kovové vrstvě a jejich množství se během procesu stárnutí mění. Počet defektů aktuálně existujících v systému lze vyjádřit vztahem (4.1). Kde N_{Nk} je v čase t aktuální počet defektů, podléhajících dějům, které uvádějí vrstvu do rovnovážného stavu a postupně zanikají. N_{NR} je v čase t aktuální počet defektů podléhajících dějům, které na začátku nemají vliv a na konci způsobují degradaci systému součástky až nakonec součástku zničí.

$$N_N = N_{NK} + N_{NR} \quad (4.1)$$

$$N_{NK} = N_P e^{\left(\frac{-b_1 t}{\tau_1}\right)} \quad (4.2)$$

$$N_{NR} = N_K \left(1 - e^{\left(\frac{-b_2 t}{\tau_2}\right)}\right) \quad (4.3)$$

kde N_p je počáteční počet zanikajících defektů N_k je konečný počet vznikajících defektů, τ_1 , τ_2 jsou konstanty. b_1, b_2 jsou normované reakční rychlosti vyjádřené vztahem (4.5).

$$N_N = N_P e^{\left(\frac{-b_1 t}{\tau_1}\right)} + N_K \left(1 - e^{\left(\frac{-b_2 t}{\tau_2}\right)}\right) \quad (4.4)$$

$$b_i = K e^{\left(\frac{-E_{Ai}}{KT}\right)} \quad (4.5)$$

Kde E_{Ai} je je aktivační energie reakce, k je Boltzmannova konstanta, T je absolutní teplota.

$$\tau_1 < \tau_2 \quad N_P < N_K \quad (4.6)$$

Pokud defekt představuje pro vodivostní elektrony potenciálovou bariéru s výškou ϕ_i (eV), pak proud přes bariéru bude v kladné části VA charakteristiky popsán vztahem (4.7) a pro zápornou část charakteristiky vztahem (4.8).

$$i_{P1} = A_P e^{-\left(\frac{q(-\phi_P + U)}{KT}\right)} \quad (4.7)$$

$$i_{P2} = A_P e^{-\left(\frac{q(-\phi_P - U)}{KT}\right)} \quad (4.8)$$

Kde q je náboj elektronu, K je Boltzmannova konstanta, T je absolutní teplota v Kelvinech, ϕ je velikost potenciálové bariéry a U je přiložené napětí. Sloučením výrazů (4.7) a (4.8) vznikne výraz:

$$i_P = 2 A_P \sinh\left(\frac{qU}{KT}\right) e^{\left(\frac{-q\phi_P}{KT}\right)} \quad (4.9)$$

$$i_{K1} = A_K e^{-\left(\frac{q(-\phi_K+U)}{KT}\right)} \quad (4.10)$$

$$i_{K2} = A_K e^{-\left(\frac{q(-\phi_K-U)}{KT}\right)} \quad (4.11)$$

Sloučením výrazů (4.10) a (4.11) vznikne výraz:

$$i_K = 2 A_K \sinh\left(\frac{qU}{KT}\right) e^{\left(\frac{-q\phi_K}{KT}\right)} \quad (4.12)$$

Uvažujeme-li, že celkový nelineární proud je součtem nelineárních proudů jednotlivých defektů, lze podle (4.4), (4.9) a (4.12) psát (4.13).

$$i = B_p e^{\left(\frac{-b_1 t}{\tau_1} - \frac{q\phi_P}{KT}\right)} \sinh\left(\frac{qU}{KT}\right) + B_K \left(1 - e^{\left(\frac{-b_2 t}{\tau_2}\right)}\right) e^{\left(\frac{-q\phi_K}{KT}\right)} \sinh\left(\frac{qU}{KT}\right) \quad (4.13)$$

kde B_p a B_k jsou konstanty.

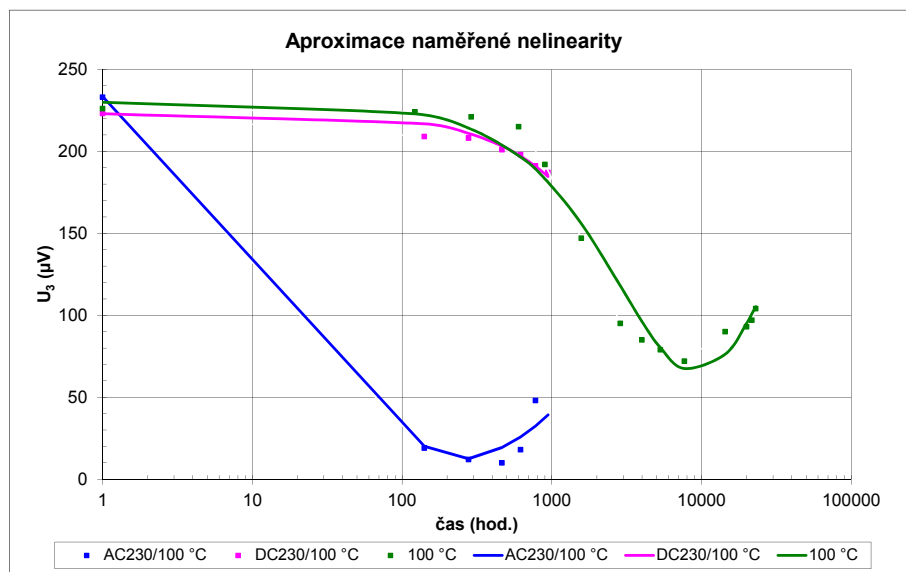
$$I_3 = a_1 e^{\left(\frac{-b_1 t}{\tau_1}\right)} + a_2 \left(1 - e^{\left(\frac{-b_2 t}{\tau_2}\right)}\right) \quad (4.14)$$

kde a_1 a a_2 jsou proudové konstanty.

Rozepíšeme-li funkci sinh ve výrazu (4.13) do formy mocninné řady a výraz zjednodušíme, můžeme amplitudu signálu třetí harmonické I_3 vznikající při konstantní amplitudě budicího napětí vyjádřit vztahem (4.14), který je obdobný vztahu (4.4).

V článku Prediction of the Stability of Thin-film Resist [10] je odvozen podobný vztah popisující příspěvek vad k měrnému odporu tenké vrstvy a nelinearitou. Jsou uvažovány jen jevy, které zlepšují parametry tenké vrstvy.

V grafu na obrázku 4.15 je uveden proklad změřených hodnot nelinearity u kondenzátoru ARCOTRONIC. Hodnoty označené 100 ° jsou hodnoty změřené na vzorku, který stárnul při teplotě 100 °. Hodnoty označené AC230/100 ° jsou hodnoty změřené na vzorku, který stárnul při teplotě 100 ° a střídavém napětí 230 V/50 Hz. Hodnoty označené DC230/100 °, jsou hodnoty změřené na vzorku, který stárnul při teplotě 100 ° a stejnosměrném napětí 230 V DC.



Obrázek 4.15: Aproximace změřené nelinearity u vzorků kondenzátorů ARCOTRONIC. Změřené hodnoty jsou vyneseny body, proklad je pak vynesena plnou čarou

4.3 Analýza kondenzátorů z elektronických zařízení

V rámci spolupráce školy s průmyslem byly analyzovány obvody z elektronických zařízení po 12 letech provozu. Součástí zařízení byl napájecí zdroj, ve kterém byl osazen kondenzátor typu X2 na střídavé napětí o efektivní hodnotě 275 V a frekvenci 50/60 Hz (dielektrikum z PP folie). Analyzované kondenzátory byly zapojeny na místě kondenzátoru C_x , viz schéma zapojení napájecího zdroje na obrázku 4.16. Obvod zdroje byl proti přepětí chráněn varistorem (nominální napětí 420 V_{AC} /560 V_{DC} , prahové napětí 680 V ± 10 %, maximální napětí 1120 V při proudu 50 A). Ve zdrojích z analyzovaných zařízení byly osazeny kondenzátory se stejnou jmenovitou kapacitou od pěti výrobců.

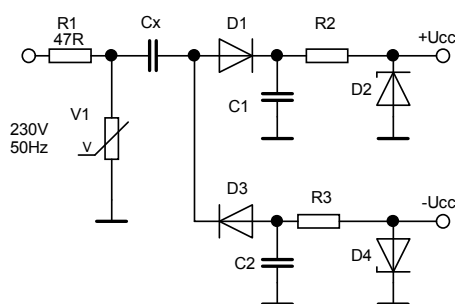
U kondenzátorů byl zjištěn značný úbytek kapacity a růst sériového odporu. Zařízení, která byla instalována v průmyslovém prostředí a ve venkovních aplikacích vykazovala větší pokles kapacity a růst sériového odporu u kondenzátorů než zařízení instalovaná v obytném prostředí. To může být způsobeno častějším výskytem přepětí v průmyslovém prostředí (spínání indukativní zátěže, apod.) než v obytném prostředí.

Po rentgenové analýze vnitřní struktury kondenzátorů byly nalezeny praskliny v šopované vrstvě viz obrázek 4.17. Vznik těchto prasklin může být zapříčiněn tepelným namáháním nebo impulzním zatěžováním kondenzátorů. Na druhém obrázku z RTG analýzy viz obrázek 4.18, jsou místa s větší pohltivostí RTG záření. Vznik těchto míst může být zapříčiněn iontovou migrací materiálu vodivé vrstvy elektrody. Tento jev může

být jednou z příčin poklesu kapacity kondenzátoru a růstu sériového odporu. U rozebraných kondenzátorů bylo nalezeno značné poškození metalizace elektrod. V době vzniku článku nebyla uvažována koroze metalizovaných elektrod vlivem vnikání vlhkosti do kondenzátoru, ale jen vliv nadměrné regenerace (self-healing). Výsledky z experimentů zaměřených na stárnutí kondenzátorů (viz část 4.1.1) ukazují, že vlivem průchodu střídavého elektrického proudu a současného působení vyšší teploty (100 °C) dochází ke změnám sériového odporu a ztrátového činitele mnohem rychleji než u kondenzátorů stárnutých jen za tepla. Na začátku může dojít k poklesu sériového odporu, později se však trend otáčí a kondenzátor začíná degradovat.

Výsledky analýzy byly publikovány na konferenci, viz článek [52].

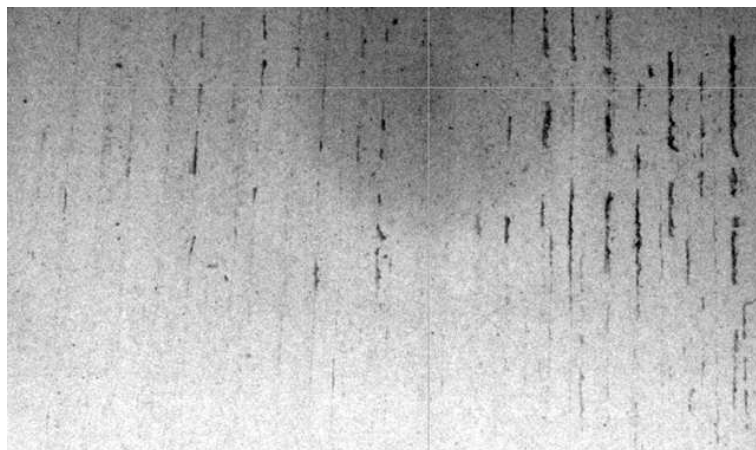
Degradaci kondenzátorů je možné předejít úpravou přepětové ochrany a volbou jiného typu kondenzátoru. Vlivem stárnutí varistoru dochází k růstu napětí, při kterém varistor sepne.



Obrázek 4.16: Zapojení napájecího zdroje



Obrázek 4.17: RTG analýza, praskliny v našopované vrstvě



Obrázek 4.18: RTG analýza, iontová migrace

Byl analyzován stav kondenzátorů s polypropylénovým dielektrikem třídy X2 v obvodu filtru elektronického předřadníku zářivkového svítidla. Celkově bylo analyzováno 44 ks elektronických předřadníků ze zářivkových svítidel (celoplastové svítidlo, osazeny dvě zářivky 58 W), které byly nově nahrazeny svítidly s LED diodami. Svítidla byla instalována v objektu skladu (plechová hala bez klimatizace, vytápění a oken) po dobu 12 let, kde byla provozována po dobu minimálně 16 hodin denně, pět dní v týdnu. Během letních měsíců mohla být svítidla vystavena teplotě okolí až 45 °C, teplota uvnitř předřadníku mohla dosahovat i více než 80 °C. V každém předřadníku byly osazeny 3 ks kondenzátorů třídy X2 (C1 a C2 330 nF, C2 220nF), celkově bylo analyzováno 132 ks kondenzátorů. Schéma zapojení vstupní části elektronického předřadníku je uvedeno na obrázku 4.19. Elektrolytický kondenzátor C5 měl po 12 letech kapacitu v jednotkách μF z původních 22 μF , u většiny kondenzátorů došlo k poškození pouzdra, ze kterého vytekl elektrolyt. Všechny analyzované předřadníky byly z funkčních svítidel.

EMI filtr má za úkol potlačit rušení, které se šíří po elektrovedné síti oběma směry. Brání negativnímu ovlivnění funkce zařízení rušením ze sítě a zároveň zabraňuje šíření rušení ze zařízení do sítě (v dnešní době jsou zářivkové trubice napájeny z vysokofrekvenčního zdroje energie, díky tomu dosahují vyšší účinnosti přeměny elektrické energie na světlo, pracovní kmitočety se pohybuje od 20 kHz až do 150 kHz). Rozhodujícím parametrem při návrhu filtru je jeho útlum pro rušivé signály a cena.

Filtr je konstruován jako dvojitá dolní propust ve tvaru Π článku s proudově kompenzovanou indukčností a s paralelními kondenzátory na vstupu a výstupu filtru. Na rozdíl od předpokladů vycházejících ze zákonitostí šíření napěťové vlny filtrem, vykazovaly kondenzátory C2 na výstupní straně filtru větší poškození, než kondenzátory C1 na

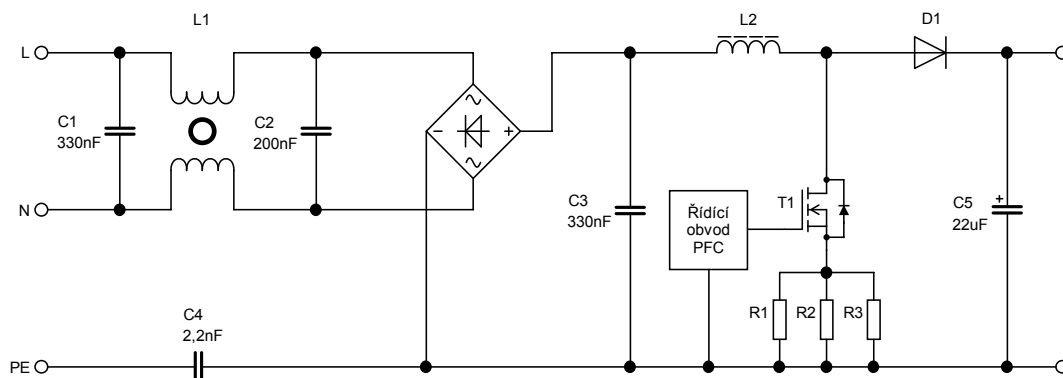
straně vstupní. V grafu na obrázku 4.21 je vynesena sériový odpor kondenzátorů C1, C2 a C3 změřený na frekvenci 1 kHz u 44 kusů elektronických předřadníků. Změna kapacity kondenzátorů C1, C2 a C3 je vynesena v grafu 4.22, kapacita kondenzátorů je vztažena k jmenovité kapacitě kondenzátorů (kapacita měřena na frekvenci 1 kHz). Měření bylo provedeno přístrojem HP4284A.

Na obrázku 4.20 je oskenovaná folie z kondenzátoru C1_29 (kapacita kondenzátoru dosahuje 10 % jmenovité kapacity, sériový odpor je 10 ohmů). Tenká kovová vrstva vykazuje značné poškození. Části elektrodového systému jsou vlivem degradace odpojeny od šopovaných čel kondenzátoru. U většiny kondenzátorů C2 (27 ze 44) byl změřen větší sériový odpor než u kondenzátorů C1.

Degradace kondenzátorů je způsobena jednak absencí přepěťové ochrany na vstupu elektronického předřadníku a zadruhé špatným návrhem filtru. Při návrhu filtru je uvažována impedance na vstupu a výstupu filtru 50 Ω . Filtr je pak dále testován dle normy ČSN EN 55017 Metody měření útlumových charakteristik pasivních filtračních zařízení EMC, kde se uvažuje zakončení 0,1 Ω /100 Ω a druhá varianta 100 Ω /0,1 Ω to je vliv zakončení na průběh útlumové charakteristiky filtru v závislosti na frekvenci. Norma ale neřeší případ, kdy na vstupu filtru bude malá impedance a na výstupu filtru vysoká impedance. Stav vysoké impedance může nastat v případě, že se kondenzátor C3 a C5 nabijí na maximální napětí a obvod aktivního PFC (Power Factor Correction) přestane fungovat. V tomto případě je filtr velmi málo tlumen a může docházet k rezonanci. Při výměně kondenzátorů C1 a C2 za nové ve filtru, byla změřena vlastní rezonanční frekvence kondenzátoru C2 s rozptylovou indukčností proudově kompenzované tlumivky na frekvenci 13 kHz. Může docházet k paralelní nebo sériové rezonanci, více viz část 4.5.4, kdy se na kondenzátoru C2 může, vyskytnou Q krát větší napětí (Q je činitel jakosti obvodu). V případě paralelní rezonance teče mezi kondenzátorem a indukčností cirkulační proud Q krát větší než budící.

Vstupní impedance je určena impedancí sítě v místě, kde je filtr připojen. Impedance sítě závisí hlavně na její konfiguraci a na charakteru připojených spotřebičů, kterou mají, je časově a kmitočtově závislá. Z analýzy výsledků měření vyplývá, že v oblasti nízkých kmitočtů (0 Hz až několik kHz) hodnoty symetrické a nesymetrické složky impedance sítě zhruba odpovídají stejnosměrnému odporu sítě nebo hodnotě její impedance nakrátko, což je většinou velmi malá hodnota, menší než 1 Ω viz [62]. V normě ČSN EN 61000-3-3 popisující měření flikru je uvažována impedance sítě (0,4 + 0,25j) Ω . Nad touto kmitočtovou oblastí již norma impedanci rozvodné sítě nedefinuje, hodnoty bývají pro reálné případy stanovovány experimentálně. Tento případ pro kmitočtové pásmo 20 kHz až 30 MHz popisuje graf na obrázku 4.23 jako frekvenční závislost impedance sítě viz [63].

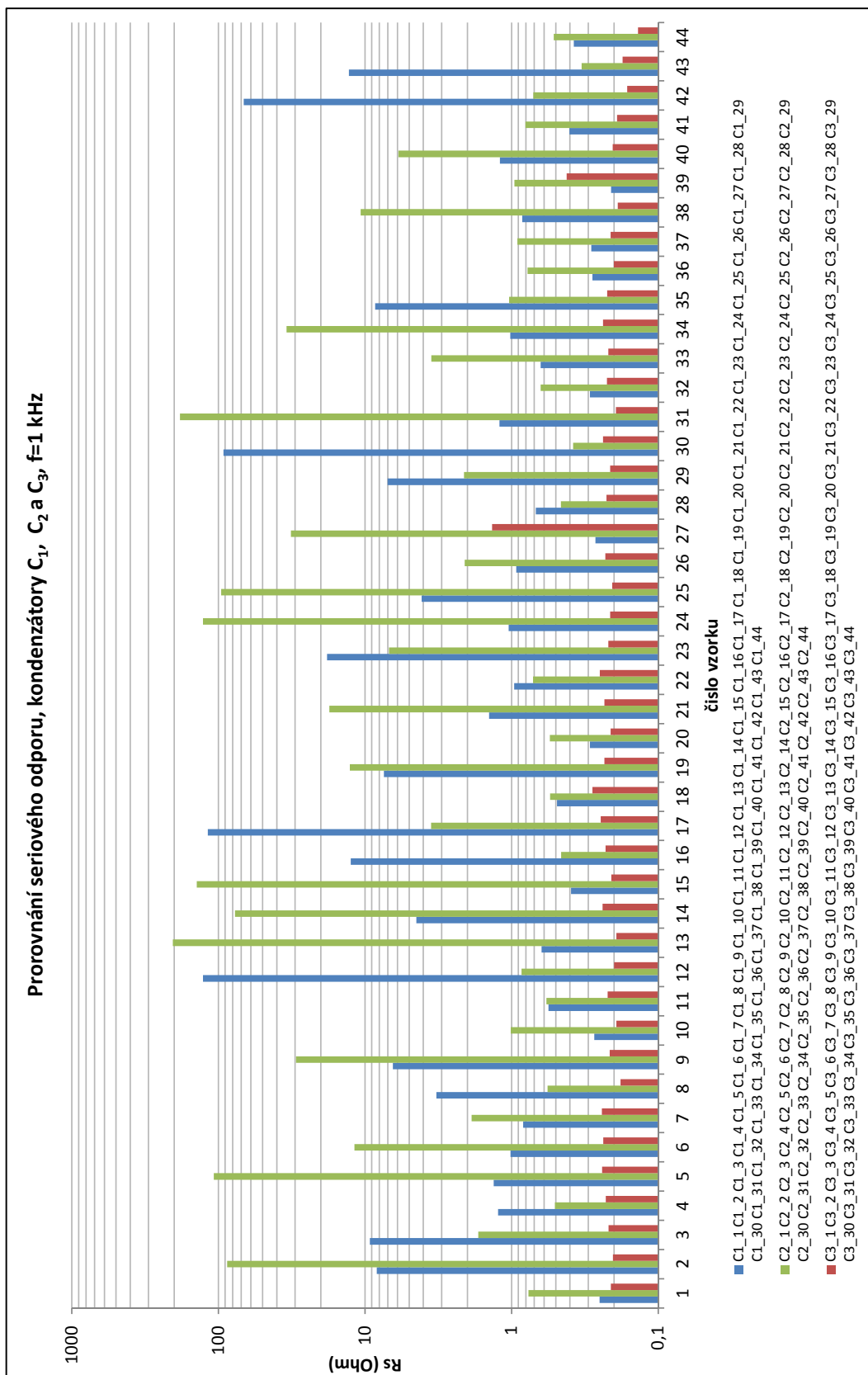
Posledním důvodem proč kondenzátory ve filtrech degradují, je špatná volba/dimenzování použitého kondenzátoru. Jsou-li kondenzátory použity v obvodech s deformovaným průběhem napětí/proudu, nebo v obvodech stejnosměrného napětí na kterém je superponována střídavá složka, tak je potřeba uvažovat při výpočtu ztrát i vyšší harmonické obsažené ve spektru. Pokud se tato skutečnost neuváží při návrhu, tak může dojít k přetížení kondenzátoru a po nějaké době provozu i k jeho zničení, viz část 1.3.2 a vzorce pro výpočet (1.12), (1.11) a (1.10).



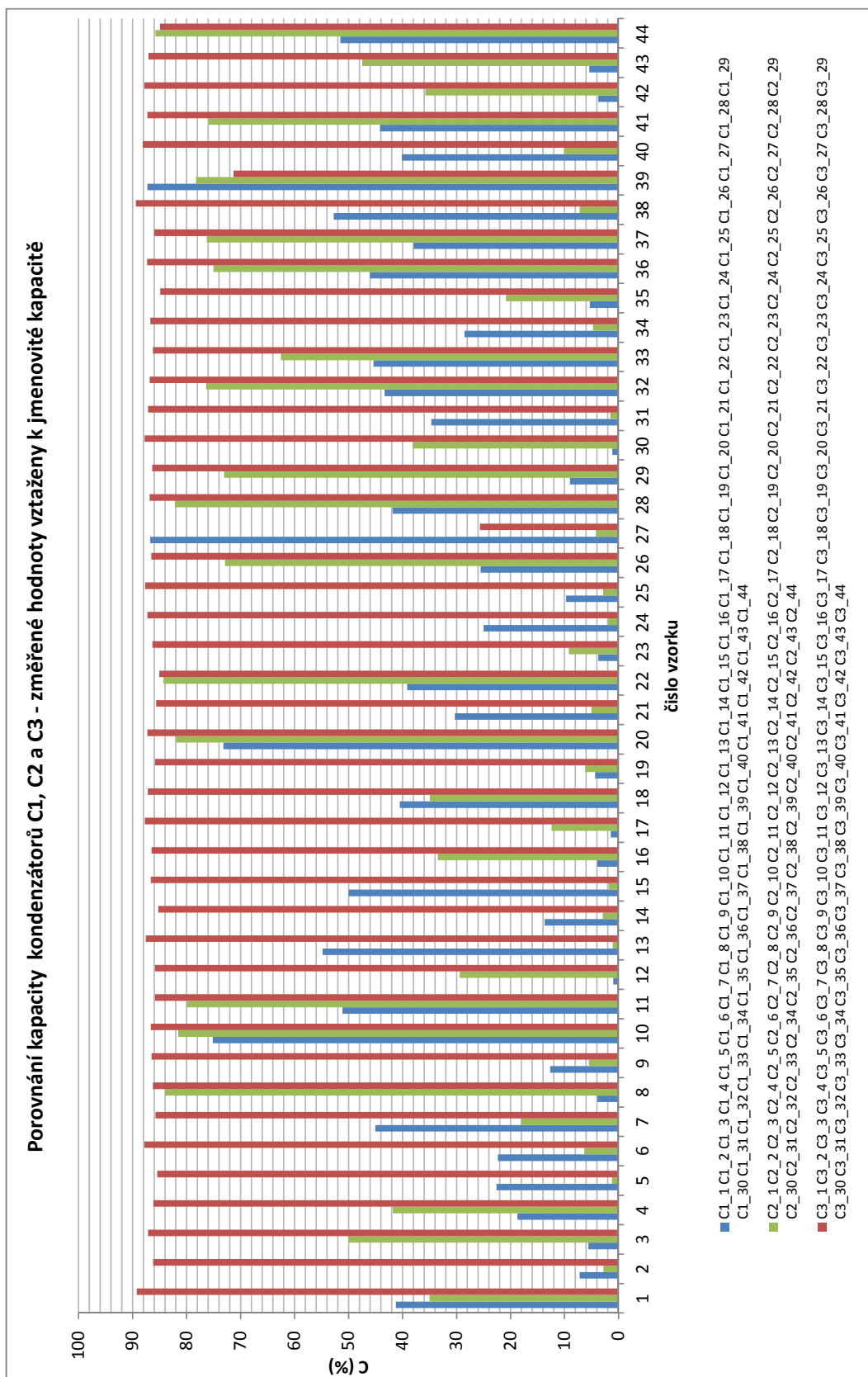
Obrázek 4.19: Zapojení vstupní části elektronického předřadníku



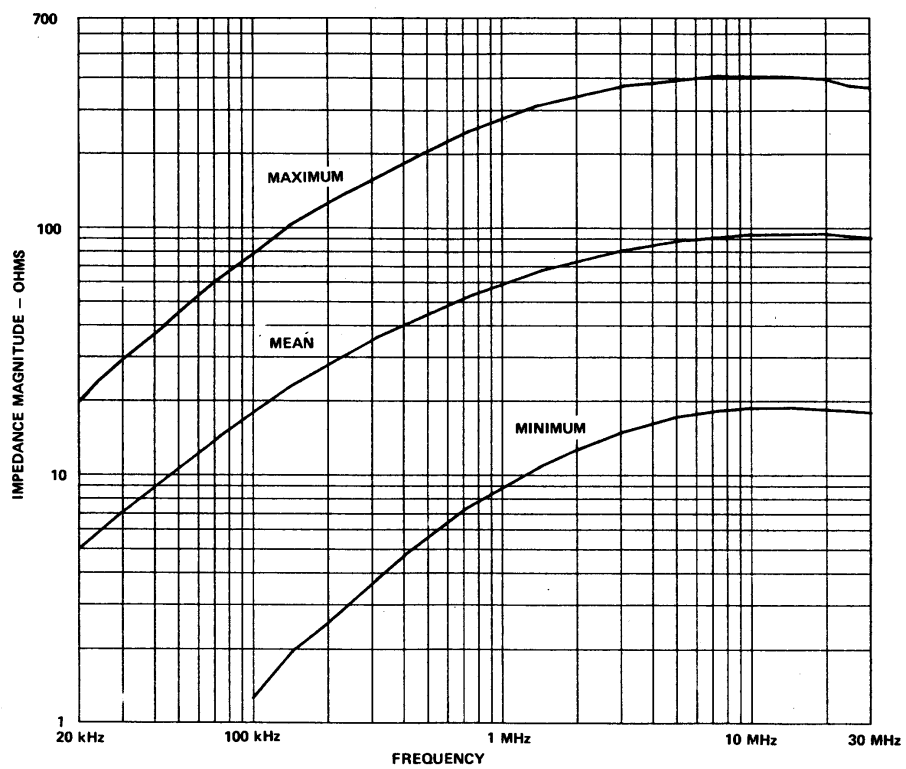
Obrázek 4.20: Degradace tenké kovové vrstvy



Obrázek 4.21: Sériový odpor kondenzátorů



Obrázek 4.22: Kapacita kondenzátorů C1, C2 a C3, hodnoty v grafu jsou vztaženy k jmenovité hodnotě kondenzátorů (C1, C3 330 nF, C2 220 nF)



Obrázek 4.23: Impedance rozvodné sítě, převzato z[63]

4.4 Stárnutí kondenzátorů při působení tepla a vlhka

Při stárnutí kondenzátorů bylo zjištěno, že se jen velmi obtížně lze vyhodnocovat změna odporu elektrod a kontaktování. Firma ZEZ Silko pro experimenty vyrobila speciální vzorky "nekondenzátorů" u kterých byla metalizovaná dielektrická folie kontaktována šopováním z obou stran. Takto vyrobený vzorek je v podstatě tenkovrstvý rezistor. Vyrobene vzorky měly odpor 4,37 mΩ (impedance byla měřena čtyř-svorkově měřícím přístrojem HP4284A, ve frekvenčním rozsahu 50 Hz až 10 KHz, aby se vyloučil vliv termoelektrického napětí, měření bylo ještě ověřeno přístrojem HP4263B). Svitek svým provedením odpovídá kondenzátoru s kapacitou 10 μF. Nezapouzdřené vzorky kondenzátorů (viz obrázek 1.6) s kapacitou 10 μF a nekondenzátorů byly umístěny do klimatické komory. Vzorky byly stárnuty při teplotě 50 °C a relativní vlhkosti 90 %. Vzorky byly v průběhu experimentu měřeny.

Dále byl zkoumán vliv přiloženého stejnosměrného napětí na rychlost degradace. Na kondenzátor bylo přiloženo napětí 30 V. V grafu na obrázku 4.27 je zobrazena změna reálné části impedance jako poměr změřená hodnota R_t ku výchozí hodnotě R_0 . V grafu na obrázku 4.28 je zobrazena kapacity jako poměr změřená hodnota C_t ku výchozí hodnotě C_0 . Z obou grafů je patrné, že degradace je urychlována přiloženým stejnosměrným napětím.

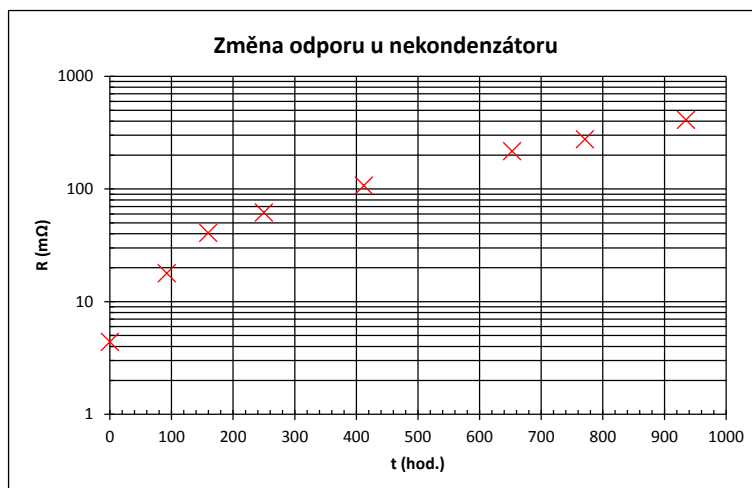
Na obrázku 4.24 je vynesena změna reálné části impedance u nekondenzátoru v průběhu stárnutí. Na obrázcích 4.25 a 4.26 je v grafech zaznamenána frekvenční závislost reálné části impedance u nekondenzátorů.

Růst reálné části impedance kondenzátoru predikuje korozi metalizované vrstvy, nebo poškození spojení mezi elektrodou a šopováním.

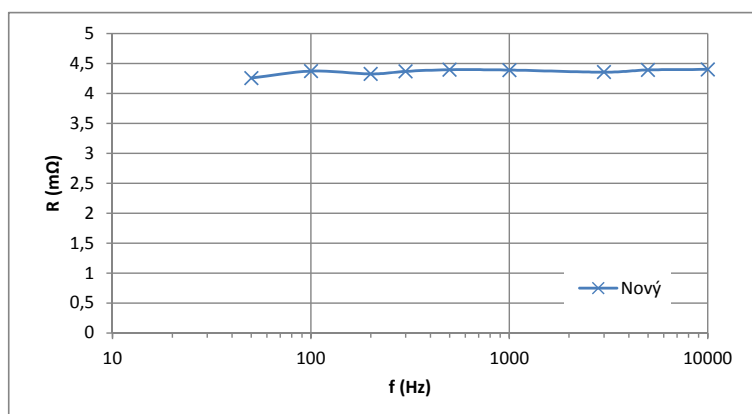
4.5 Měření parametrů kondenzátorů

4.5.1 Měření ztrátového činitele

Ztrátový činitel současně vyráběných kondenzátorů je velmi nízký a dostupnými měřicími přístroji jej nelze spolehlivě měřit. Obvyklá hodnota ztrátového činitele u horších kondenzátorů je v rozsahu frekvencí 50 Hz až 1 MHz na úrovni 10^{-3} , u kvalitních kondenzátorů se pohybuje na úrovni 10^{-4} . Měření ztrátového činitele pomocí RLC můstku HP8442a je možné jen pro malé kapacity, řádově do stovek nF, pro vyšší hodnoty kapacity je již měření zatíženo velkou nejistotou měření.



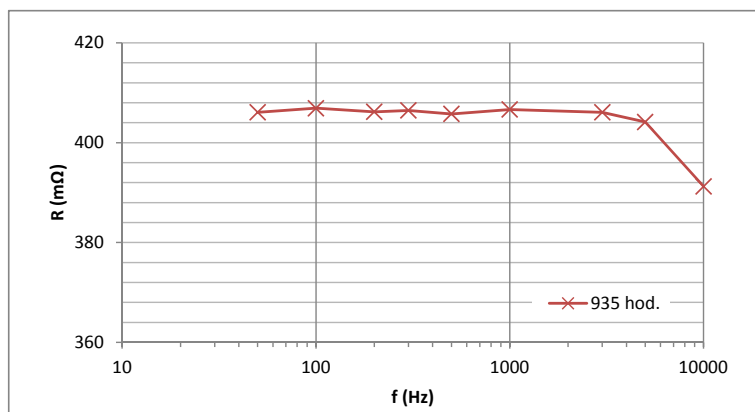
Obrázek 4.24: Stárnutí nekondenzátoru, reálná část impedance, měřeno na frekvenci 100 Hz



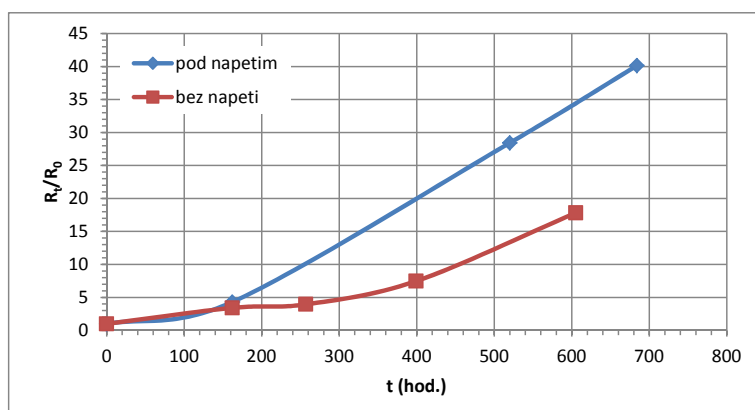
Obrázek 4.25: Frekvenční závislost reálné části impedance nekondenzátoru, výchozí měření

4.5.2 Měření parametrů kondenzátorů s využitím přechodného děje

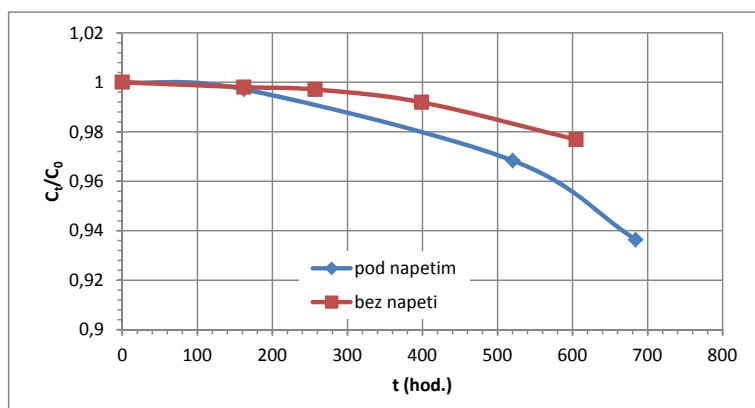
Přechodný děj je fyzikální děj v elektrickém obvodu, který probíhá mezi dvěma ustálenými stavy. Vznik tohoto děje je podmíněn změnou úrovně energie akumulované v akumulacích prvku obvodu. Obsahuje-li obvod pouze jeden akumulacní prvek-indukčnost nebo kapacitu, nastává přechodný děj 1. řádu. Obsahuje-li obvod akumulacní prvky oba, nastává přechodný děj 2. řádu.



Obrázek 4.26: Frekvenční závislost reálné části impedance nekondenzátoru po stárnutí



Obrázek 4.27: Změna reálné části impedance v závislosti na čase

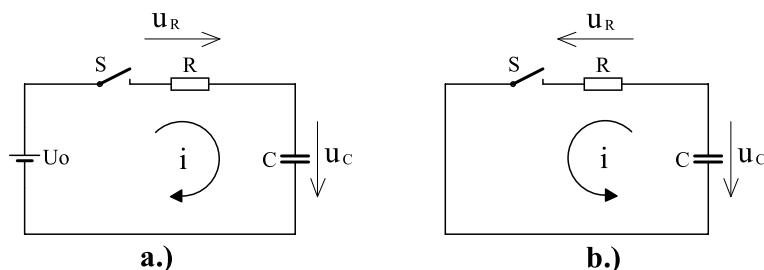


Obrázek 4.28: Změna kapacity v závislosti na čase

4.5.2.1 Přechodný děj prvního řádu

Tyto obvody obsahují jeden prvek schopný akumulovat energii.

Na obrázku číslo 4.29 jsou zobrazeny dva RC obvody. Obvod označený *a.*) popisuje proces nabíjení kondenzátoru (obsahuje zdroj energie) a obvod označený *b.*) popisuje vybíjení kondenzátoru.



Obrázek 4.29: Přechodný děj, nabíjení a vybíjení kondenzátoru

V grafu na obrázku číslo 4.30 a 4.31 jsou znázorněny průběhy napětí na kondenzátoru, kde $\tau = RC$ je časová konstanta obvodu. Přechodný děj se považuje za ustálený za dobu 5τ . Těchto jednoduchých obvodů je možné užít k měření kapacity (balistická metoda), nebo měření svodu. V případě měření svodu se uplatní obvod *b.*), kde rezistor v RC obvodu reprezentuje svod kondenzátoru. Po sepnutí spínače *S* začne na kondenzátoru růst napětí dle vztahu (4.20), kdy při čase $t = \tau$ dosáhne hodnoty $0,6321 U_0$ (počátečního napětí) viz vztah (4.26). Pak je možné při měření času, napětí a známém rezistoru R vypočítat kapacitu kondenzátoru ze změřené časové konstanty. Obdobně se chová obvod *b.*), kdy na začátku je kondenzátor nabit na napětí U_0 a v čase $t = 0$ dojde k sepnutí spínače *S* a kondenzátor je vybíjen přes rezistor R . Napětí na kondenzátoru klesá dle vztahu (4.25), kdy při dosažení času $t = \tau$ poklesne napětí na hodnotu $0,3678 U_0$ viz (4.26). Výše zmíněné postupy měření je možné použít k měření statických parametrů. Dále je popsáno odvození vzorců pro výpočet napětí a proudu při vybíjení a nabíjení kondenzátoru.

Obvod je možné popsat rovnicí:

$$u_R + u_C = U_0 \quad (4.15)$$

Při dosazení za $u_R = Ri$ a za $u_C = \frac{1}{C} \int i dt$ a zderivování rovnice dostaneme

$$Ri + \frac{1}{C} \int i dt = U_0 \quad (4.16)$$

$$RC \frac{di}{dt} + i = 0 \quad (4.17)$$

Řešením rovnice získáme rovnicí časového průběhu proudu

$$i = I_0 e^{\frac{-t}{\tau}} = \frac{U_0}{R} e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (4.18)$$

Napětí na rezistoru u_R vypočteme užitím Ohmova zákona a napětí na kondenzátoru získáme využitím druhého Kirchhoffova zákona

$$u_R = R i = R I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.19)$$

$$u_C = U_0 - u_R = U_0 (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (4.20)$$

V okamžiku, kdy je $t = \tau$, vzroste napětí na kondenzátoru na hodnotu

$$u_C = U_0 (1 - e^{-1}) = 0,6321 U_0 \quad (4.21)$$

Obdobně lze odvodit i rovnice popisující vybíjení kondenzátoru. Kde na počátku je kondenzátor nabit na napětí $u_C = U_0$.

$$u_R + u_C = 0 \quad (4.22)$$

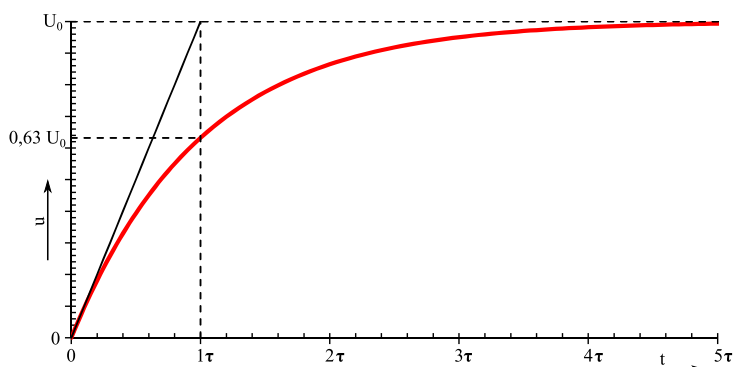
$$i = -I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = -\frac{U_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.23)$$

$$u_R = -R I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.24)$$

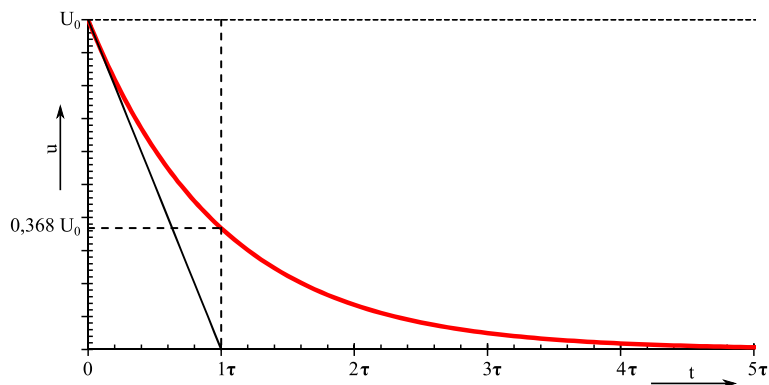
$$u_C = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.25)$$

V okamžiku, kdy je $t = \tau$, poklesne napětí na kondenzátoru na hodnotu

$$u_C = U_0 e^{-1} = 0,3678 U_0 \quad (4.26)$$



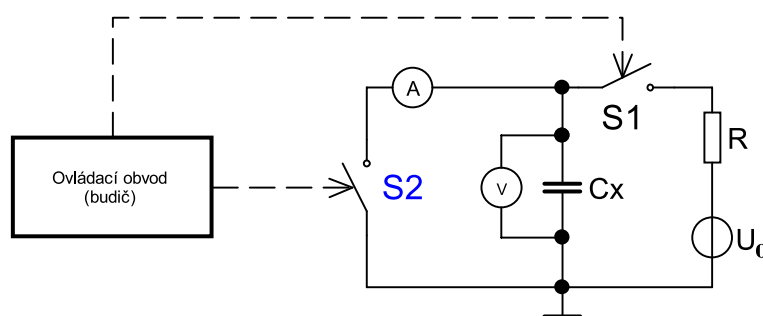
Obrázek 4.30: Přechodný děj, nabíjení kondenzátoru



Obrázek 4.31: Přechodný děj, vybíjení kondenzátoru

4.5.2.2 Přechodný děj druhého řádu

Vyhodnocujeme-li v obvodu kondenzátoru přechodný děj druhého řádu, tak se již uplatní i parazitní vlastnosti kondenzátoru (sériová indukčnost a sériový odpor, viz náhradní obvod 1.10). Schéma měřicího obvodu je znázorněno na obrázku 4.32. Princip funkce je následující: v první fázi je sepnut spínač S_1 a kondenzátor je nabíjen ze zdroje U_0 přes rezistor R , při nabití na požadovanou velikost napětí je spínač S_1 rozepnut a po krátké časové prodlevě je sepnut spínač S_2 . Tím dojde ke zkratování nabitého kondenzátoru C_x a vzniku přechodného děje druhého řádu. Je-li obvod málo tlumen, dojde ke vzniku tlumených kmitů. Obvod můžeme popsat diferenciální rovnicí.



Obrázek 4.32: Schema zapojení testovacího obvodu

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2a \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0 \quad (4.27)$$

Charakteristická rovnice má tvar:

$$m^2 + 2am + \omega_0^2 = 0 \quad (4.28)$$

Potom jsou kořeny charakteristické rovnice

$$m_1 = -a + \sqrt{a^2 - \omega_0^2} \quad (4.29)$$

$$m_2 = -a - \sqrt{a^2 - \omega_0^2} \quad (4.30)$$

Je-li $a = 0$ (obvod bez tlumení), tak se jedná o oscilátor. Dalším řešením je $a^2 > \omega_0^2$, pak se jedná o aperiodický děj. Třetí řešení je pro $a^2 < \omega_0^2$, to je pro $\frac{R^2}{4L^2} < \frac{1}{LC}$. Potom $\sqrt{a^2 - \omega_0^2}$ je imaginární číslo (komplexně sdružené kořeny):

$$m_1 = -a + j\omega \quad (4.31)$$

$$m_2 = -a - j\omega \quad (4.32)$$

Po integraci rovnice (4.27) dostaneme:

$$u = e^{-at} (M \cos(\omega t) + N \sin(\omega t)) \quad (4.33)$$

Pro $t = 0$ je napětí $u = U_0$ a tudíž

$$U_0 = e^{-0} (M \cos(0) + N \sin(0)) = M \quad (4.34)$$

v čase $t = 0$ (kdy je rozepnutý spínač S_2 viz obrázek 4.32) je rovněž proud $i = 0$ a proto

$$i = C \frac{du}{dt} = 0 = -a e^{-0} (M \cos(0) + N \sin(0)) + e^{-0} (-\omega M \sin(0) + \omega N \cos(0)) \quad (4.35)$$

$$0 = -M\omega + N\omega \quad (4.36)$$

$$N = \frac{M a}{\omega} = a \frac{U_0}{\omega} = \frac{R U_0}{2 L \omega} \quad (4.37)$$

Dosazením za konstanty M a N výše vypočtených výrazů do rovnice (4.33) získáme rovnici popisující průběh napětí po sepnutí spínače S_2

$$u = U_0 e^{-at} \left(\cos(\omega t) + \frac{a}{\omega} \sin(\omega t) \right) \quad (4.38)$$

kde a je činitel útlumu a ω je kruhová frekvence

$$a = \frac{R}{2L} \quad (4.39)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (4.40)$$

Po sepnutí spínače S_2 se začne kondenzátor vybíjet. Průběh proudu je možné popsat diferenciální rovnicí:

$$i = -C \frac{du}{dt} = -C U_0 \left(\frac{a^2}{\omega} + \omega \right) e^{(-at)} \sin(\omega t) \quad (4.41)$$

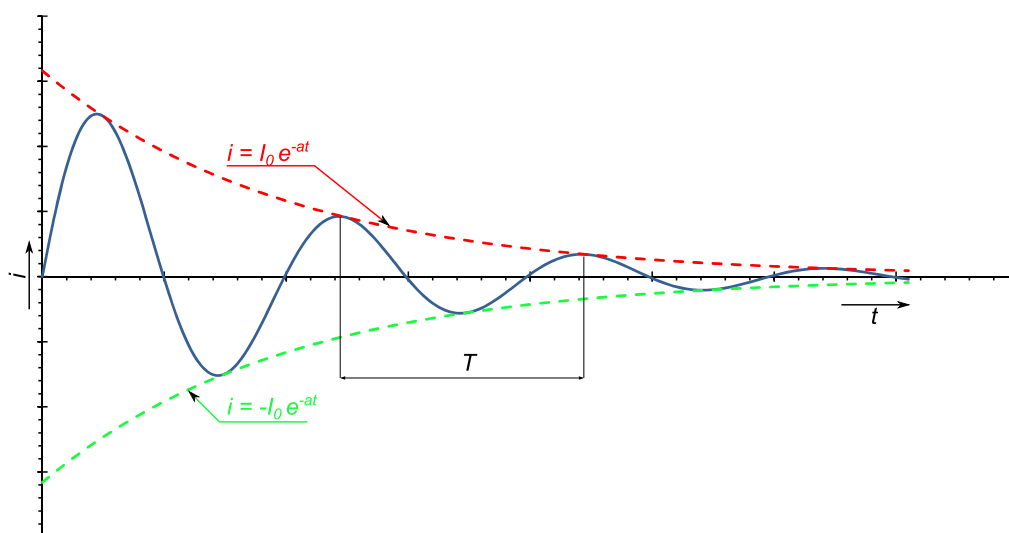
Dosazením výrazů odvozených pro útlum (4.39) a kruhovou frekvenci (4.40) do výrazu a jeho úpravou

$$\frac{a^2}{\omega} + \omega = \frac{1}{\omega} (a^2 + \omega^2) = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \left(\frac{R^2}{4L^2} + \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} \right) = \frac{1}{\omega LC} \quad (4.42)$$

získáme výslednou rovnici popisující průběh proudu

$$i = -\frac{1}{\omega L} U_0 e^{(-at)} \sin(\omega t) \quad (4.43)$$

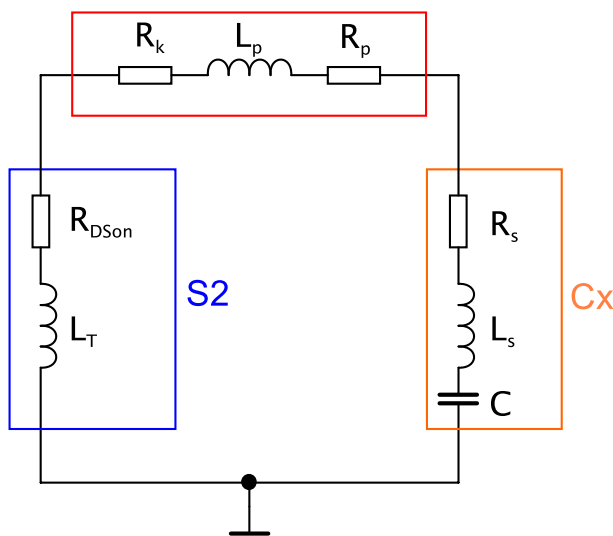
Z odvozených rovnic pro průběh napětí (4.38) a proudu (4.43) je patrné, že v tlumeném oscilačním obvodu mají napětí a proud sinusový průběh, kde jejich amplitudy U_o a I_o jsou tlumeny, až na nulovou hodnotu vlivem činitele $e^{(-at)} = e^{-\frac{R}{2L} t}$.



Obrázek 4.33: Přechodný děj druhého řádu

Užitím výše odvozených rovnic je možné ze změřeného průběhu proudu vypočítat sériovou indukčnost a odpor, pokud by navíc v obvodu nebyly další parazitní indukčnosti a odpory viz náhradní obvod na obrázku 4.34. Parazitní kapacity se vzhledem k velikosti měřené kapacity dají zanedbat. Tyto parazitní vlivy jsou zapříčiněny odporem R_P a indukčností L_P propojovacích přívodů mezi měřeným kondenzátorem a spínacím tranzistorem. Dále se uplatní přechodový odpor R_K u svorek kondenzátoru, který bude závislý na momentu, jakým byly dotaženy šrouby. Posledním prvkem ovlivňujícím měření je spínací tranzistor (spínač S_2), u kterého se uplatní indukčnost přívodů L_T . Typické hodnoty udávané výrobcem v katalogových listech jsou pro L_T 10 až 20 nH a odpor v sepnutém stavu R_{DSon} v řádu jednotek mΩ. V případě odporu v sepnutém stavu bude ještě záležet

na teplotě polovodičového přechodu, proto tento parazitní odpor nepůjde odstranit jednoduchou korekcí. Odpor R_P a R_K je možné změřit mili-ohmmetrem a provést tak korekci.



Obrázek 4.34: Náhradní obvod

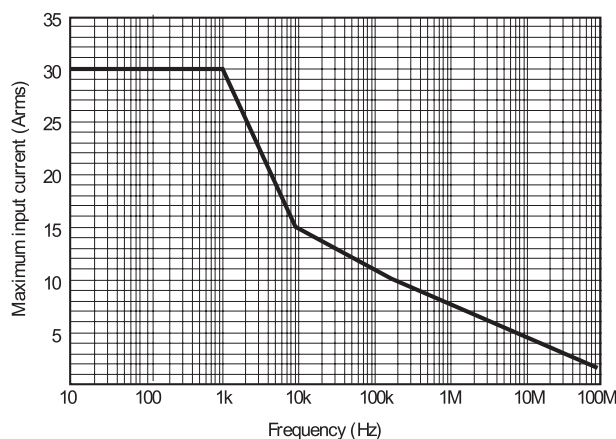
Nabitý kondenzátor je při sepnutí spínače vybíjen maximální možnou rychlostí a podle rozboru stanovených závislosti napětí a proudu na svorkách kondenzátoru jsou aproximovány parametry prvků náhradního obvodu reálného kondenzátoru, který je znázorněn na obrázku 1.10.

Pro dosažení využitelné přesnosti aproximace parametrů je nutno, aby přechodný děj byl rozhodujícím způsobem určen parametry náhradního obvodu kondenzátoru C, L, R . To znamená, že parazitní sériový odpor R_s a sériová indukčnost L_s spínače nemohou být výrazně větší než hledané parametry prvků náhradního obvodu kondenzátoru, děj sepnutí spínače musí být zanedbatelně krátký ve srovnání s časovou konstantou měřicího obvodu a spínač musí být lineární.

Pro testování výkonových svitkových bezindukčních kondenzátorů s kapacitou 1 až $1000 \mu\text{F}$, u kterých není uvažována možná nelinearita dielektrika, je třeba dosáhnout maximální hodnotu odporu spínače v sepnutém stavu přibližně $10 \text{ m}\Omega$, maximální hodnotu indukčnosti spínače přibližně 10 nH , maximální proud spínaný spínačem bude několik kA , doba sepnutí spínače pro menší proudy nesmí výrazně převyšovat 10 ns a spínač musí být lineární. Spínač musí být lineární a musí umožňovat v sepnutém stavu průchod proudu oběma směry během přechodného děje ve tvaru tlumeného zákmitu. Reálný spínač je principiálně řešen paralelní skupinou několika tranzistorů. Toto řešení je výhodnější než použití jednoho spínacího prvku velmi vysokého výkonu, zejména vzhledem k možnosti dosažení minimální hodnoty indukčnosti a odporu v sepnutém stavu spínače. Výhodná je

i možnost použití samostatných budicích obvodů pro jednotlivé tranzistory, která vede ke zrychlení funkce spínače.

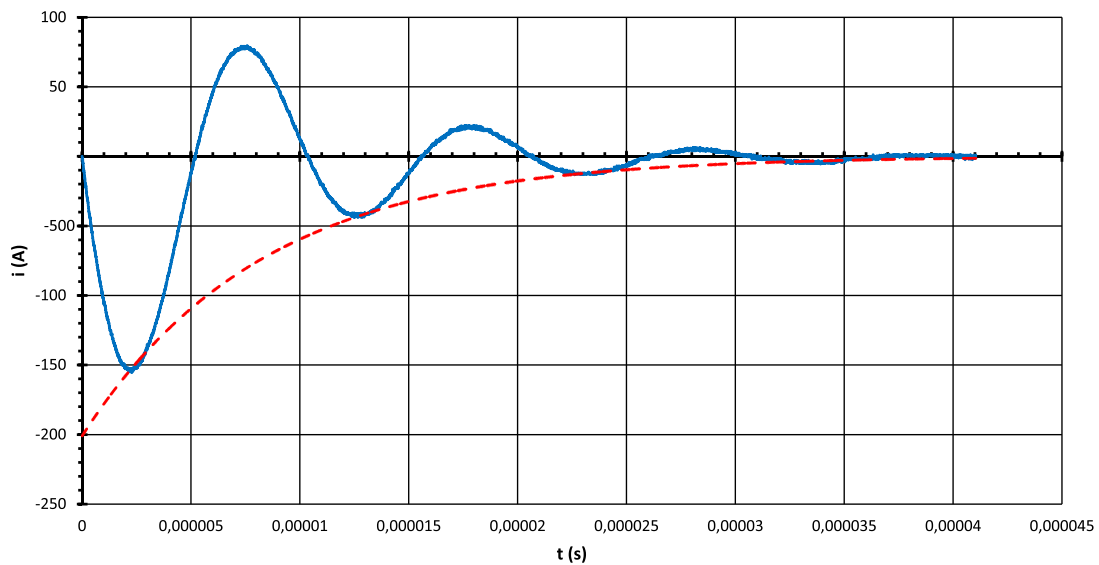
4.5.2.2.1 Realizovaný měřicí obvod varianta 1. Problém přináší i měření proudu. Vzhledem k jeho velikosti v řádu stovek ampér a době trvání přechodného děje okolo $20 \mu s$, není možné použít běžně prodávané proudové sondy. Sondy s měřicím rozsahem proudu v řádu stovek ampér ("proudové kleště") mají většinou velmi omezené frekvenční pásmo, kde měří se zaručenou přesností. Proto byl pro měření proudu použit proudový transformátor s železo-prachovým jádrem. Sekundární vinutí je u širokopásmového transformátoru zatíženo velmi malou impedancí. Transformovaný proud na sekundárním vinutí je snímán proudovou sondou Agilent 2782A. Výrobce udává štítkové parametry sondy $30 A_{pp}$ a šířku pásma 50 MHz. Bohužel plného měřicího rozsahu $30 A_{pp}$ je možné využít jen ve velmi omezeném frekvenčním pásmu viz charakteristika na obrázku 4.35 a to do 1 kHz, pak již velmi strmě klesá maximální měřitelná úroveň proudu v závislosti na frekvenci. Dojde-li k překročení maximální velikosti proudu pro danou frekvenci pak se to projeví výrazným zkreslením naměřeného průběhu proudu. U transformátoru byl zvolen převodní poměr 1:40.



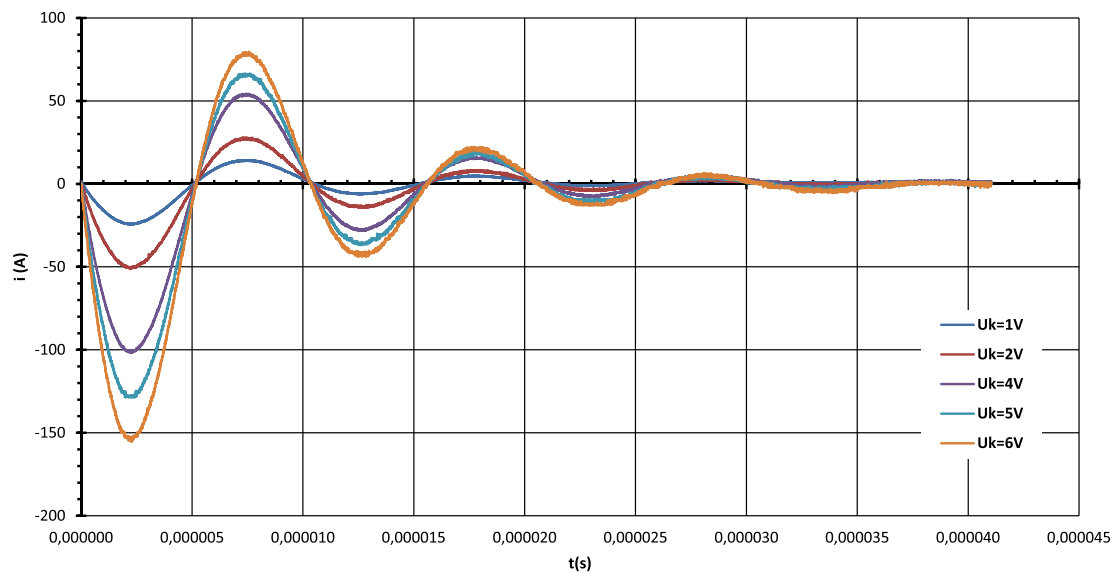
Obrázek 4.35: Frekvenční charakteristika proudové sondy Agilent 2782A, převzato z [68]

Změřené průběhy proudu testovaného kondenzátoru s kapacitou $56 \mu F$ jsou zobrazeny v grafech na obrázcích 4.36 a 4.37. Ze změřeného průběhu byly odečteny následující hodnoty pro výpočet: $U_0 = 5,85 V$; $I_0 = 203,16 A$; $\omega = 621236,435 rad s^{-1}$; $a = 121530$. Při použití vzorců odvozených pro přechodný děj druhého řádu byly vypočteny následující parametry: sériový odpor $R_S = 11 m\Omega$ a indukčnost $L_S = 45 nH$. Tyto hodnoty jsou včetně parazitních prvků měřicího obvodu. Při jejich znalosti je pak možné provést korekci a získat jen parazitní hodnoty pro náhradní obvod měřeného kondenzátoru. Z grafů je

patrné, že i při malém počátečním napětí je kondenzátor schopen dodat velmi vysoký proud.

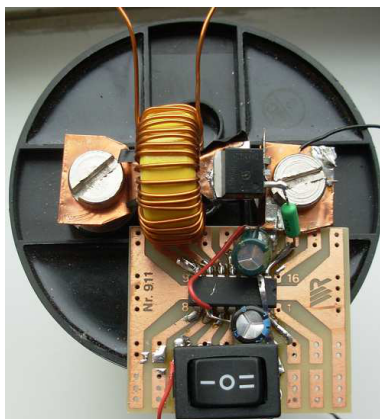


Obrázek 4.36: Změřený přechodný děj, průběh proudu



Obrázek 4.37: Závislost maximální hodnoty proudu na velikosti napájecího napětí

4.5.2.2.2 Realizovaný měřicí obvod varianta 2. Druhá varianta měřicího obvodu byla upravena tak, aby se co nejvíce snížila parazitní indukčnost a odpory spojů. Dále

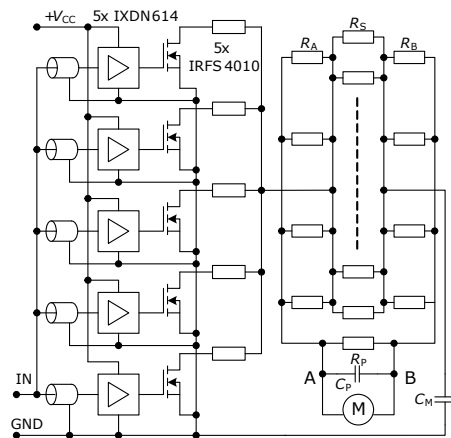


Obrázek 4.38: Měřicí obvod nainstalovaný na testovaném kondenzátoru

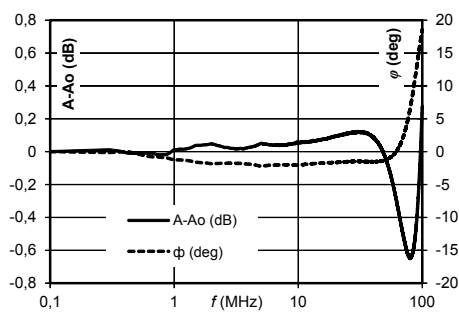
byl kladen velký důraz na měření proudu a opakovatelnost. Proto byl pro obvod vyroben speciální plošný spoj s měděnou folií o síle $450 \mu\text{m}$. Místo jednoho tranzistoru typu MOSFET bylo použito pět tranzistorů (IRFS4010) zapojených paralelně viz schéma zapojení na obrázku 4.39. Každý tranzistor má zařazen v obvodu drainu rezistor, aby došlo k rovnoměrnému rozložení proudů mezi všechny tranzistory. Paralelním řazením tranzistorů bylo dosaženo nižšího odporu v sepnutém stavu a zároveň došlo ke zmenšení indukčnosti. Každý tranzistor má separátní výkonový budič (IXDN614).

Pro zvýšení opakovatelnosti byl nahrazen proudový transformátor speciálním bočníkem. Bočník (ve schématu označen R_S) je tvořen sty paralelně zapojenými rezistory s odporem 1Ω . Jedná se o rezistory pro povrchovou montáž v pouzdru 1206. Výsledný odpor bočníku je $10 \text{ m}\Omega$. Z hlediska závislosti impedance na frekvenci jsou na tom lépe rezistory s větším odporem než rezistory s malým odporem. U rezistorů s malým odporem převažuje indukční charakter impedance, u rezistorů s vysokou hodnotou odporu převažuje kapacitní charakter impedance (rezistor s odporem $1 \text{ m}\Omega$ má mezní frekvenci $0,2 \text{ MHz}$ $|Z| = 1,41 \Omega$, rezistor s odporem 1Ω má frekvenci zlomu na frekvenci 200 MHz). Závislost přenosu a fáze bočníku na frekvenci je zobrazena v grafu na obrázku 4.40. K bočníku jsou připojeny rezistory R_A a R_B , které slouží k impedančnímu přizpůsobení připojeného koaxiálního kabelu s charakteristickou impedancí 50Ω .

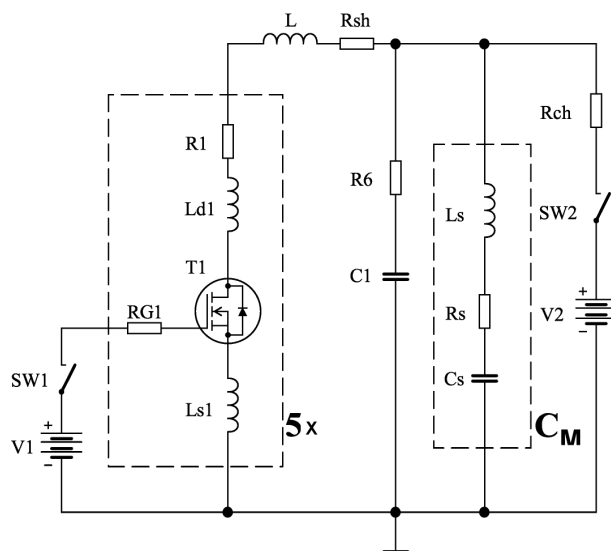
Obvod byl simulován v programu PSpice. Náhradní obvod pro simulaci je na obrázku 4.41. Výsledky simulace a měření jsou zobrazeny v grafu na obrázku 4.42, měřeno se svitkovým kondenzátorem s kapacitou $125 \mu\text{F}$. Z průběhů byly spočítány prvky náhradního obvodu kondenzátoru. Výsledky byly publikovány v článku [50].



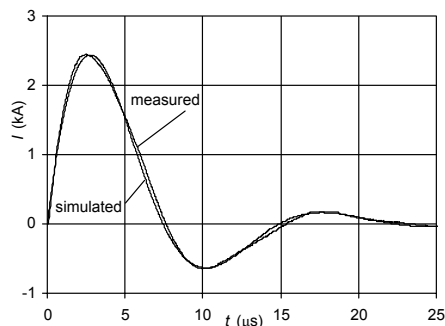
Obrázek 4.39: Schéma zapojení spínače



Obrázek 4.40: Frekvenční a fázová charakteristika bočnicku



Obrázek 4.41: Obvod pro simulaci spínače



Obrázek 4.42: Změřený a simulovaný průběh proudu

4.5.3 Měření svodu

Svodový proud kondenzátoru je dán konstrukčním provedením kondenzátoru a hlavně volbou použitých izolačních a dielektrických materiálů. Velikost svodu může dále souviset se stárnutím použitých materiálů (jejich degradace vlivem teploty a provozního zatížení) a s mírou znečištění povrchu kondenzátoru. Jedna z metod, jak měřit svod kondenzátoru, spočívá ve využití přechodného děje viz 4.5.2, kdy na počátku měření je kondenzátor nabit na počáteční hodnotu napětí a dále se měří pokles svorkového napětí v čase. K tomuto typu měření je zapotřebí speciální voltmetr s velmi vysokým vstupním odporem. Tento požadavek splňuje elektrostatický voltmetr. Tato metoda měření svodu je však zatížena chybou, která je způsobena vlivem připojení elektrostatického voltmetru, kdy dojde k nabití elektrostatického měřicího ústrojí přístroje (kondenzátoru) a odčerpaný náboj z měřeného kondenzátoru pak způsobí pokles napětí. Vlastní kapacita přístroje u typu s měřicím rozsahem 300 V je kolem 30 pF, kapacita však není konstantní a mění se s výhylkou ručky. Tato chyba se dá zanedbat u kondenzátorů s kapacitou v řádu desítek mikrofardů.

Byl proveden experiment, kdy byly tři kondenzátory nabity na 300 V a v průběhu 10 měsíců se postupně odcítal údaj o změně napětí na jednotlivých kondenzátorech. Naměřené hodnoty jsou zaznamenány v tabulce 4.2. Ze změřených hodnot vyplývá, že kondenzátory mají velmi malý svod. Pro kondenzátor C_6 s kapacitou 56 μF vychází časová konstanta $\tau = RC$ více jak 10 měsíců (při vybíjení kondenzátoru vlivem svodu poklesne napětí na jeho svorkách na hodnotu 36,78 % počátečního napětí viz 4.26). Této časové konstantě $\tau = 22,92 \cdot 10^6 \text{ s}$ by odpovídal svodový odpor $R = 462 \text{ G}\Omega$. Experiment probíhal při teplotě $(20 \pm 5^\circ\text{C})$ v laboratoři. Výsledek měření může být ovlivněn několika faktory: kolísající vlhkost a teplota v laboratoři, usazováním prachových částic na povrchu kondenzátorů (mohou zvýšit vodivost izolačního materiálů na povrchu) a přítomností iontů

Tabulka 4.2: Svod kondenzátorů

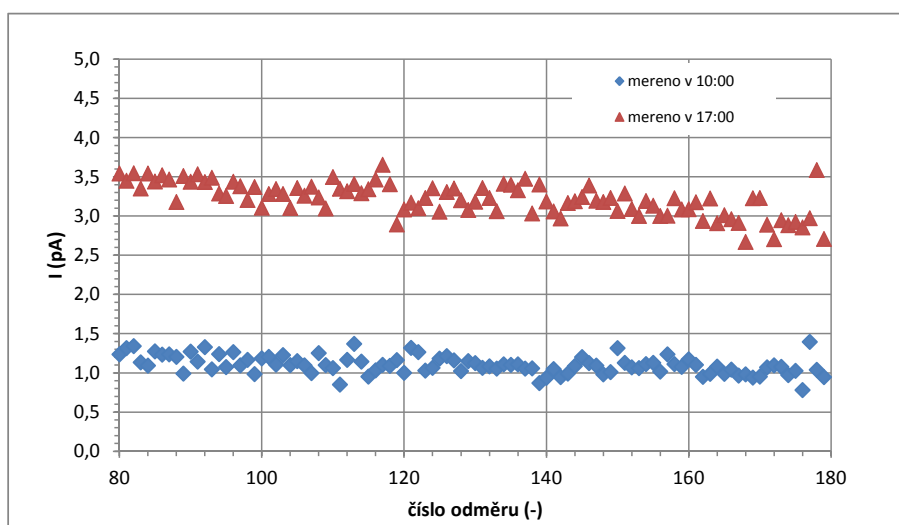
datum	čas	$U_{C5(500\mu F)}(V)$	$U_{C6(56\mu F)}(V)$	$U_{C7(56\mu F)}(V)$
27.2.2014	15:58	300	300	300
28.2.2014	13:36	299	299	299
3.3.2014	14:23	295	297	296
5.3.2014	13:35	294	296	295
7.3.2014	15:03	293	295	295
11.3.2014	13:15	293	295	295
1.12.2014	14:00	200	123	90
22.12.2014	18:44	195	118	89

ve vzduchu. Původně nebylo zamýšleno, že bude tento experiment probíhat po tak dlouhou dobu, protože bylo předpokládáno, že svod bude mnohem větší, než ukázaly naměřené hodnoty. Pro přesnější měření by bylo lepší, kdyby experiment probíhal v prostředí s přesně definovanými podmínkami (ve vakuu nebo v inertní atmosféře za konstantní teploty).

Dle konstrukčního katalogu [58] by podle teplotní závislosti svodu měla jít indikovat degradační procesy uvnitř konstrukce kondenzátoru. Svod s kladným teplotním koeficientem by měl indikovat budoucí "kovový" původ zkratu (migrace). Negativní teplotní koeficient (ohmicky vyšší svod) souvisí s iontovými procesy.

K měření svodového proudu byl použit elektrometr Keithley 617a a přípravek pro měření velkých odporů (Model 8002A High Resistance Test Fixture). Součástí elektrometru je zdroj s maximálním výstupním stejnosměrným napětím 100 V. Při prvních měřeních svodového proudu kondenzátoru se měnila polarita měřeného proudu. Byly hledány příčiny tohoto chování. Jako zdroj poruchy, kdy se měnila polarita měřeného proudu se ukázal vnitřní napájecí zdroj v měřicím přístroji, který neměl dostatečnou stabilitu výstupního napětí a jeho šum. Úroveň měřeného svodového proudu se pohybovala v řádu jednotek piko ampér. Zdroj v elektrometru byl nahrazen baterií, která byla složena ze sériového spojení 30 ks baterií s výstupním napětím 4,5 V. Napětí na sériově spojených bateriích bylo 141 V. Následoval další pokus o změření svodového proudu kondenzátoru. Zde se objevil další problém. Když se měřený kondenzátor přes rezistor nabil z baterie, tak došlo k "zatížení" baterie. To se projevilo postupným růstem svodového proudu měřeného kondenzátoru, protože se baterie "zotavovala", rostlo na ni napětí po té co zní

byl odebrán na začátku "velký" proud. Podobné problémy byly řešeny v metrologických laboratořích, kde byl v dřívějších dobách jako normál napětí používán Westonův článek. Článek nesměl být při měření nadměrně zatěžován, jinak hrozilo jeho poškození. Problém byl vyřešen tak, že nejprve byl měřený kondenzátor nabit z napájecího zdroje na napětí, které se blížilo napětí baterie (141 V). Potom byla připojena baterie ke kondenzátoru v sérii s rezistorem 10 k Ω a piko ampérmetrem, jehož svorky byly zkratovány. Po 10 minutách byla zkratovací propojka odstraněna a začal se měřit proud. Jako další problém se ukázalo rušení, proto bylo použito dvojité stínění. Měření svodu u kondenzátoru s kapacitou 100 nF trvalo tři hodiny, než došlo k ustálení hodnoty měřeného svodového proudu. V místnosti, kde probíhalo měření musela být konstantní teplota. Měření bylo velmi citlivé na změny teploty, bylo poznat, že se otevřeli dveře do místnosti. Změřené hodnoty svodového proudu jsou v grafu na obrázku 4.43, měřeno v květnu, v průběhu dne se měnila teplota v místnosti. Vzhledem k časové náročnosti měření a nutnosti měření kondenzátory nabíjet z externího zdroje a dále možnosti poškození piko ampérmetru bylo od měření svodu upuštěno.



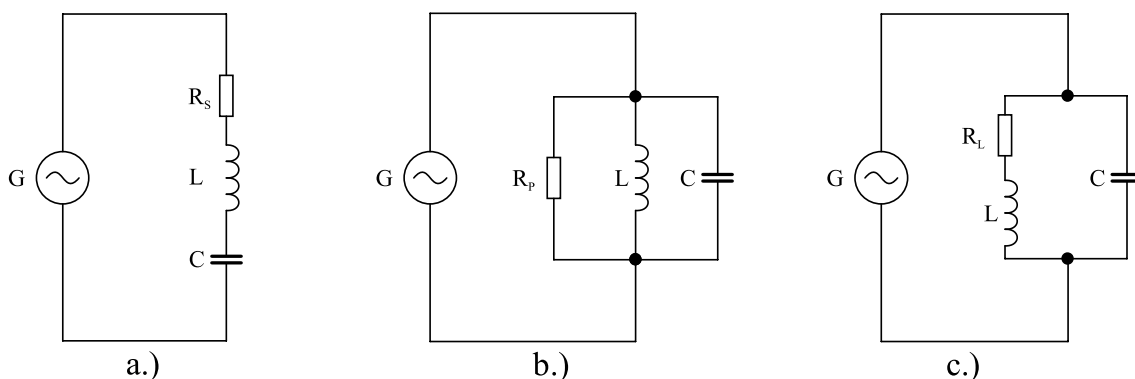
Obrázek 4.43: Měření svodového proudu u kondenzátoru třídy X2 s kapacitou 100 nF

4.5.4 Rezonance

Při jistých hodnotách ω , R, L, C se dvojpól chová jako pouhý odpor, kde napětí na jeho svorkách je ve fázi s proudem a ze zdroje je odebírán pouze činný výkon. Nastane-li tato situace, pak je obvod v rezonanci. U některých jednodušších rezonančních obvodů nabývá při rezonanci napětí nebo proud na svorkách dvojpólu své extrémní hodnoty, u sériového

rezonančního obvodu dosahuje při rezonanci proud I svého maxima (obvod má minimální impedanci při rezonanci). U paralelního rezonančního obvodu dosahuje proud I své minimální hodnoty (obvod má maximální impedanci při rezonanci). Z rozboru energetických poměrů v obvodech plyne, že při rezonanci dochází ke střídavé výměně energie, která je soustředěná v kondenzátoru (tj. energií elektrického pole) s energií induktoru (tj. energie magnetického pole) a naopak. Jalová energie se přelévá mezi kondenzátorem a cívkou, přičemž součet těchto energií v závislosti na čase je konstantní. Zdroj tedy nedodává do rezonančního obvodu jalový výkon, ale pouze činný výkon, který se přeměňuje v odporech dvojpólu (parazitní odpory) na teplo. Rezonanční obvody můžeme charakterizovat činitelem jakosti definovaným dle vztahu (4.44). Kde ω_r je úhlový rezonanční kmitočet, W_{ω_r} je jalová energie rezonančního obvodu a P_{ω_r} je činný výkon dodávaný zdrojem při rezonanci.

$$Q_0 = \frac{W_{\omega_r}}{P_{\omega_r}} \quad (4.44)$$



Obrázek 4.44: Rezonanční obvody; a.) sériový, b.) paralelní, C.) paralelní se ztrátovým odporem v indukční větvi

4.5.4.1 Sériový rezonanční obvod RLC

Zapojení sériového rezonančního obvodu je znázorněno na obrázku 4.44. Komplexní impedanci pasivního sériového dvojpólu, který je tvořen sériovým spojením prvků R, L, C můžeme popsat vztahem (4.45):

$$\hat{Z} = R + jX_L + jX_C = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (4.45)$$

Při rezonanci je na svorkách obvodu napětí a proud ve fázi a proto platí:

$$\text{Im}[\mathbf{Z}] = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad (4.46)$$

Z této podmínky (4.46) je možné odvodit Thomsonův vztah pro výpočet úhlového rezonančního kmitočtu ω_r . Obdobně lze odvodit i vztah z rezonanční podmínky pro paralelní rezonanční obvod.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.47)$$

Pro rezonanční kmitočet pak platí vztah

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (4.48)$$

Impedance obvodu v rezonanci je rovna $Z_{\omega_r} = R$, jde o minimum Z_{ω_r} . Pro sériový rezonanční obvod můžeme definovat činitel jakosti Q_0 vztahem (4.49) jako poměr napětí v rezonanci na cívce (nebo kondenzátoru) ku napětí rezonančnímu na svorkách obvodu. Napětí na cívce (kondenzátoru) je pak Q_0 -krát větší než svorkové napětí napájecího zdroje.

$$Q_0 = \frac{U_{L\omega_r}}{U_r} = \frac{U_{C\omega_r}}{U_r} = \frac{W_{\omega_r} L}{R} = \frac{1}{\omega_r RC} \quad (4.49)$$

4.5.4.2 Paralelní rezonanční obvod RLC

Zapojení paralelního rezonančního obvodu je zobrazeno na obrázku 4.44 b.) a c.). Pro obvod b.) odporem R_P je možné popsat admitanci obvodu vztahem:

$$\hat{Y} = \frac{1}{R_P} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (4.50)$$

Rezananční impedance je rovna $Z_0 = R_P$. V rezonanci pak prochází obvodem proud $\hat{I} = \frac{\hat{U}}{R_P}$ a zároveň protéká cirkulační proud mezi induktorem a kondenzátorem o velikosti:

$$\hat{I}_L = \frac{\hat{U}}{\omega_0 L} = \frac{R_P \hat{I}}{\omega_0 L} = Q \hat{I} \quad (4.51)$$

$$\hat{I}_C = \omega_0 \hat{U} C = \omega_0 R_P \hat{I} C = Q \hat{I} \quad (4.52)$$

Proudy \hat{I}_L a \hat{I}_C mají v každém okamžiku navzájem opačné směry. Cirkulují mezi induktorem a kondenzátorem a během periody oscilací vyměňují energii elektrického pole a pole magnetického. Velikost amplitudy proudu tekoucího paralelním rezonančním obvodem je Q krát větší než amplituda budicího proudu.

4.5.4.3 Využití rezonance k testování kondenzátorů

Komplikovanější situace je při ověřování maximálních přípustných hodnot zatížení kondenzátoru, například přiloženým střídavým napětím, nebo procházejícím proudem při definovaných frekvencích a teplotách. V tomto případě se provádí testování v individuálně

sestavených zkušebních obvodech, které jsou konstruovány tak, aby se obvodové parametry při provozu zkušebního obvodu s minimální odchylkou blížily definovaným parametrům testu.

Zkušební zařízení proto musí být konstruované jako výkonové elektrické zařízení a to s ohledem na elektrické namáhání všech použitých prvků a dostatečný odvod ztrátového výkonu v podobě tepla. Zároveň jsou kladeny velmi velké výkonové nároky na zdroj testovacího signálu. V ideálním případě by se jednalo o činný výkon ztracený na všech částech zkušebního obvodu a testovaného kondenzátoru. V obecném případě je však odebrán i jalový výkon, který je přibližně roven reaktančnímu výkonu kondenzátoru a může být i o tři řády vyšší než výkon činný. Z hlediska zdroje signálu pro zkušební obvod při zdánlivém výkonu větším než několik VA je tato situace přípustná jen tehdy, je-li zkušební obvod napájen střídavým napětím s frekvencí rozvodné sítě přímo z rozvodné sítě a jalový výkon je buď odebrán a nebo kompenzován.

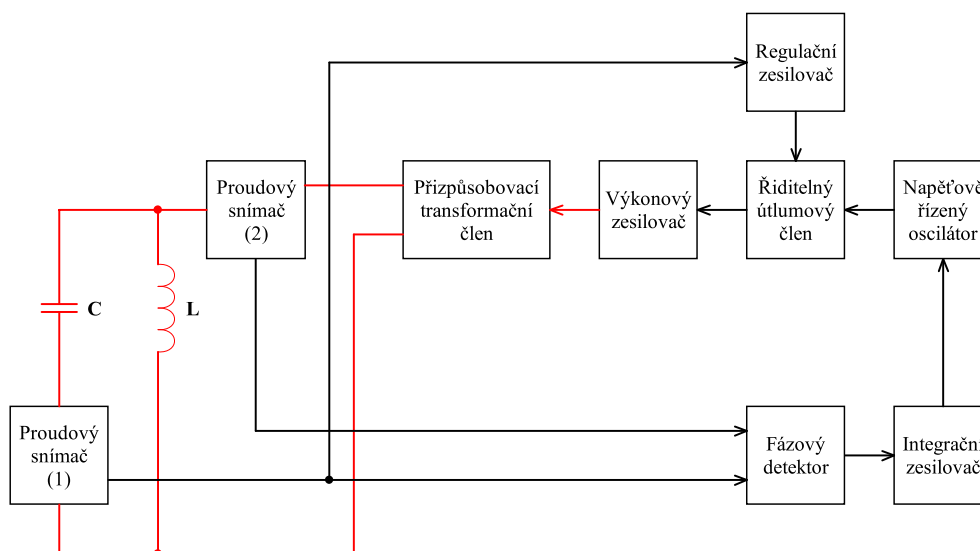
Mnohem složitější situace nastane při požadavku na zkušební výkon větší než stovky VA s nízkým účinníkem a na jiných frekvencích než je frekvence rozvodné sítě. V tomto případě je zdroj testovacího signálu realizován lineárním výkonovým zesilovačem. Zesilovač je v tomto případě přetěžován odebíraným jalovým výkonem. Pokud proud a napětí v reaktanční zátěži odpovídá předpokládanému proudu a napětí ve jmenovité činné zátěži, ztrátový výkon v zesilovači pak dosahuje 130 až 150 procent odebíraného jalového výkonu. Proto je nutné dimenzovat zesilovač na 2,5 násobný výkon než je výkon jalový, nemá-li být zesilovač jalovým výkonem poškozen. Při dlouhodobém testování je to pak velmi nevýhodné z hlediska spotřebované energie.

Výše popsané problémy se dají odstranit stavem, kdy je obvod uveden do rezonance. V rezonanci obvod jako celek neodebírá ze zdroje jalovou energii, ale jen činný výkon. I to bohužel nestačí, protože vlivem zahřívání obvodu se mění jeho parametry a tím se mění jeho rezonanční kmitočet. Proto je potřeba neustále doladovat frekvenci tak, aby byl obvod v rezonanci. Pro dlouhodobé testování je pak potřeba ještě stabilizovat hodnotu testovacího proudu. Tento problém odstraňuje speciální obvod navržený tak, aby udržoval stav rezonance. Navržené zařízení je vyrobeno ve dvou variantách pro testování výkonových kondenzátorů s velkou a malou kapacitou. V obou případech je jako zdroj použit výkonový zesilovač, který pro svou správnou funkci vyžaduje optimální zatěžovací impedanci.

Pro testování kondenzátorů s velkou kapacitou je proto nutné, aby reaktance na testovacím kmitočtu nebyla menší než optimální zatěžovací impedance výkonového zesilovače. Proto byl do testovacího obvodu přidán induktor s velmi malými ztrátami, jehož ztrátový činitel je srovnatelný se ztrátovým činitelem testovaného výkonového kondenzátoru, nebo

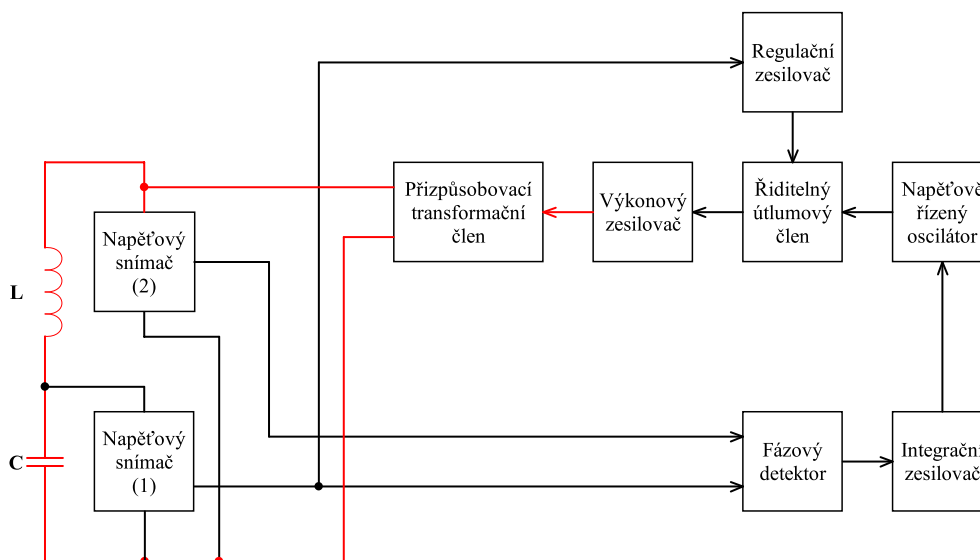
menší, výsledné zapojení tak tvoří paralelní rezonanční obvod. Indukčnost induktoru je volena tak, aby na zkušebním kmitočtu byla reaktance induktoru srovnatelná s reaktancí testovaného výkonového kondenzátoru. Na obrázku 4.45 je znázorněno blokové schéma obvodu.

Druhá varianta obvodu je optimalizovaná pro výkonové kondenzátory s menší kapacitou, jejíž reaktance je na testovacím kmitočtu větší než optimální zatěžovací impedance výkonového zesilovače. V tomto obvodu je ke kondenzátoru do série připojen induktor (jeho ztrátový činitel je srovnatelný se ztrátovým činitelem kondenzátoru), výsledný obvod pak tvoří sériový rezonanční obvod. Velikost indukčnosti induktoru je volena tak, aby na zkušebním kmitočtu měla stejnou reaktanci jako testovaný výkonový kondenzátor. Na obrázku 4.46 je znázorněno blokové schéma obvodu.



Obrázek 4.45: Blokový diagram pro testování velkých kapacit

Princip funkce Testovaný výkonový kondenzátor C je doplněn induktorem L s malými ztrátami viz obrázek 4.45, jehož indukčnost je volena tak, aby měl na zkušebním kmitočtu stejnou reaktanci jako testovaný výkonový kondenzátor na paralelní rezonanční obvod. Při dosažení rezonance je kompenzován jalový kapacitní výkon testovaného výkonového kondenzátoru indukčním jalovým výkonem induktoru L . Do série s testovaným výkonovým kondenzátorem je zapojen proudový snímač(1). Výstupní signál z proudového snímače(1) je přiveden na vstup regulačního zesilovače a na vstup fázového detektoru. Druhý proudový snímač(2) je připojen na výstup adaptivního transformačního členu, který je připojen na svorky výkonového zesilovače. Výstupní signál z druhého proudového snímače(2) je přiveden na druhý vstup fázového detektoru. Výstup



Obrázek 4.46: Blokový diagram pro testování malých kapacit

fázového detektoru je zaveden na vstup integračního zesilovače. Výstupní napětí z integračního zesilovače je přivedeno na vstup napětově řízeného oscilátoru. Výstup z oscilátoru je přiveden na druhý vstup říditelného útlumového členu. Výstup z útlumového členu je pak připojen na vstup výkonového zesilovače. Testovací signál je generován napětím řízeným oscilátorem, jeho úroveň je upravena v útlumovém členu na požadovanou úroveň, odtud je signál zesílen zesilovačem a přes transformační člen přiveden na paralelní rezonanční obvod LC . Z proudových snímačů (1) a (2) je vyhodnocován fázový posuv mezi budícím proudem (měřen senzorem (1)) a proudem tekoucím rezonančním obvodem (měřen senzorem (2)) ve fázovém detektoru. Výstupní napětí fázového detektoru je úměrné odchylce od hodnoty 90° (při rezonanci jsou oba proudy navzájem posunuty o 90°). Výstupní signál z fázového detektoru je veden do integračního zesilovače, který generuje řídicí signál pro automatické nastavení kmitočtu napětově řízeného oscilátoru takového, aby byl obvod v rezonanci. Výstupní signál z prvního proudového senzoru(1) je také zaveden na vstup regulačního zesilovače, kde je porovnáván s referenční úrovní a podle rozdílu je generován signál pro řízení útlumového členu. Přizpůsobení impedance rezonančního obvodu k optimální zatěžovací impedanci výkonového zesilovače je realizováno blokem (přizpůsobovací transformační člen).

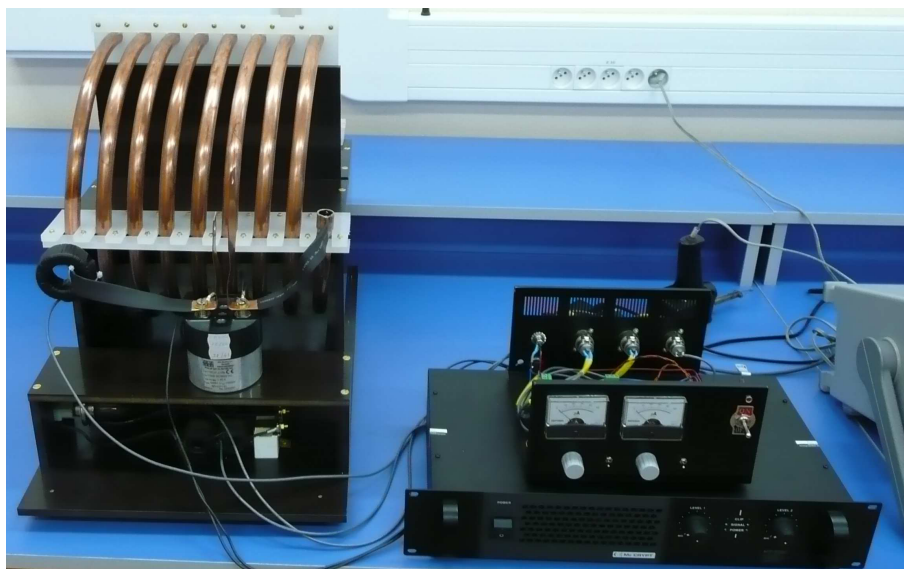
Druhé zapojení viz obrázek 4.46 určené pro testování výkonových kondenzátorů s menší kapacitou, pro testování proudem v řádu jednotek ampérů. Při testování se na nich vytvoří napětí až několik tisíc voltů v závislosti na činiteli jakosti rezonančního obvodu. Reaktance výkonových kondenzátorů s menší kapacitou je na testovacím kmitočtu větší

než optimální zatěžovací impedance výkonového zesilovače, proto byl kondenzátor doplněn induktorem na sériový rezonanční obvod. Indukčnost induktoru je volena tak, aby na zkušební kmitočtu měl stejnou reaktanci jako testovaný výkonový kondenzátor. V takto vzniklém sériovém rezonančním obvodu je opět kompenzován kapacitní jalový výkon kondenzátoru indukčním jalovým výkonem induktoru. K testovanému kondenzátoru je připojen napěťový snímač(1) jehož výstup je přiveden na první vstup fázového detektoru. Druhý napěťový snímač je připojen na výstup přizpůsobovacího transformačního členu. Signál z druhého snímače je přiveden do druhého vstupu fázového detektoru, jehož výstupní signál je úměrný odchylce fázového posunu mezi přiváděnými signály od hodnoty 90° . Dále je pak funkce shodná s výše popsáním zapojením s paralelním rezonančním obvodem.

Vzhledem k velmi nízkým ztrátám ($\tan \delta$ okolo 10^{-3}) u moderních kondenzátorů s dielektrikem z plastových folií v rozsahu frekvencí 1 až 100 kHz, nepřesahuje ztrátový výkon testovaného obvodu 100 W. Ztráty v kondenzátoru tvoří menší část budícího výkonu, větší část ztrát (60 až 80 %) připadá na ztráty ve výkonovém induktoru (většinou má dvakrát až třikrát větší ztrátový činitel než výkonový kondenzátor). Pokud je rezonanční obvod správně vyladěný, lze s činným budícím výkonem 100 W dosáhnout jalového výkonu v testovaném rezonančním obvodu o velikosti v rozmezí 5 až 10 kvar.

Smyčka automatického doladování nastavuje okamžitou hodnotu měřicího kmitočtu na rezonanční kmitočet měřicího obvodu, který se během testování může měnit vlivem stárnutí kondenzátoru (změna jeho kapacity) nebo změnou indukčnosti výkonového induktoru. Vzhledem k činiteli jakosti měřicího rezonančního obvodu, který může dosahovat i hodnot větších než 100, způsobí odchylka v řádu desetin procenta mezi měřicím a rezonančním kmitočtem měřicího obvodu značnou odchylku impedance rezonančního obvodu od reálné hodnoty. Proto je naprosto nemožné elektronické nastavování indukčnosti nebo kapacity tak, aby byl měřicí obvod v rezonanci. Při testování bylo zjištěno, že malá změna kmitočtu menší než jedno procento má zanedbatelný vliv na fungování obvodu.

Na obrázku 4.47 je fotografie hotového zařízení pro testování kondenzátorů. Jeden kus tohoto testovacího zařízení byl dodán firmě ZES Silko a.s. Žamberk. Zařízení bylo patentováno a výsledky publikovány na konferenci [56]. Dále byl realizován induktor navinutý měděným lanem viz obrázek 4.48, kde každý vodič lana je izolován, jedná se o obdobu vysokofrekvenčního lanka, které se používalo v radiotechnice. Takto realizovaný induktor má vyšší činitel jakosti, než původní vyrobený z trubky.



Obrázek 4.47: Realizované zařízení pro testování kondenzátorů



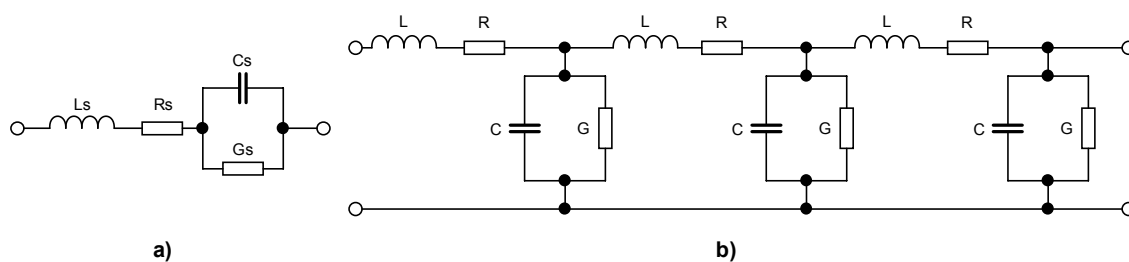
Obrázek 4.48: Cívka navinutá z lana

4.6 Model degradace kondenzátoru s metalizovanou vrstvou

V rámci zkoumání degradačních mechanismů u svitkových kondenzátorů s metalizovanou elektrodou byla pozorována závislost reálné části impedance, kapacity a ztrátového činitele na frekvenci. Náhradní obvod kondenzátoru v obvodu střídavého proudu tak, jak je popsán v části 1.3.2 na obrázku 1.10 a 4.49a má jen omezenou platnost a to pro kondenzátory v bezindukčním provedení a dále je zde omezení z hlediska maximální frekvence. V široké frekvenční oblasti, kde se projevuje závislost parametrů jednotlivých prvků obvodu na frekvenci (například ztráty v dielektriku) pozbývá platnosti. V oblasti vysokých frekvencí, kde vlnová délka odpovídající elektromagnetické vlně začne být srovnatelná s rozměry elektrodového systému kondenzátoru, představuje kondenzátor obvod s rozprostřenými parametry. Obvod je možné aproximovat vedením (viz obrázek 4.49b), kde je po celé délce metalizovaného filmu rozložen odpor a kapacita. V závislosti na délce metalizované folie se začne projevovat další frekvenční závislosti sériového odporu a kapacity.

V případě degradace kondenzátoru (viz část 3.1), kdy dojde vlivem koroze, nebo nadměrného impulzního zatížení, k poškození spoje mezi metalizovanou elektrodou a šopovaným kontaktem, dochází ke vzniku nehomogenit v elektrodovém systému kondenzátoru.

U kondenzátoru se začne projevovat frekvenční závislost kapacity, sériového odporu a ztrátového činitele už v oblasti nízkých frekvencí, kterou nelze jednoduchým náhradním obvodem se soustředěnými parametry popsat. Modelem nelze popsat žádné změny v systému kondenzátoru, které nejsou stejné v celém objemu kondenzátoru a jsou nějakým způsobem vázány na jeho geometrické rozměry.



Obrázek 4.49: Náhradní obvod kondenzátoru (pro bezindukční provedení)

Kondenzátorový svitek si lze představit jako paralelní propojení elementárních kondenzátorů, které jsou propojeny spoji s definovaným odporem s indukčností, jak je znázorněno na obrázku 4.49b), viz články [47], [48] a [49]. Obvod s rozloženými parametry

reprezentuje reálný kondenzátor lépe než obvod se soustředěnými parametry a pokud mohou být hodnoty všech náhradních prvků R , L , C , G shodné, lze analýzu obvodu provést podle všeobecně známého řešení telegrafních rovnic. Výpočet parametrů modelu kondenzátoru může být řešen metodou numerické aproximace s omezeným počtem stupňů.

Obvod podle obrázku 4.49b reprezentuje reálný kondenzátor, ve kterém se šíří přímá a odražená elektromagnetická vlna jedním směrem. To ale pro popis elektromagnetického pole kondenzátoru za určitých okolností nedostačuje, protože ve svitkovém kondenzátoru může dojít ke vzniku elektromagnetické vlny v axiálním směru ve směru osy svitku a dále i v tangenciálním směru, podél navinutého dielektrického pásu. Obvod navíc, zejména v případě, že bude řešen soustavou parciálních diferenciálních rovnic, předpokládá HOMOGENITU, která je u kondenzátoru opět splněna pouze v ideálním případě. Pokud uvažujeme možnost projevu výrobních tolerancí, nebo degradace v průběhu provozu, budou se vlastnosti systému kondenzátoru v každém místě svitku lišit.

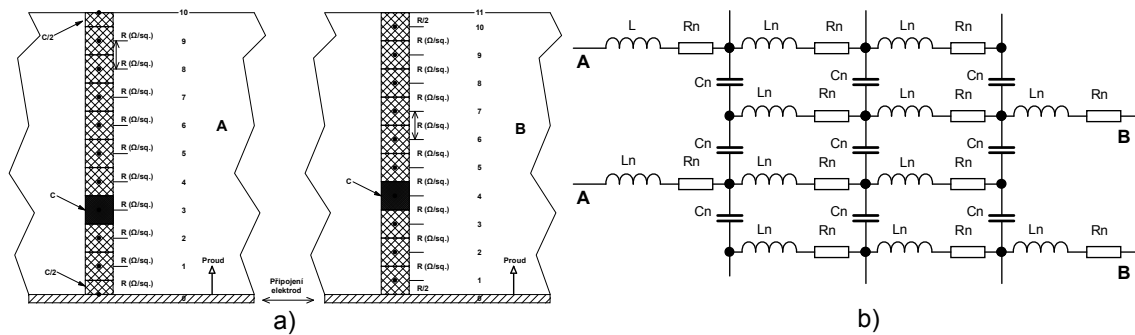
Model kondenzátoru s rozprostřenými parametry se skládá z množiny náhradních obvodů se soustředěnými parametry kondenzátoru dle 4.49a, které jsou používány jako elementární obvody modelu. R_S (ekvivalentní sériový odpor) může zahrnovat nejen výkonové ztráty ve vodivých prvcích kondenzátoru, ale i ztráty v dielektrické fólii. L_S (ekvivalentní sériová indukčnost) je způsobena magnetickými poli generovanými proudy tekoucími kondenzátorem. G_S (ekvivalentní vodivost) byla v další části v modelech zanedbána. Ve většině případů jsou svodové proudy v kondenzátorech z polymerního dielektrika zanedbatelné (u kondenzátorů třídy X2 s polypropylénovým dielektrikem a kapacitou 100 nF byla při teplotě 25 °C změřena velikost svodového proudu v řádu jednotek piko ampér). C_S (ekvivalentní sériová kapacita) modeluje ekvivalentní "DC" kapacitu na svorkách kondenzátoru.

Obecně lze předpokládat, že parametry jednotlivých ekvivalentních obvodů (ozn. n) nejsou totožné. Každý kondenzátor C_n (miniaturní čtverec metalizace) interaguje s jedním elementárním kondenzátorem nad a jedním pod ním, čímž vytvoří dvojitou kapacitní vazbu. Elementární kondenzátory ve všech vrstvách jsou propojeny spoji s odporem R_n a indukčností L_n .

Část ze zjednodušeného obvodu s rozprostřenými prvky, který reprezentuje model kondenzátoru je znázorněna na obrázku 4.50 s napěťovými vstupy A a B. Svislá osa odpovídá poloměru kondenzátoru a vodorovné ose koncový nebo axiální rozměr. R je odpor rozložení kovového filmu v ohmech na čtverec a C je kapacita přes jednu tloušťku dielektrika na jednotku čtvercového prostoru kovového vrstvy. Vztah reálné struktury svitku a jejích ekvivalentních parametrů je zřejmý z obrázku 4.50.

Náhradní obvod podle obrázku 4.50 umožňuje přesně reprezentovat jevy v kondenzátoru,

4.6. MODEL DEGRADACE KONDENZÁTORU S METALIZOVANOU VRSTVOU 85



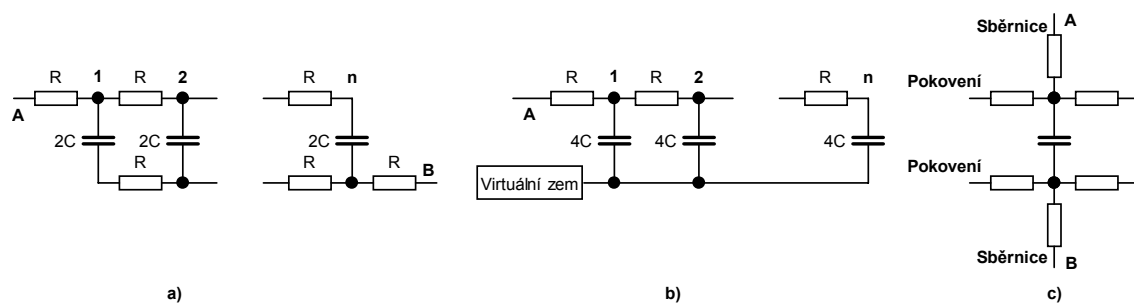
Obrázek 4.50: Struktura kondenzátoru

jeho nedostatkem ale je, že je velmi těžko řešitelný, zejména při různých hodnotách v jednotlivých elementárních obvodech.

Obvyklé jsou jeho modifikace pro řešení vlny šířící se ve směru osy svitku ve tvaru podle obrázku 4.51a pro kondenzátor kontaktovaný na protilehlých podstavách svitku, nebo podle obrázku 4.51b pro kondenzátor na zemní rovině.

Náhradní obvody tohoto typu vyhoví pro nepoškozené, nedegradované kondenzátory.

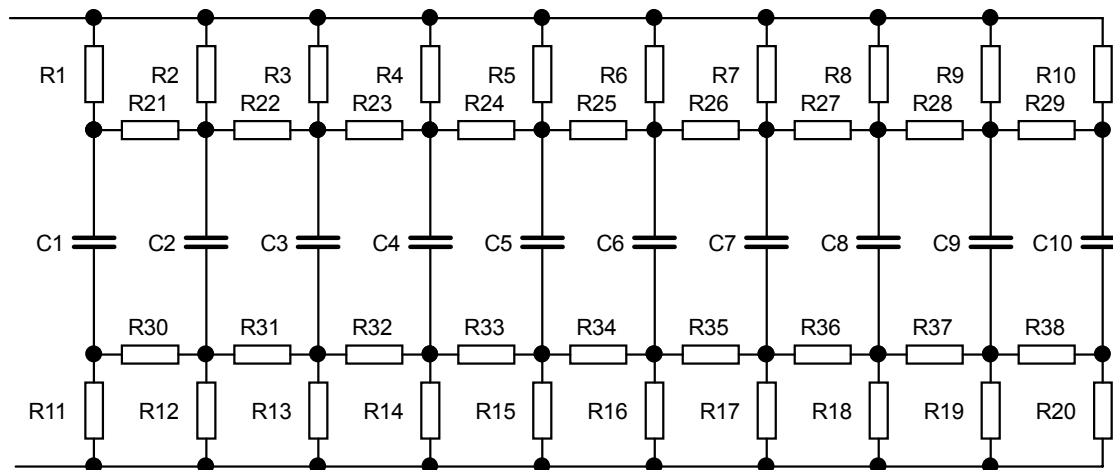
V případě degradace kondenzátoru je prvotním problémem nehomogenní propojení elektrodového systému kondenzátoru k vývodům, které modelem v běžně užívaném tvaru nelze zohlednit.



Obrázek 4.51: Náhradní obvod s rozloženými parametry

V náhradním obvodu je třeba zavést odpory reprezentující odpor propojení krátkého úseku elektrody a šopovaného můstku a považovat za možné různé hodnoty těchto odporů. Elementární kondenzátor je se sběrnicemi reprezentujícími šopované můstky propojen přes dvojici odporů. Každý elementární kondenzátor je se sousedními elementárními kondenzátory propojen přes odpory reprezentujícími plošný odpor kovové vrstvy. Indukční prvky, stejně tak jako ztráty v dielektriku, jsou vzhledem k předpokládanému použití modelu v oblastech ne příliš vysokých frekvencí, maximálně do několika MHz, zanedbány.

Vzniká tak elementární článek obvodu s rozloženými parametry podle obrázku 4.51c a výsledný náhradní obvod podle obrázku 4.52. S rostoucím počtem prvků modelu roste jeho přesnost, ale zároveň je složitější a časově náročnější hledání jeho parametrů.



Obrázek 4.52: Náhradní obvod s rozloženými parametry

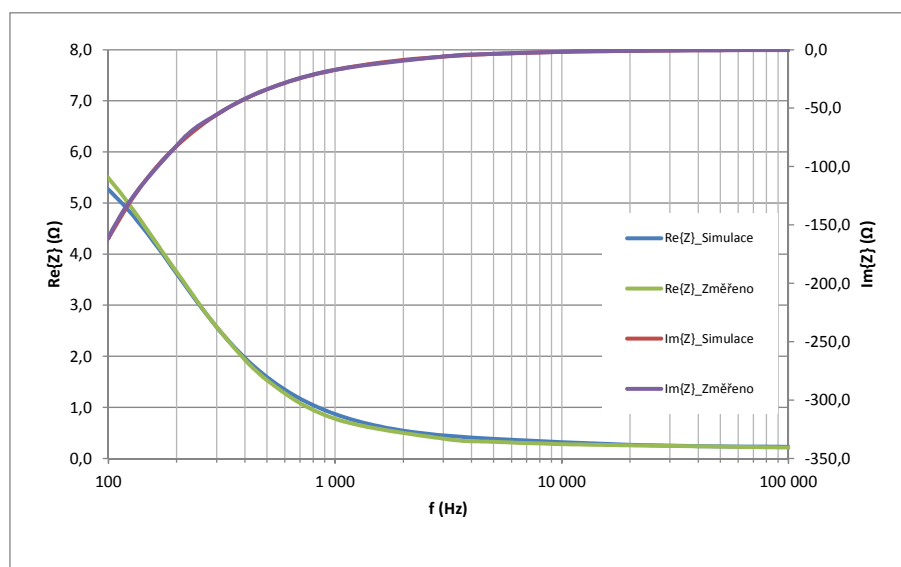
Praktická použitelnost náhradního obvodu byla ověřována hledáním jeho parametrů, se kterými průběh frekvenční závislosti komplexní impedance, resp. ekvivalentní kapacity, sériového odporu, ztrátového činitele modelu odpovídají frekvenčním závislostem stanoveným měřeními pro reálné vzorky kondenzátorů. Hledané parametry byly stanovovány manuálně řízenou optimalizací porovnáváním frekvenční závislosti komplexní impedance modelu s naměřenou závislostí. Modelové aproximace byly prováděny zejména na reálných frekvenčních závislostech, jejichž průběh není možné jinými náhradními obvody vysvětlit.

Takovým průběhem je např. pokles reálné části komplexní impedance kondenzátoru při rostoucí frekvenci, který je způsoben ztrátami v degradovaném elektrodoovém systému. Tento stav je zřejmý při porovnání mezi stárnutým a novým kondenzátorem. U nových kondenzátorů je reálná část impedance frekvenčně nezávislá a pohybuje se pro vzorky s kapacitou $10 \mu\text{F}$ v rozmezí od $2 \text{ m}\Omega$ do $5 \text{ m}\Omega$. Pro ověření byly vyrobeny speciální vzorky „nekondenzátorů“ (stejný typ metalizace jako u vzorků s kapacitou $10 \mu\text{F}$), kde byly elektrody kontaktovány z obou stran, vzorek se choval jako tenkovrstvý rezistor. U nových vzorků byl změřen odpor okolo $4 \text{ m}\Omega$. V průběhu stárnutí (teplota $50 \text{ }^\circ\text{C}$, relativní vlhkost 90%) vzrostl na $405 \text{ m}\Omega$, u vzorku nebyla pozorována frekvenční závislost (odpor byl měřen během stárnutí na frekvencích od 50 Hz do 10 kHz). Porovnání reálné frekvenční závislosti tohoto typu a modelem aproximované frekvenční závislosti komplexní impedance kondenzátoru je uvedeno na obrázku 4.53. Průběh kmitočtové závislosti ekvivalentní kapacity je uveden na obrázek 4.54.

4.6. MODEL DEGRADACE KONDENZÁTORU S METALIZOVANOU VRSTVOU 87

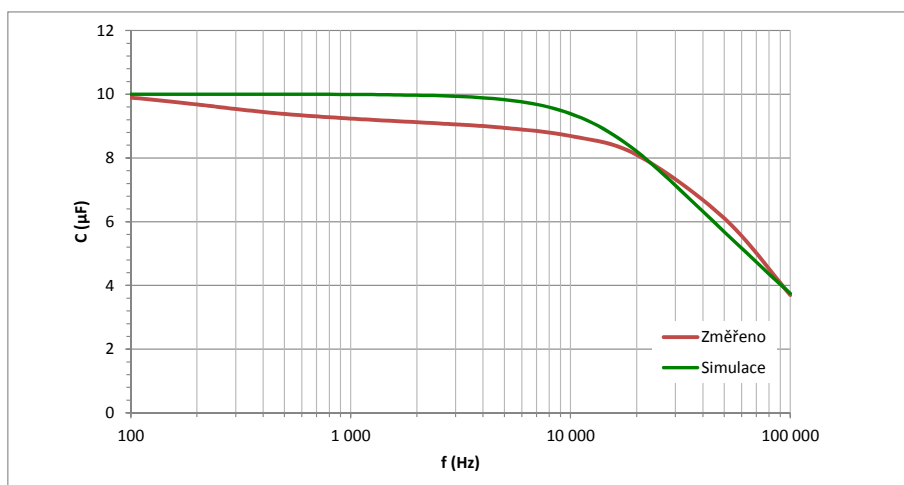
Model fyzikálně odpovídá systému kondenzátoru, který je velmi nerovnoměrně poškozen degradací. U velké části elektrod s převážnou kapacitou kondenzátoru je významně zvýšen odpor elektrod a je poškozeno jejich propojení s šopovanými kontakty, přičemž existuje určitá malá část systému, kde odpor propojení zvýšen není. Stav poměrně dobře odpovídá částečně slepenému svitku, který degradoval vnikáním vlhkosti zvnějšku a u kterého ještě nedegradovala vnitřní část, která je vlivem maximálního mechanického napětí těsně uzavřena. Výsledek odpovídá stavu, který je popisován v článku [38], kde autoři rozmotávali svitek a zkoumali míru degradace. Metodou EDX (Energy Dispersive X-Ray Spectroscopy) byl zkoumán obsah kyslíku. U nového kondenzátoru byl po odmotání 25 m dielektrické folie obsah 6,7 %, u stárnutého kondenzátoru po odvinutí stejné délky folie 17,9 %.

U vzorků, které degradují po celé délce navinutých folií stejnoměrně, se frekvenční závislost kapacity neprojevuje. Výsledky byly publikovány v článku [51].

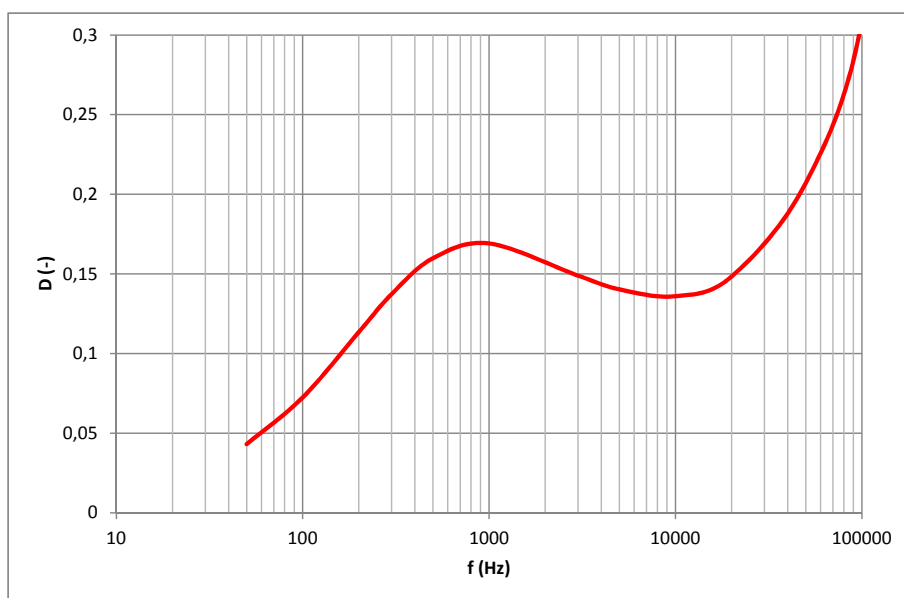


Obrázek 4.53: Závislost reálné a imaginární části impedance na frekvenci

V grafu na obrázku 4.55 je znázorněna závislost ztrátového činitele na frekvenci kondenzátoru s kapacitou $10 \mu\text{F}$. Kondenzátory stárly při teplotě $50 \text{ }^\circ\text{C}$ a relativní vlhkosti 90 %. K experimentu byly použity nezapouzdřené kondenzátory, viz provedení na obrázku 1.6). Lokální maximum vznikne za podmínky, že část elektrodového systému kondenzátoru má dobré spojení se šopovanou vrstvou.



Obrázek 4.54: Závislost kapacity na frekvenci



Obrázek 4.55: Závislost ztrátového činitele na frekvenci

Kapitola 5

Závěr

Disertační práce se zabývá mechanismy degradace svitkových kondenzátorů s dielektrikem z metalizované polypropylénové folie. V úvodu práce jsou shrnuty informace o konstrukci svitkových kondenzátorů, materiálech používaných při jejich výrobě a dále je popsán náhradní obvod kondenzátoru. V kapitole Současný stav jsou shrnuty informace o procesu degradace svitkových kondenzátorů. Druhá část kapitoly je věnována nelinearitě, jejímu měření a aktuálnímu stavu vědeckého poznání v oblasti diagnostiky elektronických součástek na základě měření nelinearity. Kapitola Experimentální práce je možné rozdělit na šest částí. První část se zabývá degradací svitkových kondenzátorů při teplotě 100 °C v kombinaci s napěťovým namáháním, na závěr je provedeno zhodnocení a interpretace naměřených dat. V druhé části je vytvořen matematický popis nelinearity součástky. Třetí část je zaměřena na vyhodnocení degradace kondenzátorů z elektronických zařízení. Ve čtvrté části jsou shrnuty experimenty z oblasti degradace svitkových kondenzátorů stárnutých v prostředí zvýšené teploty a zvýšené vlhkosti. Pátá část je zaměřena na měření a testování kondenzátorů. V poslední části kapitoly Experimentální práce je popsáno náhradní schéma kondenzátoru popisující frekvenční závislost kapacity a ztrátového činitele na frekvenci.

Z hlediska problémů, které byly řešeny průběžně během veškerých prací na disertační práci lze dosažené výsledky v jednotlivých oblastech shrnout následujícím způsobem.

Analýza svitkových kondenzátorů z elektronických zařízení

V případě filtrů má dominantní vliv na degradaci kondenzátorů jejich návrh a volba použitých součástek. Často bývá opomíjena skutečnost, že filtr není impedančně přizpůsoben ze vstupní a výstupní strany. Impedance sítě je závislá na konfiguraci v místě připojení elektrického zařízení a také na dalších zařízeních, které jsou do sítě připojeny. V případě

impedančního nepřizpůsobení filtru může dojít k rezonanci a tím k přetížení svitkových kondenzátorů napěťově i proudově. U analyzovaného elektronického předradníku může mít částečně vliv absence přepěťové ochrany na degradaci kondenzátorů. V případě druhého zařízení, kde byla použita přepěťová ochrana přesto došlo k poškození kondenzátorů.

Měření parametrů kondenzátorů

Byla vyvinuta impulzní metoda měření parametrů svitkových kondenzátorů na bázi přechodného děje druhého řádu. Kondenzátor je při impulzním měření zatížen proudy o špičkové hodnotě v řádu stovek ampér, maximální napětí na svorkách kondenzátoru je v řádu desítek voltů (60 V). V případě klasických měřicích přístrojů je používáno napětí do deseti voltů a proud v řádu desítek miliampér. Při impulzním testování je možné dosáhnout podmínek, při kterých bude kondenzátor pracovat v reálném obvodu.

Dále bylo v rámci řešení disertační práce vyvinuto unikátní zařízení na zkoušení výkonových kondenzátorů založené na rezonanci. Kondenzátor je připojen do paralelního nebo sériového rezonančního obvodu, speciální obvodem je udržován v rezonanci. Výhodou navrženého obvodu je, že při rezonanci odebírá rezonanční obvod jen činný výkon potřebný na pokrytí ztrát v obvodu. Díky tomu je možné použít k napájení rezonančního obvodu nízkofrekvenční zesilovač. Realizovaný paralelní rezonanční obvod při testování kondenzátoru s kapacitou 121 μF měl činitel jakosti roven 100. Budícím proudem byl vytvořen cirkulační proud o velikosti 100 A na frekvenci 4 kHz. Při využití zkonstruovaného zařízení stačí pro zkoušení kondenzátorů několikanásobně levnější zdroj než při použití napájecího zdroje, který je schopen dodávat jalový výkon v řádu jednotek až desítek kvar. Další výhodou použití zkonstruovaného zařízení je snížení energetické náročnosti.

Model degradace kondenzátoru s metalizovanou vrstvou

Na základě změřených frekvenčních závislostí ztrátového činitele, kapacity a sériového odporu u kondenzátorů degradovaných za působení zvýšené teploty a zvýšené vlhkosti byl vytvořen model kondenzátoru. Při degradaci byla zjištěna degradace svitkových kondenzátorů, která se projevuje frekvenční závislostí kapacity, ztrátového činitele a sériového odporu. Při degradaci dochází k poškození spoje mezi elektrodou a šopovanými čely svitku. Kondenzátor se dá aproximovat sadou dolních propustí. Modely, které byly publikovány v literatuře uvažovaly pouze degradaci v axiálním směru.

Byly vyrobeny speciální vzorky „nekondenzátory“, kdy byla pokovená dielektrická folie kontaktována z obou stran. Tím se vyřešil problém při měření změny odporu elektrodového systému v průběhu degradace. Vznikl tak v podstatě tenkovrstvý rezistor.

Díky tomu bylo možné sledovat změny odporu tenké vrstvy přesněji než při měření kondenzátoru.

Vznik nelinearity v kondenzátoru

Na vzniku a velikosti nelinearity se podílí několik faktorů. Prvním faktorem je kvalita tenké kovové vrstvy. Čím více je vrstva nehomogenní, tím větší nelinearitu vykazuje kondenzátor. Homogenita vrstvy je závislá do jisté míry na její tloušťce. V případě vyžhání tenké vrstvy dochází k poklesu nelinearity (teploty při žhání se pohybují v řádu stovek stupňů). U kondenzátorů, jejichž dielektrikum tvoří polymerní folie, není možné vystavit hotový svitek vyšší teplotě než 100 °C, v případě vyšších teplot dochází k poškození polymerní folie. U vzorků připojených ke střídavému zdroji napětí a stárnutých za teploty 100 °C došlo k velkému poklesu nelinearity. Je možné tento jev vysvětlit působením dvou vlivů. Prvním vlivem je teplota a druhým procházející proud. Dohromady oba vlivy poskytnou dostatek energie, aby došlo k rekrystalizaci tenké vrstvy. Po jisté době se jev otočí a kondenzátor začíná degradovat. To nastalo u kondenzátorů s vrstvou tenkou 15 nm až 20 nm. U tlustších vrstev dochází na začátku k mnohem menšímu zlepšení parametrů. Dalším jevem, který se uplatní až ve fázi degradace je uvolňování chemických látek z materiálů použitých na výrobu kondenzátoru. Uvolněné látky způsobují korozi tenké kovové vrstvy.

Z měření parametrů kondenzátorů stárnutých za teploty 100 °C vyplývá poznatek, že u všech vzorků dojde na počátku ke zlepšení parametrů. To může být způsobeno tlakem na co největší snížení výrobních nákladů, kdy po vyrobení není kondenzátor již dále tepelně upravován a je rovnou zapouzdřen.

Literatura

- [1] MANSBRIDGE, G. F. *The manufacture of electrical condenser*. Journal of the Institution of Electrical Engineers, vol. 41, no. 192, pp. 535-564, October 1908. doi: 10.1049/jiee-1.1908.0063
- [2] HO, J., JOW, T. R. a BOGGS, S. *Historical introduction to capacitor technology*. IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 26, no. 1, pp. 20-25, January-February 2010. doi: 10.1109/MEI.2010.538392
- [3] BISHOP, CH. A. *Vacuum Deposition onto Webs, Films and Foils (Second Edition)*. William Andrew Publishing, 2011. ISBN 9781437778670
- [4] MCLEAN, D.A. *Metallized Paper for Capacitors*. Proceedings of the IRE, vol. 38, no. 9, pp. 1010-1014, Sept. 1950. doi: 10.1109/JRPROC.1950.229519
- [5] LINZEY, R. a RICE, H. L. *Metallized film capacitor process*. United States Patent 5019418A, 1991.
- [6] MILLARD, G.H. *Measurements of non-linearity in cracked-carbon resistors, Report No. E-064*. The British Broadcasting Corporation Engineering Division, 1958.
- [7] MILLARD, G.H. *Measurements of non-linearity in cracked-carbon resistors*. Proceedings of the IEE - Part B: Radio and Electronic Engineering, vol. 106, no. 25, pp. 31-34, January 1959. doi: 10.1049/pi-b-1.1959.0010
- [8] KIRBY, P.L. *The Non-linearity of Fixed Resistors*. Electronic Engineering. Vol. 37, No. 453, pp. 722-726, November 1965.
- [9] PETERSON, V. a HARRIS, P.O. *Harmonic testing pinpoints passive component flaws*. L.M. Ericsson Telephone Co., Electronics, Stockholm July 1966.
- [10] ANDERSON, J.C. a RYŠÁNEK, V. *Prediction of the Stability of Thin-film Resistors*. Radio and Electronic Engineer, Vol. 39, No. 6, pp. 321-327, 1970. doi: 10.1049/ree.1970.0051

- [11] HELLSTROM, S. a WESEMEYER, H. *2.26 Nonlinearity measurements of thin films*. Vacuum, Vol. 27, No. 4, pp. 339-343, 1977. doi: 10.1016/0042-207X(77)90020-3
- [12] RYSANEK, V. a CORSI, C. a D'AMICO, A. *Nonlinearity Measurements using Alternating Current*. ElectroComponent Science and Technology, Vol. 5, Issue 2, pp. 91-98, 1978. doi: org/10.1155/APEC.5.91
- [13] BAILEY, G. C. a EHRLICH, A. C. *A study of rf nonlinearities in nickel*. Journal of Applied Physics, Vol. 50, Issue 1, pp. 453 - 461, 1979. doi: 10.1063/1.325633
- [14] VAVRA, R. a MACH, P. *Nonlinearity Measurement Of Thin Metal Films*. 24th International Spring Seminar on Electronics Technology. Concurrent Engineering in Electronic Packaging. ISSE 2001, Print ISBN: 0-7803-7111-9, 2001. doi: 10.1109/ISSE.2001.931056
- [15] VANDAMME, E.P. a VANDAMME, L.K.J. *Current crowding and its effect on 1/f noise and third harmonic distortion – a case study for quality assessment of resistors*. Microelectronics Reliability, Vol. 40, pp. 1847-1853, 2000. doi: org/10.1016/S0026-2714(00)00091-3
- [16] HELLSTROM, S. a WESEMEYER, H. *Reliability of thin-film resistors : impact of third harmonic screenings*. Microelectronics Reliability, Vol. 42, pp. 807-813, 2002. doi: org/10.1016/S0026-2714(02)00012-4
- [17] SPIRALSKI, L., HASSE, L., ROGALA, K. a TURCZYNSKI, J. *Production testing of high reliability interference suppressor capacitors . XVII IMEKO World Congress Metrology in the 3rd Millennium*, pp. 1486-1488, 2003.
- [18] HASSE, L., ROGALA, K., SPIRALSKI, L. a TURCZYNSKI, J. *Factors determining the production testing of high reliability interference suppressor capacitors*. XIII IMEKO TC-4 Int. Symp. On Measurements for Research and Industry Applications, pp. 116-121, 2004.
- [19] HASSE, L., LOROCH, L., ROGALA, K. a SPIRALSKI, L. *Measurement of third harmonic fluctuations for a passive component under large periodic bias*. XVIII IMEKO WORLD CONGRESS Metrology for a Sustainable Development, 2006.
- [20] HASSE, L., ROGALA, K., SIKULA, J., SPIRALSKI, L. a TURCZYNSKI, J. *Diagnostics of endurance for high reliability interference diagnostics of endurance for high reliability interference suppressor*. XVIII IMEKO WORLD CONGRESS Metrology for a Sustainable Development, 2006.

- [21] PAPEŽ, V. a BUŠEK, D. *Non-linearity measurement of low resistances*. Applied Electronic, pp. 249-252, 2010. ISBN 978-80-7043-865-7
- [22] SALOMON, A. a TROIANELLO, T. *Component linearity test improves reliability screening through measurement of third harmonic index*. 11th Reliability Physics Symposium, pp. 69-76, 1973. doi: 10.1109/IRPS.1973.362569
- [23] TELLIER, C. R. a TOSSER, A. J. *Resistivity Recovery of Thin Sputtered Aluminium Films*. ElectroComponent Science and Technology, Volume 3, Issue 2, Pages 85-89, May 1976 doi: 10.1155/APEC.3.85
- [24] *Instruction manual Component Linearity Test Equipment Type CLT1a*. Radiometer.
- [25] PAPEŽ, V. *Měření nelinearity pasivních součástek pomocí intermodulačního zkreslení*. XII. DIDMATTECH 1999 Nitra
- [26] PAPEŽ, V. a PAPEŽOVÁ, S. *MEASURING OF NON-LINEARITY OF NOMINALLY LINEAR ELECTRONIC COMPONENTS AND NETWORKS*. Proceedings, XVII IMEKO 2003 Dubrovnik, Croatia
- [27] MACH, P., PAPEŽ, V., BUŠEK, D., DURAJ, A. *Equipment for Measurement of Nonlinearity of Nominally Linear Components*. ISSE 2006, IEEE 2006, pp.384-387, doi: 10.1109/ISSE.2006.365394
- [28] PAPEŽ, V. a PAPEŽOVÁ, S. *Non-linearity Diagnostics of Nominally Linear Components*. 12th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services 2015, pp. 323-326, ISBN 978-1-4673-7515-3, Niš 2015.
- [29] PAPEŽ, V. a PAPEŽOVÁ, S. *Highly Pure Sine-Wave Signal Sources for ADC Testing*. 15th IMEKO TC 4 International Symposium on Novelties in Electrical Measurements and Instrumentations, Vol. 1, pp. 35-40, ISBN 978-973-667-261-3, Iasi 2007.
- [30] PAPEŽ, V. a PAPEŽOVÁ, S. *Highly Pure Signal Generators*. 9th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, Vol. 1, p. 526-529, ISBN 978-1-4244-4381-9, Nis 2009.
- [31] PAPEŽ, V. a PAPEŽOVÁ, S. *Frequency filters with High Linearity Design and Used Devices*. XIX. Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, pp. 121-122, ISBN 83921340-1-X, Maribor 2006.

- [32] PAPEŽ, V. *Vysokofrekvenční výkonový drátový rezistor*. Patent ÚPV, 303041. 2012-03-07
- [33] PAPEŽ, V. a PAPEŽOVÁ, S. *Power Wire-wound RF Resistor with High Linearity*. 10th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting, p. 601-604. ISBN 978-1-4577-2016-1, Niš 2011.
- [34] ČSN EN 60440 *Metody měření nelinearity rezistorů*. Vydána Březen 2013
- [35] ČSN EN 60384-14 ed. 2 *Neproměnné kondenzátory pro použití v elektronických zařízeních - Část 14: Dílčí specifikace - Neproměnné kondenzátory pro elektromagnetické odrušení a pro připojení k napájecí síti*. Vydána Březen 2014
- [36] BARTSCH, H. J. *Matematické vzorce*. SNTL, Praha 1987.
- [37] GODEC, M., MANDRINO, DJ. a GABERŠČEK, M. *Investigation of performance degradation in metallized film capacitors*. Applied Surface Science, Vol. 273, pp.465-471, 2013 doi: 10.1016/j.apsusc.2013.02.063
- [38] LEWIN, P. L., FOTHERGILL, J. C. a DODD, S. J. *Electro-chemical degradation of thin film X2 safety capacitors*. 33rd Electrical Insulation Conference, EIC, pp. 98-101, 2015 doi: 10.1109/ICACACT.2014.7223584
- [39] LI, H., LEWIN, P. a FOTHERGILL, J. CH. *Aging mechanisms of X2 metallized film capacitors in a high temperature and humidity environment*. 2016 IEEE International Conference on Dielectrics (ICD), Montpellier, 2016, pp. 804-807, ISBN: 978-1-5090-2805-4, 2016 doi: 10.1109/ICD.2016.7547738
- [40] LACKEY, D. V. JR *A versatile capacitor web coater with multiple source capability*. Anti-Corrosion Methods and Materials, vol. 39, pp. 4-8, únor 1992 doi: 10.1108/eb007303
- [41] TAYLOR, D. F. *On the mechanism of aluminum corrosion in metallized film ac capacitors*. IEEE Transactions on Electrical Insulation, vol. EI-19, pp. 288-293, 1984 doi: 10.1109/TEI.1984.298801
- [42] YIALIZIS, A., CICHANOWSKI, S. W. a SHAW, D. G. *Electrode corrosion degradation in metallized polypropylene capacitors*. 1980 IEEE International Conference on Electrical Insulation, pp. 89-93, 1980 doi: 10.1109/ICEI.1980.7470881

- [43] REED, C. W., CICHANOWSKIL, S. W. a SHAW, O. G. *The fundamentals of aging in HV polymer-film capacitors*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 1, no. 5, pp. 904-922, 1994 doi: 10.1109/94.326658
- [44] BELKO, V., EMELYANOV, O., IVANOV, I. a PLOTNIKOV, A *Influence of current overload mode on metal-film capacitor parameters*. 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCO), pp. 1-5., Riga, 2017, doi: 10.1109/RTUCON.2017.8124764
- [45] WANG, H., NIELSEN, D.A. a BLAABJERG, F. *Degradation testing and failure analysis of DC film capacitors under high humidity conditions*. Microelectronics Reliability, Volume 55, Issues 9–10, pp. 2007-2011, ISSN 0026-2714, 2015 doi: org/10.1016/j.microrel.2015.06.011
- [46] OLBERG, R.C., BOZARTH, J.L. *Factors contributing to the corrosion of the aluminum metal on semiconductor devices packaged in plastics*. Microelectronics Reliability, Volume 15, Issue 6, pp. 601-611, 1976 doi: org/10.1016/0026-2714(76)90278-X
- [47] BROWN, R.W. *Distributed Circuit Modeling of Multilayer Capacitor Parameters Related to the Metal Film Layer*. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 30, no. 4, pp. 764-773, Dec. 2007. doi: 10.1109/T-CAPT.2007.909152
- [48] BROWN, R.W., GRAY, D., HARVEY, A. *A Classical Capacitor Equivalent Circuit with Dependent Values*. TENCON 2006 - 2006 IEEE Region 10 Conference, pp. 1-4., Hong Kong, 2006, doi: 10.1109/TENCON.2006.343803
- [49] BROWN, R.W. *Modeling of Capacitor Parameters Related to the Metal Film Layer With Partial Edge Disconnection*. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 30, no. 4, pp. 774-780, Dec. 2007, doi: 10.1109/T-CAPT.2007.906692
- [50] PAPEŽ, V., HÁJEK, J. a HORÁK, M. *High-speed switch based on MOSFETs*. ISPS'16 PROCEEDINGS. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2016. pp. 177-182. ISBN 978-80-01-05998-2.
- [51] HORÁK, M. a PAPEŽ, V. *Model degradace kondenzátorů s metalizovanou elektrodou*. Energetika, přijato k publikaci

- [52] VODRÁŽKA, J., HORÁK, M. a DUŠEK, K. *Aging Analysis of Metalized Film Capacitors*. 16th Mechatronika 2014. Brno: Brno University of Technology, 2014. pp. 648-651. ISBN 978-80-214-4817-9.
- [53] HORÁK, M. a MACH, P. *Changes of Loss Factor of Polypropylene Film Capacitors During Long Time Thermal Ageing*. Proc. 2018 International Conference on Diagnostics in Electrical Engineering (Dagnostika), Pilsen, Czech Republic, 2018, pp. 110-113. ISBN 978-1-5386-4424-9, WoS 000451377600055, doi: 10.1109/ISSE.2015.7248004
- [54] MACH, P. a HORÁK, M. *Examination of Influence of Electrical Stress on Parameters of PP Film Capacitors*. 2014 IEEE 20th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME). Bucharest: Politehnica, 2014. p. 51-54. ISBN 978-1-4799-6962-3.
- [55] PAPEŽ, V. *Technologie elektrotechnických součástek, Cvičení*. ČVUT, Praha 1992
- [56] PAPEŽ, V. *Equipment for the Automatic Testing of Power Capacitors*. MIEL , Bělehrad 2014
- [57] *Firemní literatura WIMA*.
- [58] *Konstrukční katalog TESLA, Pasivní elektronické součástky*. ELTOS, Praha 1991
- [59] MACH, P. a HORÁK, M. *Ageing of Self-healing Polypropylene Film Capacitors by Non-sinusoidal Voltage*. 37th International Spring Seminar on Electronics Technology , Drážďany , Německo 2014
- [60] HORÁK, M. a MACH, P. *Study of Electrical Ageing of Polypropylene Film Capacitors Using Third Harmonics Measurement*. 2014 IEEE 20th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging, Bucharest, Romania 2014
- [61] MAŤÁTKO, J. a FOITOVÁ, E. *Elektronika*. Druhé vydání, SNTL, Praha 1981
- [62] VACULÍKOVÁ, P., VACULÍK, E. et al. *Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů*. Grada Publishing, 1998, ISBN 80-7169-568-8
- [63] NICHOLSON, J. R. a MALACK, J. A. *RF impedance of power-lines and line impedance stabilization networks in conducted interference measurements*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-18, no. 1, p. 36-38, 1976. DOI: 10.1109/TEMC.1976.303453

- [64] *WIMA firemní internetové stránky.*
<http://wima.com>.
- [65] *Vishay firemní internetové stránky.*
<http://vishay.com>.
- [66] *ZEZ SILKO, s.r.o., Žamberk firemní internetové stránky.*
<http://zez-silko.cz>.
- [67] *Danbridge Electronics.*
<http://danbridge.com>.
- [68] *Keysight Technologies firemní internetové stránky.*
<http://keysight.com>.

Příloha A

Seznam zkratk, značek a symbolů

- a : Činitel útlumu
- D : Dissipation factor (ztrátový činitel)
- $\tan \delta$: Ztrátový činitel
- ESR : Equivalent series resistance
- ω : Úhlová rychlost ($\omega = 2\pi f$)
- f : Frekvence
- SCR : Silicon Controlled Rectifier (tyristor)
- GTO : Gate Turn-off (tyristor)
- IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor (bipolární tranzistor s izolovaným hradlem)
- THI : Third harmonic index (index třetí harmonické)
- NF : Nízkofrekvenční
- PWM : Pulzně šířková modulace
- EMC : Elektromagnetická kompatibilita
- AGC : Automatic Gain Control
- X2 : Speciální typ kondenzátorů
- RTG : Rentgenová analýza
- EDX : Energy Dispersive X-Ray Spectroscopy

- PP : Polypropylén

Příloha B

Seznam vlastních publikací

B.1 Publikace vztahující se k tématu disertační práci

B.1.1 Publikace v recenzovaných časopisech

Horák, M.; Papež, V. *Model degradace kondenzátorů s metalizovanou elektrodou*. Energetika, přijato k publikaci.

B.1.2 Ostatní publikace

Horák, M.; Mach, P. *Changes of loss factor of polypropylene film capacitors during long time thermal ageing*. Proc. 2018 International Conference on Diagnostics in Electrical Engineering (Diagnostika), Pilsen, Czech Republic, 2018, pp. 110-113. ISBN 978-1-5386-4424-9, WoS 000451377600055, DOI: 10.1109/ISSE.2015.7248004

Papež, V.; Hájek, J.; Horák, M. *High-speed switch based on MOSFETs*. In: ISPS'16 PROCEEDINGS. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2016. pp. 177-182. ISBN 978-80-01-05998-2.

Horák, M.; Mach, P. *Study of Thermal Ageing of Polypropylene Film Capacitors*. In: SIITME 2015 Abstracts Proceedings. Brasov: The Transilvania University of Brasov, Faculty of Electrical Engineering, 2015. pp. 57-60. ISSN 2285-7109.

Vodrážka, J.; Horák, M.; Dušek, K. *Aging Analysis of Metalized Film Capacitors*. In: 16th Mechatronika 2014. Brno: Brno University of Technology, 2014. pp. 648-651. ISBN 978-80-214-4817-9.

Horák, M.; Mach, P. *Study of Electrical Ageing of Polypropylene Film Capacitors using Third Harmonics Measurement*. In: 2014 IEEE 20th International Symposium for Design

and Technology in Electronic Packaging (SIITME). Bucharest: Politehnica, 2014. p. 55-59. ISBN 978-1-4799-6962-3.

Mach, P.; Horák, M. *Examination of Influence of Electrical Stress on Parameters of PP Film Capacitors*. In: 2014 IEEE 20th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME). Bucharest: Politehnica, 2014. p. 51-54. ISBN 978-1-4799-6962-3.

Mach, P.; Horák, M. *Ageing of Self-healing Polypropylene Film Capacitors by Non-sinusoidal Votage*. In: 37th Int. Spring Seminar on Electronics Technology. New York: IEEE, 2014. ISSN 2161-2536. ISBN 978-1-4799-4455-2.

B.2 Publikace ostatní

Horák, M.; Papež, V. *Very Low Noise DC Power Supply*. In: Proceedings of 22nd International Conference Radioelektronika 2012. Brno: VUT v Brně, FEKT, Ústav radioelektroniky, 2012. pp. 99-102. ISBN 978-80-214-4468-3.

Papež, V.; Horák, M.; Hájek, J.; Künzel, K. *Analysis of the Measuring Circuit for the OCVD Method*. ISPS'18 Proceedings. Praha: CTU. Czech Technical University Publishing House, 2018. p. 123-131. ISBN 978-80-01-06469-6.

Horák, M.; Vigner, V. *Advanced Measurement of Photovoltaic Cells*. Praha, 2014-05-15. 2014. ISBN 978-80-01-05499-4.

Mach, P.; Horák, M.; Stancu, C. *Thermal Ageing of Polypropylene Film Capacitors*. In: 38th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE 2015). New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015. pp. 272-276. ISBN 978-1-4799-8860-0.

B.3 Ohlasy

(Mach, P.; Horák, M.: Examination of Influence of Electrical Stress on Parameters of PP Film Capacitors)

Gupta, Anunay; Yadav, Om Prakash; DeVoto, Douglas; Major, Joshua: *A Review of Degradation Behavior and Modeling of Capacitors* American Society of Mechanical Engineers (ASME), 2018. ISBN 978-0-7918-5192-0.

(Mach, P.; Horák, M.; Stancu, C.: Thermal Ageing of Polypropylene Film Capacitors)
Gupta, Anunay; Yadav, Om Prakash; DeVoto, Douglas; Major, Joshua: *A Review of Degradation Behavior and Modeling of Capacitors* American Society of Mechanical Engineers (ASME), 2018. ISBN 978-0-7918-5192-0

(Vodrážka, J.; Horák, M.; Dušek, K.: Aging Analysis of Metalized Film Capacitors)
Voglitsis, D.; Papanikolaou, Nick P.; Christodoulou, Christos A.; Baros, Dimitris K.; Gonos, Ioannis F.: *Sensitivity Analysis for the Power Quality Indices of Standalone PV Systems* IEEE ACCESS, vol. 5, pp. 25913 - 25922, 2017. ISSN 2169-3536.

(Mach, P.; Horák, M.: Ageing of Self-healing Polypropylene Film Capacitors by Non-sinusoidal Voltage)

Li, L.; Ning, P.; Duan, Z.; Zhang, D.; Wen, X.; Qiu, Z.: *A Study on The Effect of DC-Link Decoupling Capacitors*. IECON 2017 - 43RD ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, pp. 4845 - 4850, 2017. ISSN 1553-572X.

(Horák, M.; Papež, V.: Very Low Noise DC Power Supply)

Zou, X.; Thiruvengatanathan, P.; Seshia, Ashwin A.: *Micro-Electro-Mechanical Resonant Tilt Sensor with 250 Nano-Radian Resolution*. 2013 JOINT EUROPEAN FREQUENCY AND TIME FORUM & INTERNATIONAL FREQUENCY CONTROL SYMPOSIUM (EFTF/IFC), pp. 54 - 57, 2013. ISSN 2327-1914.