

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

Katedra mikroelektroniky
Elektronika a komunikace



**Přípravek na měření napěťové závislosti
kapacity keramických kondenzátorů**

**Measuring the Capacity-Voltage
Dependence of the Ceramic Capacitors
Device**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Autor: Bc. Petr Tomášek
Vedoucí práce: Ing. Jan Novák, Ph.D.
Rok: 2024

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Tomášek** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **483540**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Specializace: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Přípravek na měření napěťové závislosti kapacity keramických kondenzátorů

Název diplomové práce anglicky:

Measuring the Capacity-Voltage Dependence of the Ceramic Capacitors Device

Pokyny pro vypracování:

- 1) Seznamte se s problematikou feroelektrik ve vícevrstvých keramických kondenzátorech.
- 2) Prostudujte možnost poloautomatického měření kapacity kondenzátoru při změně přiloženého stejnosměrného napětí.
- 3) Navrhněte zapojení přípravku s následujícími rozsahy: kapacita kondenzátoru 1 uF - 100 uF, stejnosměrné napětí 0 V - 30 V. Zařízení doplňte o externí archivaci dat.
- 4) Vytvořte měřicí režim pro určení napěťové charakteristiky kapacity kondenzátoru se zobrazením grafu na displeji a výpočtem poklesu kapacity.
- 5) Zapojení realizujte ve formě funkčního vzorku.
- 6) Proveďte ověřovací měření.
- 7) Zhodnoťte dosažené výsledky a navrhněte případná rozšíření.

Seznam doporučené literatury:

- [1] V. Haasz a kolektiv, Elektrická měření. Přístroje a metody, ČVUT 2018, 3. vydání, ISBN 978-80-01-06412-2.
- [2] Sonia De Almeida-Didry, Cécile Autret, François Gervais, Promising trends in materials for ceramic capacitors, LAP LAMBERT Academic Publishing 2020, ISBN 978-6203042085.
- [3] Passive Components, MLCC and Ceramic Capacitors, 2023, <https://passive-components.eu/mlcc-and-ceramic-capacitors/>

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

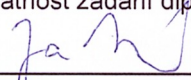
Ing. Jan Novák, Ph.D. katedra mikroelektroniky FEL

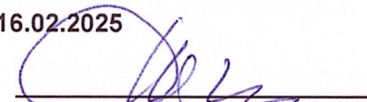
Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

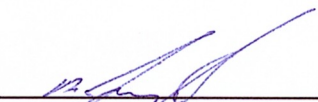
Datum zadání diplomové práce: **29.08.2023**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **16.02.2025**


Ing. Jan Novák, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce


prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry


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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

2.1.2024

Datum převzetí zadání


Podpis studenta

Prohlášení

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

V Praze dne

.....
Petr Tomášek

Poděkování

Děkuji Ing. Janu Novákovi, Ph.D. za vedení mé práce, trpělivost a usměrnění některých mých kreativních nápadů při návrhu přípravku. Dále děkuji Ing. Martinu Jantačovi za pomoc s 3D tiskem krabičky a také firmě BTL za možnost využití prostředků při prototypování. Hlavně děkuji své rodině za obrovskou podporu při studiu a jeho dokončení.

Petr Tomášek

Název práce:

Přípravek na měření napěťové závislosti kapacity keramických kondenzátorů

Autor: Petr Tomášek

Studijní program: Elektronika a komunikace

Obor: Elektrotechnika

Druh práce: Diplomová práce

Vedoucí práce: Ing. Jan Novák, Ph.D.

Klíčová slova: Kondenzátory, Vícevrstvý Keramický Kondenzátor, Feroelektrika, Napěťová Závislost Kapacity, Polarizace, Polarizovatelnost, Měření Impedance

Title:

Measuring the Capacity-Voltage Dependence of the Ceramic Capacitors Device

Author: Petr Tomášek

Course of study: Electronics and communication engineering

Field: Electrical engineering

Kind of work: Master's Thesis

Thesis supervisor: Ing. Jan Novák, Ph.D.

Key words: Capacitors, MLCC, Ferroelectrics, DC Bias Capacity Dependence, Polarization, Polarizability, Impedance Measurement

Abstrakt

Cílem práce je návrh a realizace přípravku pro provozní měření napěťové závislosti vícevrstvých keramických kondenzátorů (MLCC) v kapacitním rozsahu $1\ \mu\text{F} - 100\ \mu\text{F}$ a napěťovém rozpětí $0\ \text{V} - 30\ \text{V}$ metodou I-V. Měření probíhá plně automaticky a výsledná napěťová závislost je zobrazena na displeji v grafu. Přípravek je také doplněn o možnost exportu dat.

Obsahem práce je dále problematika dielektrických materiálů – zejména ferroelektrik, využívané ve vícevrstvých keramických kondenzátorech. Popsaný model reálného kondenzátoru navazuje na teoretický základ předchozí kapitoly. Prezentovány jsou také různé druhy kondenzátorů s důrazem na MLCC. Nakonec je popsán návrh a funkce přípravku DCCapSens spolu s měřicím algoritmem a naměřená data vybraných kondenzátorů ($1\ \mu\text{F}$, $10\ \mu\text{F}$ a $47\ \mu\text{F}$) pro otestování měřicího rozsahu jsou porovnána s daty od výrobce a referenčním LRC-měřičem.

Abstract

The goal of master's thesis is design and build of a device for measuring capacity-voltage dependence of multi-layer ceramic capacitors (MLCC) in the capacity range $1\ \mu\text{F} - 100\ \mu\text{F}$ and the voltage range $0\ \text{V} - 30\ \text{V}$ by I-V method. The measurement is fully automatic and the resulting voltage dependence is displayed on the display in a graph. User has also a option to export the data to PC for an easy analysis in Microsoft Excel.

The content of the thesis is also the issue of dielectric materials – especially ferroelectrics, used in multilayer ceramic capacitors. The described model of a real capacitor follows on from the theoretical basis of the previous chapter. Various types of capacitors are also presented, with an emphasis on MLCC. Finally, the design and function of the DCCapSens are described together with the measurement algorithm and the measured data of the selected capacitors ($1\ \mu\text{F}$, $10\ \mu\text{F}$ and $47\ \mu\text{F}$) for testing of the measuring range are compared with the data from the manufacturer and the reference LRC-meter.

Obsah

Seznam použitých zkratek a symbolů	xi
Seznam obrázků	xiv
Seznam tabulek	xvii
Úvod	1
1 Dielektrikum	3
1.1 Elektrický dipól	4
1.2 Polarizace	6
1.3 Elektrická indukce	7
1.4 Elektrická susceptibilita	8
1.4.1 Feroelektrika	9
1.5 Polarizovatelnost	12
1.5.1 Nepochární látky a Clausiův-Mossottiův vztah	12
1.5.2 Polární látky a Langevinova teorie	14
2 Kondenzátor	17
2.1 Papírové kondenzátory	21
2.2 Elektrolytické kondenzátory	21
2.3 Fóliové kondenzátory	22
2.4 Slídové kondenzátory	23
2.5 Vakuové kondenzátory	24
2.6 Keramické kondenzátory	24
2.6.1 Třídy MLCC	24
2.6.2 Výroba MLCC	26
3 Měření impedancí	29
3.1 Můstková metoda	29
3.2 Rezonanční metoda	30
3.3 Metoda I-V	30
3.4 Metoda auto-balancing bridge	31
4 Návrh přípravku	33
4.1 Princip měření	33
4.2 Zdroj střídavého signálu	37
4.3 Obvody pro zjištění amplitudy a fáze	38
4.4 Měřicí větve	40

4.5	Napájení ± 5 V	42
4.6	Zdroj stejnosměrného předpětí	42
4.7	Měřicí algoritmus	43
4.8	Uživatelské rozhraní	44
4.9	Export naměřených dat	44
5	Výsledky měření	47
5.1	Měření kapacity 1 μF	48
5.2	Měření kapacity 10 μF	52
5.3	Měření kapacity 47 μF	54
	Závěr	57
	Literatura	59
	Přílohy	62
	Příloha A – Schémata	63
	Příloha B – Fotodokumentace	70

Seznam použitých zkratek a symbolů

α	-	Celkový činitel polarizovatelnosti
α_0		Celkový činitel polarizovatelnosti molekuly nepolárních látek
$\alpha_e, \alpha_i, \alpha_d$		Činitel elektronové, iontové a orientační polarizovatelnosti
β, θ		Pozorovací úhly
$\tan\delta, \tan\delta_p, \tan\delta_s$	-	Ztrátový činitel
$\varepsilon, \varepsilon_0, \varepsilon_r$	$F \cdot m^{-1}$	Permitivita, Permitivita vakua, Relativní permitivita
Θ		Koeficient paraelektrického stavu dielektrika
μ, μ_0, μ_r	$H \cdot m^{-1}$	Permeabilita, Permeabilita vakua, Relativní permeabilita
ρ	$C \cdot m^{-3}$	Celková hustota vázaného náboje
ρ_b	$C \cdot m^{-3}$	Objemová hustota vázaného náboje
ρ_f	$C \cdot m^{-3}$	Objemová hustota volného náboje
σ_b	$C \cdot m^{-2}$	Plošná hustota vázaného náboje
τ		Časová konstanta
$\phi(\mathbf{r})$	V	Elektrický potenciál
ξ	K	Feroelektrická Curieova teplota
χ_e	-	Elektrická susceptibilita
χ_m	-	Magnetická susceptibilita
ω, ω_0	$rad \cdot s^{-1}$	Úhlová frekvence
AC		Střídavý proud
C	F	Kapacita kondenzátoru
C_d		Oddělovací kondenzátor
C_p		Kapacita paralelního modelu kondenzátoru
C_s		Kapacita sériového modelu kondenzátoru
C_x		Kapacita měřeného kondenzátoru
C_{DA}		Kapacita dielektrické absorpce
d	m	Vzájemná vzdálenost nábojů elektrického dipólu
d	m	Vzdálenost elektrod deskového kondenzátorů
DA		Dielektrická absorpce
DC		Stejnosměrný proud
\mathbf{D}	$C \cdot m^{-2}$	Vektor elektrické indukce
\hat{D}_U	-	Fázor podílu napětí
e	C	Náboj elektronu
\mathbf{E}	$V \cdot m^{-1}$	Intenzita celkového elektrického pole
\mathbf{E}_b		Intenzita elektrického pole vázaných nábojů
\mathbf{E}_f		Intenzita elektrického pole volných nábojů

E_{local}		Lokální elektrické pole
E_s		Pole kulové oblasti uvnitř dielektrika
E'		Pole sousedních molekul
$-E_c, E_c$		Feroelektrické koercitivní pole
ESR		Ekvivalentní sériový odpor
ESL		Ekvivalentní sériová indukčnost
f	Hz	Frekvence (kmitočet)
f_s		Rezonanční kmitočet
F	N	Síla
H	$\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$	Intenzita magnetického pole
I	A	Proud
k_B		Boltzmannova konstanta
L	H	Indukčnost
L_s		Sériová indukčnost
m_1, m_2	kg	Hmotnosti iontů tvořící dipól
m	$\text{Wb}\cdot\text{m}$	Magnetický moment
MLCC		Vícevrstvé keramické kondenzátory
M	$\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$	Vektor magnetizace
n_V		Počet molekul v celém objemu
n		Jednotkový normálový vektor
N		Počet vrstev MLCC
N_0		Koncentrace molekul v jednotkovém objemu
p	$\text{C}\cdot\text{m}$	Elektrický dipólový moment
p, p_e, p_i		Indukované elektrické dipólové momenty atomů nepolárních látek
$-P_m, P_m$		Maximální polarizace
$-P_r, P_r$		Remanentní polarizace
$-P_s, P_s$		Saturační polarizace
PC		Polykarbonát
PET		Polyester
PP		Polypropylen
PS		Polystyren
PTFE		Polytetrafluoretylen
P	$\text{C}\cdot\text{m}^{-2}$	Vektor elektrické polarizace
Q	C	Čelkový elektrický náboj
Q	-	Činitel jakosti
Q_b	C	Vázaný elektrický náboj
Q_f		Volný elektrický náboj
r, r', R	m	Vzdálenosti od pozorovacího bodu
R	m	Poloměr atomu
R	Ω	Odpor
R_d		Oddělovací rezistor
R_i		Referenční rezistor
R_p		Svodový odpor kondenzátoru
R_s		Sériový odpor kondenzátoru
R_{DA}		Odpor dielektrické absorpce
S	m^2	Plocha
$\Delta t_{\text{micros}()}$	s	Doba vykonání funkce micros()
T	K	Absolutní termodynamická teplota
TCC		Teplotní charakteristika kapacity

ΔT	K	Teplotní interval
T_C		Curieova teplota materiálu
U	V	Napětí
U_{\max}		Maximální napětí
U_{bias}		Napěťové předpětí měřeného kondenzátoru
$\hat{U}_i, \hat{U}_{R_i}, \hat{U}_x$		Fázory napětí oscilátoru, ref. rezistoru a měřeného kondenzátoru
V	m^3	Objem
Z	Ω	Impedance
Z_C		Impedance reálného kondenzátoru
\hat{Z}		Fázor impedance
X_C	Ω	Reaktance kondenzátoru (kapacitance)
X_L		Reaktance cívky (induktance)
X_p		Reaktance paralelního modelu kondenzátoru
X_s		Reaktance sériového modelu kondenzátoru
$\hat{X}_{C_d}, \hat{X}_{C_x}$		Fázory reaktance oddělovacího a měřeného kondenzátoru

Seznam obrázků

1.1	Schéma polárního dielektrika v elektrickém poli [12]	4
1.2	Schéma nepolárního dielektrika v elektrickém poli [13]	4
1.3	Opačně nabité náboje tvořící dipól	5
1.4	Přehled dielektrik [5]	10
1.5	Hysterezní smyčka feroelektrik [2][6]	11
2.1	Náhradní schéma kondenzátoru a) paralelní b) sériové s příslušnými im- pedančními trojúhelníky[9][2]	18
2.2	Model reálného kondenzátoru [9][2]	19
2.3	Frekvenční charakteristika reálného kondenzátoru[17]	20
2.4	Dielektrická absorbce[18]	21
2.5	Vnitřní struktura MLCC [31]	26
2.6	Výroba MLCC – 1) Tisk vnitřních elektrod na dielektrickou fólii [33]	27
2.7	Výroba MLCC – 2) Skládání vrstev na sebe & 3) Laminace [33]	27
2.8	Výroba MLCC – 4) Řezání & 5) Spékání [33]	28
2.9	Výroba MLCC – 6) Potahování externích elektrod & 7) Pokovování [33]	28
3.1	Měření Wheatstoneovým můstkem [35]	30
3.2	Měření rezonanční metodou [35]	30
3.3	Měření I-V metodou [35][36]	31
3.4	Měření metodou auto-balancing bridge [35]	31
4.1	Princip – Smyčka RC	34
4.2	Princip obvodu pro měření napěťové závislosti kapacity C_x	34
4.3	Měřicí obvod – AC analýza	36
4.4	Schéma oscilátoru s fázovým posunem	37
4.5	Schéma druhé části bloku oscilátoru	38
4.6	Základní schéma peak detectoru	39
4.7	Upravené schéma peak detectoru	39
4.8	Napěťový úbytek diody BAT54	40
4.9	Oddělovací rezistor s blokem pro nabíjení kondenzátoru	41
4.10	Smyčka obvodu pro cestu od oscilátoru k měřenému kondenzátoru	41
4.11	Větev pro vybití a měření U_{bias} kondenzátoru	41
4.12	ICL7660 – Napěťový invertor s Dicksonovou pumpou	43
4.13	Ukázka uživatelského rozhraní přípravku	44
4.14	Ukázka softwaru CoolTerm	46
5.1	Stolní LRC měřič HM 8118 [29]	47
5.2	Pouzdra měřených kondenzátorů a) 1 μF b) 10 μF c) 47 μF [30]	48

5.3	Srovnání přípravku a LRC-metru při měření 1 μ F kondenzátoru s daty od výrobce	49
5.4	Úryvek kódu pro zjišťování fázového posunu signálů	50
5.5	Výsledky měření 1 μ F kondenzátoru	51
5.6	Srovnání průměrných hodnot přípravku vůči LRC-metru při měření 1 μ F kondenzátoru	51
5.7	Srovnání přípravku a LRC-metru při měření 10 μ F kondenzátoru s daty od výrobce	52
5.8	Výsledky měření 10 μ F kondenzátoru	53
5.9	Srovnání průměrných hodnot přípravku vůči LRC-metru při měření 10 μ F kondenzátoru	54
5.10	Srovnání přípravku a LRC-metru při měření 47 μ F kondenzátoru s daty od výrobce	55
5.11	Výsledky měření 47 μ F kondenzátoru	56
5.12	Srovnání průměrných hodnot přípravku vůči LRC-metru při měření 47 μ F kondenzátoru	56
A1	Schéma – Top	64
A2	Schéma – Nábojová pumpa s regulátory pro symetrické napájení	65
A3	Schéma – Obvody pro zpracování amplitud a fáze	66
A4	Schéma – Lineární regulátor	67
A5	Schéma – Oscilátor	68
A6	Schéma – Displej	69
B1	Přípravek DCCapSens – Přední a zadní část	70
B2	Přípravek DCCapSens – Přední a zadní část základní desky	70
B3	Přípravek DCCapSens – Sestavení	71
B4	Přípravek DCCapSens – Přední a zadní část PCB pro připájení kondenzátorů	71
B5	Přípravek DCCapSens – Měření	72
B6	Přípravek DCCapSens – Vnitřní strana horního krytu & třípatrová architektura	72
B7	Přípravek DCCapSens – Deska pro připojení displeje ILI9341 k Arduinu	73
B8	Přípravek DCCapSens – Propojení analogových pinů se základní deskou	73
B9	Přípravek DCCapSens – Řídicí vývojová deska Arduino R4 Minima	73

Seznam tabulek

1.1	Permitivita některých látek [1]	9
2.1	Přehled parametrů papírových kondenzátorů[25][21][18]	21
2.2	Přehled parametrů elektrolytických kondenzátorů[25][21][18]	22
2.3	Přehled parametrů fóliových kondenzátorů[25][21][18]	23
2.4	Přehled parametrů slídových kondenzátorů[25][21][18]	24
2.5	Přehled parametrů vakuových kondenzátorů[25][21][18][24]	24
2.6	Přehled parametrů keramických kondenzátorů[25][21][18]	25
2.7	Teplotní charakteristika MLCC I. třídy [27][28]	25
2.8	Teplotní charakteristika MLCC II. třídy [27][28]	26
4.1	Porovnání parametrů výstupního sinusového signálu oscilátoru se simulací	38
5.1	Přehled parametrů měřeného 1 μF kondenzátoru	48
5.2	Přehled parametrů měřeného 10 μF kondenzátoru	52
5.3	Přehled parametrů měřeného 47 μF kondenzátoru	54

Úvod

Spotřební elektronika, automobilový průmysl, obrana a průmyslové stroje – to jsou jen některé oblasti, kde se využívá vícevrstvých keramických kondenzátorů (MLCC). Tyto kompaktní součástky shromažďující elektrický náboj jsou důležitými stavebními kameny dnešní moderní elektroniky tvořící přibližně 30 % všech komponentů typického modulu hybridního obvodu. Vícevrstvé kondenzátory se skládají z monolitického keramického bloku s hřebenovými elektrodami. Vnitřní elektrody jsou na čelních koncích keramického bloku spečeny s kovovými vrstvami.

V moderním světě v oblasti elektroniky vše postupně zmenšuje svůj objem. Výjimkou nejsou ani tyto kondenzátory. Se zmenšováním samozřejmě přicházejí nejen výhody, ale i nevýhody. Proto vedle menších výrobních nákladů, menší hmotnosti a kompaktním pouzdrům stojí také menší dielektrická pevnost, nebo vyšší napěťová a teplotní závislost kapacity.

Je tedy důležité si stanovit vstupní podmínky, ve kterých se dané součástky budou pohybovat a na základě toho vědět, jak se které parametry můžou v závislosti na tyto podmínky měnit. S tímto procesem může například pomoci přípravek pro měření napěťové závislosti, kterému se tato práce věnuje.

Kapitola 1

Dielektrikum

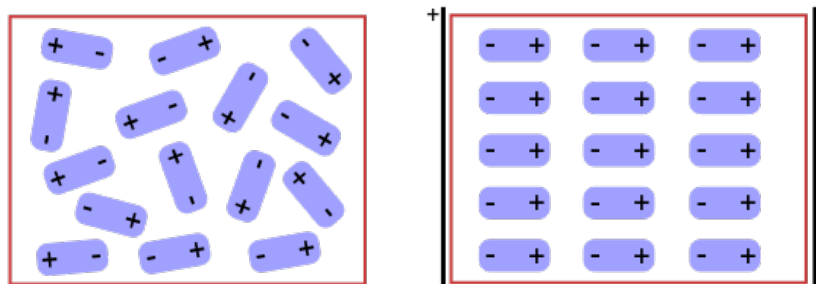
Pevné, kapalné, nebo plynné látkové skupenství reagují na elektrické pole vždy trochu jinak a proto je lze z tohoto hlediska rozdělit do dvou významných skupin: *vodiče*, které mají schopnost vést elektrický náboj a *dielektrika* (také *nevodiče*), která takovou schopnost nemají a slouží tedy jako izolanty.

Z mikroskopického hlediska látka nemá spojitou strukturu, je tvořena atomy či molekulami jejichž součástmi jsou elektricky nabitě částice – protony jádra a elektrony. Těchto stavebních prvků, které tvoří strukturu jak vodičů, tak dielektrik, je pro představu v jednom krychlovém centimetru 10^{20} - 10^{22} molekul, popř. atomů. Tyto prvky jsou k tomu v neustálém pohybu ve vzájemné vzdálenosti jednotek nanometrů až stovek pikometrů (průměr atomu se pohybuje od desítek až po stovky pikometrů).[2]

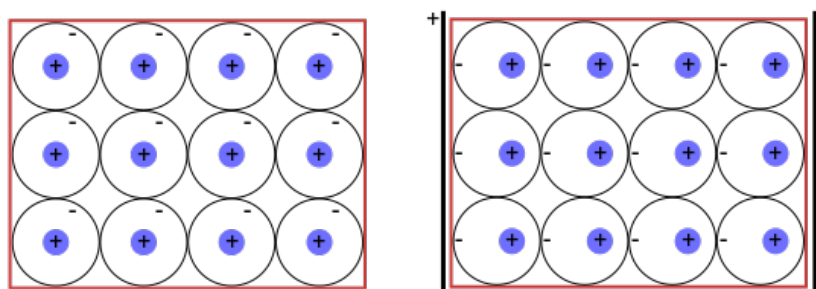
Vodiče obsahují nezměrný počet volných nábojů, které se mohou volně pohybovat materiálem. V praxi jsou to elektrony, které nejsou pevně vázány k jádru atomu. Naproti tomu v dielektrikách jsou všechny náboje vázány k určitým atomům či molekulám a jejich pohyb je velmi limitován v rámci jen daného atomu nebo molekuly. Tyto mikroskopické změny polohy mají jen zanedbatelný dopad ve srovnání s pohyby volných nábojů ve vodičích, ale je to právě jejich kumulativní efekt, díky kterému je možné pozorovat charakteristické chování dielektrik v makroskopickém měřítku. Mechanismy, jež mohou ovlivnit rozložení nábojů v atomu či molekule dielektrika jsou dva: deformace a rotace, díky čemuž bude možné dielektrika dále dělit.[1][2]

Co se stane s neutrálním atomem, když je vložen do elektrického pole \mathbf{E} ? První myšlenky mohou vést k odpovědi, že se nestane vůbec nic, protože je atom elektricky neutrální. Tato odpověď však není pravdivá. Ačkoliv atom je celkově elektricky neutrální, jeho kladně nabitě jádro je obklopeno záporně nabitým elektronovým obalem. A právě na tyto dvě nabitě oblasti atomu má elektrické pole vliv: jádro je tlačeno ve směru siločar pole, zatímco elektrony v obalu do směru opačného. Teoreticky pokud by bylo pole silné natolik, že by byl elektron z elektronového obalu vytržen, atom by tzv. "zionizoval" a látka by se stala vodičem. V přítomnosti méně extrémních polí je ale rovnovážný stav brzy nalezen – \mathbf{E} oddalující elektrony a jádro od sebe a vzájemná přitažlivá síla si najdou svůj balanc. Výsledkem je polarizovaný atom s kladným nábojem posunutým k jedné straně a záporným k opačné. Tento stav lze popsat *dipólovým momentem* \mathbf{p} , jenž má shodný směr s vektorem pole \mathbf{E} . [1]

Izolanty, jejichž průběh polarizace vypadá právě takto, se nazývají *nepolární dielektrika*, protože samy o sobě bez vnějšího elektrického pole vlastní elektrický dipólový moment nemají. Jedná se tedy o první ze dvou zmíněných mechanismů – deformaci. Dipólové momenty, které atom, díky tomuto nesymetrickému prostorovému rozložení



Obrázek 1.1: Schéma polárního dielektrika v elektrickém poli [12]



Obrázek 1.2: Schéma nepolárního dielektrika v elektrickém poli [13]

mikroskopických částic s elektrickým nábojem získá, jsou indukované, a proto se tomuto procesu říká *indukovaná polarizace*. [2][10][11]

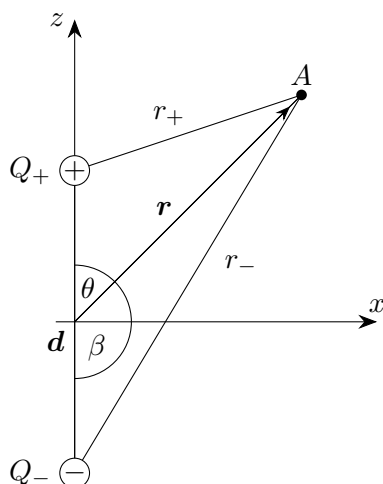
Co se oproti atomu stane s molekulou potom, co je vložena do elektrického pole \mathbf{E} ? Molekula je složena ze vzájemně provázaných atomů či iontů – má tedy nesymetricky rozložené náboje, a proto již vlastní elektrický dipólový moment vykazuje. Jedná se tedy o *polární dielektrikum*. V homogenním poli je dipól tlačěn z kladně nabitě strany silou $F_+ = Q\mathbf{E}$, která je vyrušena opačnou silou stejné velikosti $F_- = -Q\mathbf{E}$. Výsledkem však bude otočení molekuly v prostoru tak, aby svůj vlastní dipólový moment měla souběžný se směrem elektrického pole. Jde tedy o rotaci – druhý ze zmíněných mechanismů, a proto se tomuto principu říká *orientační polarizace* (k určité deformaci zde také dochází, ale rotace dominuje). V případě např. molekuly vody mají elektrony tendenci shromažďovat se okolo atomu kyslíku. Protože atomy vodíku mezi sebou svírají úhel zhruba 105° , náboje v molekule nejsou rozloženy symetricky, což je důvodem, proč H_2O má vlastní permanentní dipólový moment o velikosti $6.1 \cdot 10^{-30} \text{ C} \cdot \text{m}$. [2][10][11]

1.1 Elektrický dipól

Elektrický dipól je tedy možné charakterizovat jako soustavu dvou bodových nábojů $Q_- < 0$, $Q_+ > 0$ stejné velikosti Q , ale opačného znamení, umístěných v bodech \mathbf{r}_- , \mathbf{r}_+ ve vzájemné vzdálenosti d . [2] Pro popis elektrického pole dipólu je možné, pomocí vektoru $\mathbf{d} = \mathbf{r}_+ - \mathbf{r}_-$, zavést *elektrický dipólový moment* jako

$$\mathbf{p} = Q\mathbf{d}. [2] \quad (1.1)$$

Budou-li náboje tvořící dipól ležet na ose z symetricky podle osy x tak, že počátek soustavy souřadnic bude půlit vektor \mathbf{d} (obrázek 1.3) bude pro elektrický potenciál tímto



Obrázek 1.3: Opačně nabité náboje tvořící dipól

dipólem vytvořený platit

$$\varphi(\mathbf{r}) = \varphi_+(\mathbf{r}) - \varphi_-(\mathbf{r}) = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \left(\frac{1}{r_+} - \frac{1}{r_-} \right). [1]$$

Situaci na obrázku 1.3 lze popsat pomocí kosinové věty

$$r_{\pm}^2 = r^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 \mp rd \cos \theta = r^2 \left(1 \mp \frac{d}{r} \cos \theta + \frac{d^2}{4r^2} \right). [1] \quad (1.2)$$

Vyšetřováno bude zejména makroskopické chování dipólů a následně materiálů jimi tvořených, kde $r \gg d$, proto je provedena následující aproximace

$$r_- \approx r \approx r_+, \quad \theta_- \approx \theta \approx \theta_+. [2]$$

Třetí člen $\frac{d^2}{4r^2}$ na pravé straně rovnice 1.2 se nyní stává zanedbatelným, a tedy

$$r_{\pm}^2 \cong r^2 \left(1 \mp \frac{d}{r} \cos \theta \right),$$

$$\frac{1}{r_{\pm}} \cong \frac{1}{r} \left(1 \mp \frac{d}{r} \cos \theta \right)^{-\frac{1}{2}}.$$

Lze si všimnout, že se nyní za již zmíněné podmínky $r \gg d$ mocinná funkce pohybuje velmi blízko nuly, a proto je možné tuto funkci aproximovat pomocí $(1+x)^n \approx 1+nx$ následovně

$$\frac{1}{r_{\pm}} \cong \frac{1}{r} \left(1 \pm \frac{d}{2r} \cos \theta \right),$$

a tedy

$$\frac{1}{r_+} - \frac{1}{r_-} \cong \frac{d}{r^2} \cos \theta.$$

Pro elektrický potenciál dipólu poté platí

$$\varphi(\mathbf{r}) \cong \frac{1}{4\pi\epsilon} \frac{dQ}{r^2} \cos \theta = \frac{1}{4\pi\epsilon} \frac{\mathbf{d} \cdot \mathbf{r}}{r^3}. \quad (1.3)$$

1.2 Polarizace

V předchozích podkapitolách byl rozebrán vliv elektrického pole na individuální atom či molekulu. Tato část se bude zabývat otázkou, co se stane s dielektrickým materiálem, který je vložen do elektrického pole. Pole vyvolá v každém atomu indukovaný dipól v případě nepolárních dielektrik, či natočí molekuly ve směru tohoto pole v případě polárních dielektrik. Tato natočení všech dílků materiálu však budou rušit náhodné kmity mřížky, obzvláště při vyšších teplotách a zmizí téměř okamžitě po odebrání pole.[1]

V obou případech bude výsledek z makroskopického hlediska stejný: spoustu malých dipólů směřujících ve směru pole – materiál je polarizovaný. Veličinu charakterizující výsledný stav látky, *vektor elektrické polarizace* $\mathbf{P}(\mathbf{r})$, je možné chápat jako střední hodnotu vektorových příspěvků všech elementárních dipólů v tomto objemu a má význam plošné hustoty dipólového momentu v bodě \mathbf{r} , jeho jednotkou je $\text{C} \cdot \text{m}^{-2}$. Výsledný dipólový moment \mathbf{p} takového objemu V dielektrika, je vyjádřený vztahem

$$\mathbf{p} = \int_V \mathbf{P}(\mathbf{r}) dV. [2] \quad (1.4)$$

Dále nastává otázka jaké pole bude všemi těmito dipóly v polarizovaném objemu V vytvořeno, pokud není bráno v úvahu pole, které bylo příčinou této polarizace. V předchozí podkapitole byl odvozen potenciál individuálního dipólu v počátku souřadnic (rovnice 1.3).

Nechť je zvolený objem rozdělen na infinitezimální objemy dV obsahující elementární dipóly $\mathbf{p} = \mathbf{P}dV$. Vektor \mathbf{r}' bude probíhat integrovaným objemem V a bude platit $\mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}'$. Pro celý objem poté lze psát

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_V \frac{\mathbf{P}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{R}}{R^3} dV. [2]$$

Dále je možné upravit integrand s pomocí vztahů vektorové analýzy (derivuje se podle souřadnic vektoru \mathbf{r}') do tvaru

$$\nabla' \left(\frac{1}{R} \right) = \nabla' \left[\frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \right] = \frac{\mathbf{R}}{R^3},$$

a na celý dále uplatnit větu o divergenci součinu skalární a vektorové funkce $\nabla \cdot (f\mathbf{F}) = \nabla f \cdot \mathbf{F} + f\nabla \cdot \mathbf{F}$, s níž je dosaženo

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}') \nabla' \left(\frac{1}{R} \right) = \nabla' \left[\frac{\mathbf{P}(\mathbf{r}')}{R} \right] - \frac{\nabla \mathbf{P}(\mathbf{r}')}{R}.$$

Potenciál polarizovaného objemu lze po rozkladu vyjádřit v názorné podobě

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left\{ \int_V \nabla' \left[\frac{\mathbf{P}(\mathbf{r}')}{R} \right] dV - \int_V \frac{\nabla \mathbf{P}(\mathbf{r}')}{R} dV \right\},$$

ze které je po aplikaci věty o divergenci na první integrál (za hranici S množiny V je zvolen plášť tohoto objemu) získán konečný výsledek

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left\{ \oint_S \frac{\mathbf{P}(\mathbf{r}')}{R} d\mathbf{S} - \int_V \frac{\nabla \mathbf{P}(\mathbf{r}')}{R} dV \right\}. [2] \quad (1.5)$$

Po zavedení plošné hustoty náboje na povrchu objemu V (\mathbf{n} je jednotkovým vektorem normály k ploše S směřující ven) a objemové hustoty náboje

$$\sigma_b(\mathbf{r}') = \mathbf{P}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{n}, \quad \rho_b(\mathbf{r}') = -\nabla \cdot \mathbf{P}(\mathbf{r}'), [1] \quad (1.6)$$

je možné potenciál polarizovaného objemu (rovnici 1.5) zapsat ve tvaru

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \oint_S \frac{\sigma_b(\mathbf{r}')}{R} dS + \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_V \frac{\rho_b(\mathbf{r}')}{R} dV. [1] \quad (1.7)$$

”Můžeme tedy celkově říci: Elektrostatické pole dipólů objemově rozložených v objemu V s hustotou $\mathbf{P}(\mathbf{r}')$ lze formálně popsat jako superpozici elektrostatického pole nábojů objemově rozložených v tomto objemu s hustotou $\rho = -\text{div}\mathbf{P}$ a elektrostatického pole nábojů plošně rozložených na povrchu S uvažovaného objemu V s hustotou $\sigma = \mathbf{P} \cdot \mathbf{n}$, kde \mathbf{n} je jednotkový vektor kladné normály.” – SEDLÁK, ŠTOLL [2]: s. 73

1.3 Elektrická indukce

Jak bylo v předchozí podkapitole ukázáno, efektem polarizace je akumulace (vázaného) náboje s hustotou $\rho_b = -\nabla \cdot \mathbf{P}$ uvnitř dielektrického materiálu a $\sigma_b = \mathbf{P} \cdot \mathbf{n}$ na jeho povrchu. Pro kompletní popis je potřeba započítat ještě vnější elektrostatické pole, jakožto příčinu polarizace dielektrika. Toto pole je složeno z nábojů, které nejsou vázané – tedy všechny ostatní. Příkladem jsou volné elektrony, nebo ionty dielektrika, zkrátka všechny náboje, které nelze polarizovat – označují se tedy jako *volné náboje*. Celková nábojová hustota je proto

$$\rho = \rho_b + \rho_f, [1][2]$$

z čehož plyne, že celková elektrická intenzita tvořena celkovým nábojem je také superpozicí

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_b + \mathbf{E}_f.$$

Dále pro libovolnou uzavřenou plochu S platí Gaussův zákon

$$\oint_S \mathbf{E} d\mathbf{S} = \frac{Q_b + Q_f}{\epsilon_0} = \frac{Q}{\epsilon_0}. \quad (1.8)$$

Z předchozích vztahů je možné vyjádřit celkový vázaný náboj, jako

$$Q_b = \int_V \rho_b dV = - \int_V \nabla \cdot \mathbf{P} dV = - \oint_S \mathbf{P} d\mathbf{S}. [2]$$

Po úpravě Gaussova zákona (rovnice 1.8) je celkový volný náboj roven

$$\begin{aligned} \oint_S \epsilon_0 \mathbf{E} d\mathbf{S} &= Q_b + Q_f, \\ \oint_S \epsilon_0 \mathbf{E} d\mathbf{S} &= - \oint_S \mathbf{P} d\mathbf{S} + Q_f, \\ Q_f &= \oint_S (\epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}) d\mathbf{S}. \end{aligned} \quad (1.9)$$

Vztah 1.9 se dále zjednoduší po zavedení vektoru

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}, \quad (1.10)$$

jenž je známý jako *vektor elektrické indukce*. S jehož pomocí je možné zapsat Gaussův zákon ve tvaru, v němž vystupuje pouze volný náboj

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = Q_f,$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = Q_f.$$

Významem vektoru elektrické indukce je, že z úvah pro popis elektrického pole v dielektriku lze vyloučit vázané náboje. Vektor je zejména užitečný v situacích, kdy známe hustotu volného náboje ρ_f a hledáme hustotu náboje vázaného ρ_b .

1.4 Elektrická susceptibilita

V předchozích podkapitolách byla rozebrána a popsána polarizace, její mechanismy a příčiny. Jedná se tedy o schopnost atomů či molekul materiálu přizpůsobit svou orientaci směru elektrostatického pole. Tato schopnost je úměrná jednak síle tohoto pole, ale také neméně závisí na vlastnostech onoho dielektrického materiálu. Právě tato vlastnost, která míru této úměrnosti udává, se nazývá *elektrická susceptibilita* (lze také chápat jako "vnímavost"). Vektor polarizace ovlivňuje následovně

$$\mathbf{P} = \varepsilon_0 \chi_e \mathbf{E}, [1][2] \quad (1.11)$$

kde χ_e je elektrická susceptibilita – bezrozměrná materiálová konstanta závisující na mikroskopické struktuře materiálu, ale také na externích podmínkách jako je například teplota. Materiály, jejichž chování podléhá vztahu 1.11 jsou označovány jako *lineární dielektrika*. Pro moderní součástky jsou často používány nelineární dielektrické materiály, pro které ve vzorci 1.11 vystupují další členy Taylorova rozvoje, zejména pak kubický člen.[1]

Elektrické pole \mathbf{E} v rovnici 1.11 je pole celkové – je tvořeno volnými náboji i polarizací jako takovou. Tedy při vložení dielektrického materiálu do vnějšího pole \mathbf{E}_0 nemůžeme získat \mathbf{P} přímo ze vztahu 1.11, jelikož vnější pole polarizuje materiál, tato polarizace vytvoří své vlastní pole, jako kumulativní důsledek všech nyní polarizovaných dipólů, které následně ovlivní pole celkové, což dále ovlivní polarizaci. Tento proces postupně diverguje k ustálenému stavu. V případech, kdy je vnější pole tvořeno pouze volnými náboji, lze k popisu použít rovnici 1.10 definující elektrickou indukci

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \varepsilon_0 \chi_e \mathbf{E} = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \mathbf{E},$$

z níž je vidět přímá závislost \mathbf{D} na \mathbf{E}

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E},$$

kde

$$\varepsilon = \varepsilon_0 (1 + \chi_e). \quad (1.12)$$

Nová konstanta ε je *permitivita* materiálu. Z důvodu absence látky ve vakuu, kde není co polarizovat, má vakuum nulovou susceptibilitu. Permitivita vakua je proto označována jako ε_0 , jejíž hodnota je $\approx 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$. Dále se zbývající člen označuje jako *relativní permitivita*

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = (1 + \chi_e). \quad [1] \quad (1.13)$$

V případě, že je dielektrikum nehomogenní (mikroskopická struktura není v celém objemu jednotná) a neizotropní (z různých směrů má různé vlastnosti) bude vztah mezi vektory \mathbf{D} a \mathbf{E} popsán soustavou rovnic

$$\begin{aligned} D_x &= \varepsilon_{xx}E_x + \varepsilon_{xy}E_y + \varepsilon_{xz}E_z, \\ D_y &= \varepsilon_{yx}E_x + \varepsilon_{yy}E_y + \varepsilon_{yz}E_z, \\ D_z &= \varepsilon_{zx}E_x + \varepsilon_{zy}E_y + \varepsilon_{zz}E_z, \end{aligned} \quad (1.14)$$

kde veličiny ε_{ij} ($i, j = x, y, z$) dohromady tvoří tenzor permitivity.[2]

Dielektrické konstanty některých běžných materiálů jsou pro představu uvedeny v následující tabulce

Materiál	Permitivita (F/m)
vakuum	1
helium (He)	1.000065
vodík (H ₂)	1.000254
dusík (N ₂)	1.000248
vzduch	1.000536
vodní pára (100°C)	1.00589
kamenná sůl (NaCl)	5.9
skla	3.7 – 7
diamant (C)	13.1
voda (H ₂ O)	81

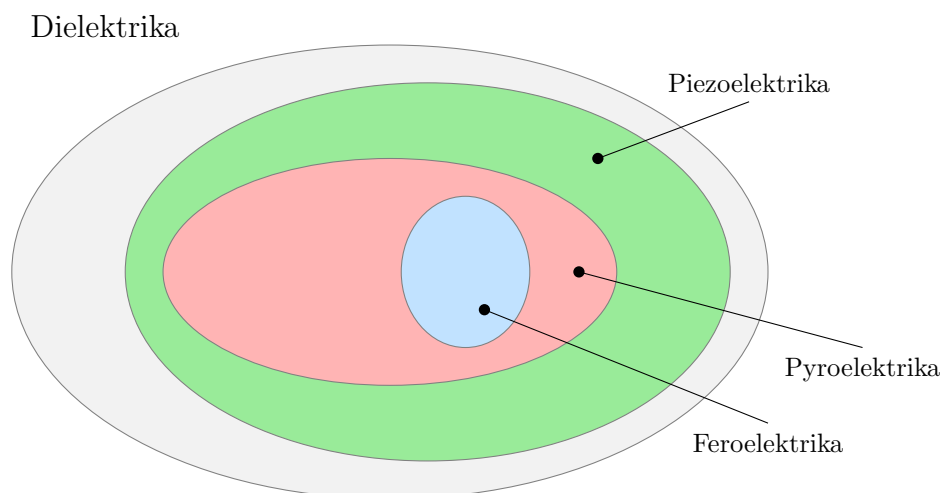
Tabulka 1.1: Permitivita některých látek [1]

Po určité aproximaci vlastností dielektrika je dále možné tyto materiály rozdělit podle závislosti na intenzitě elektrického pole. Jde o dva extrémní případy, kterým se lze v praxi pouze přiblížit – *ideálně tvrdé dielektrikum* je naprosto nezávislé na intenzitě elektrického pole a má tak určitou konstantní polarizaci \mathbf{P}_0 . Naproti tomu v případě *ideálně měkkého dielektrika* je vektor polarizace \mathbf{P} lineárně závislý na intenzitě pole \mathbf{E} a takové skutečnosti odpovídá rovnice 1.11.

1.4.1 Feroelektrika

Dielektrika se dále rozdělují z hlediska struktury krystalové mřížky. Vedle látek se symetrickou krystalovou strukturou existují také materiály tvořené asymetrickou strukturou, díky čemuž u nich můžeme pozorovat nové jevy a vlastnosti.

První podkategorií jsou tzv. *piezoelektrika*, jejichž abnormalitou oproti ostatním dielektrickým materiálům je již zmíněná nesymetrie krystalové struktury, díky níž má materiál schopnost generovat napětí při mechanické deformaci. Při mechanickém namáhání materiálu se deformuje krystalická mříž a s ní i poloha nábojů, což ovlivňuje polarizaci dipólů. Výsledkem součtu změn polarizací všech dipólů je měřitelné napětí. Tento mechanismus je známý jako *piezoelektrický jev*.



Obrázek 1.4: Přehled dielektrik [5]

Druhým zástupcem s další unikátní vlastností jsou *pyroelektrika*. Stejně tak jako u piezoelektrik lze u pyroelektrických materiálů pozorovat krystalickou asymetrii, díky níž má navíc materiál schopnost dočasně generovat napětí při změnách teploty. Při změně teploty se mění i kinetická energie atomů a iontů v krystalu, čímž dochází ke změnám jejich pohybu, a tedy deformaci krystalické mřížky. Tato deformace má poté podobný vliv na vektor polarizace jako u předchozí kategorie, jejímž kumulativním efektem je opět měřitelné elektrické napětí – *pyroelektrický jev*. Materiály, které disponují inverzním *elektrokaloreickým jevem*, pak na přiložené napětí reagují zchlazením, či oteplením jejich objemu.[4]

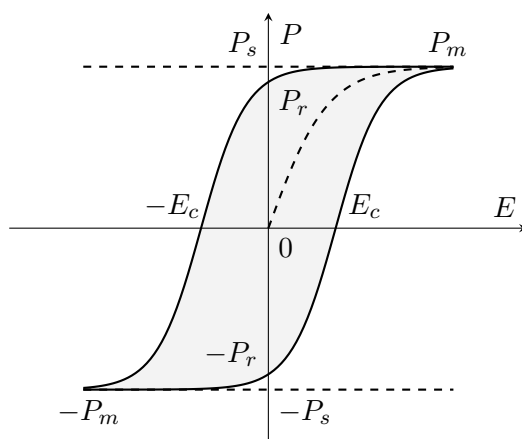
Poslední anomálii v oblasti dielektrik tvoří *feroelektrika*, jejichž projevem krystalové nesymetrie je tzv. *spontánní polarizace* nebo také *feroelektrický jev*. Vykazují tak nenulovou polarizaci bez potřeby vnějšího polarizujícího (elektrostatického) pole. Což je také důvodem, proč mají feroelektrické materiály velmi vysokou permitivitu resp. elektrickou susceptibilitu, která je na druhou stranu extrémně napěťově závislým parametrem. Feroelektrika jsou speciálním případem piezoelektrik, a je tak u nich možné pozorovat mimo obou výše zmíněných jevů také *elektrostrikční jev*, jenž je inverzní k piezoelektrickému jevu.[2]

Schopnost spontánní polarizace se však vyskytuje pouze v určitém teplotním intervalu a mizí nad určitou teplotou, která je pojmenována (po francouzském fyzikovi Pierru Curie) jako *feroelektrická Curieova teplota*. Při této teplotě, podobně jako u feromagnetických materiálů, začíná převažovat kinetická energie atomů nad elektrostatickými silami a polarizace společně s feroelektrickými doménami se začínají v celém objemu rozpadat, následkem rostoucí teploty je prudký úbytek permitivity resp. elektrické susceptibility. Nad Curieovou teplotou látka přechází do tzv. *paraelektrického stavu*. Tuto závislost na teplotě popisuje Curie-Weissův zákon pomocí následujících vztahů

$$\varepsilon_r = \frac{\xi}{T - T_C} \quad \text{pro } T < T_C,$$

$$\varepsilon_r = \frac{\xi}{T - \Theta}, \quad \text{pro } T > T_C,$$

kde ξ je feroelektrická Curieova konstanta charakteristická pro daný materiál, T je absolutní teplota a T_C je Curieova teplota materiálu, která je v paraelektrickém stavu



Obrázek 1.5: Hysterezní smyčka feroelektrik [2][6]

nahrazena koeficientem $\Theta = kT_C$. [4][2][14] Změna teploty ale není jediným způsobem jak transformovat materiál z feroelektrického do paraelektrického stavu. Další možností jsou také chemické přísady, které v látce vytvoří defekty porušující vnitřní doménovou strukturu, nebo zneutralizují (elektricky) molekuly. [6]

Charakteristickou je pro feroelektrika závislost vektoru polarizace na intenzitě pole, která je dána tzv. *feroelektrickou hysterezní smyčkou* (obrázek 1.5). Polarizace vzorku feroelektrické látky, který byl ve výchozím stavu makroskopicky nepolarizován a má domény natočené náhodně, roste se vzrůstajícím polem podle křivky $0P_m$. Nárůst je relativně rychlý, dokud polarizace nedosáhne určité nasycené (saturační) hodnoty P_s . V ideálním případě jsou nyní všechny domény, a tedy i dipóly, natočené ve směru pole, s čímž je spojen i úbytek permitivity. Při následném snižování intenzity pole klesá polarizace podle jiné křivky P_mP_s , takže nulovému poli odpovídá určitá zbytková polarizace tzv. *remanentní polarizace* P_r – velké množství dipólů si stále ”pamatuje” směr pole. Pro dosažení nulové polarizace je zapotřebí pole opačného směru. Hodnota intenzity elektrostatického pole, při níž klesne polarizace na původní nulovou hodnotu, se nazývá *feroelektrickým koercitivním polem*, jenž je potřebnou energií pro reorientaci všech domén do opačného směru. V bodech $-E_c$ a E_c je susceptibilita nejvyšší. Při dalším zvyšování intenzity nabývá polarizace opačného směru a roste podél křivky $-E_c - P_m$ do své nasycené hodnoty $-P_s$. Opětným snižováním intenzity pole se proces opakuje podle $-P_mP_m$. Další cyklické změny elektrického pole vyvolávají další cyklické změny polarizace určené jednotlivými větvemi smyčky, která je určena body $P_m, -E_c, -P_m, E_c, P_m$. Pomocí žádných cyklických změn však už nemůže být dosaženo původního stavu, kdy nulová polarizace odpovídá nulové intenzitě pole. [2][6]

Jak plyne z tvaru hysterezní smyčky, feroelektrický materiál, který již jednou zpolarizovaný byl, už vždy bude mít určitou nenulovou makroskopickou polarizaci a může také sloužit jako zdroj elektrostatického pole. Látky, které nejsou feroelektrické však tuto hysterezi nijak výrazně neukazují. [2]

Samotný feroelektrický jev vzniká pouze u materiálů s krystalickou strukturou, která není symetrická středově. Jedním ze zástupců s takovými vlastnostmi je Titanicitan barnatý (BaTiO_3). Ionty nabitě kladně jsou v buňce krystalu blíž k jedné straně a ionty nabitě záporně blíž ke straně druhé, a tvoří tak elektrické dipólové momenty i v nulovém elektrickém poli. Toto je výsledek rovnovážného stavu mezi mechanickými a elektrostatickými silami se sousedními dipóly. Z různých důvodů, jako jsou například defekty

krystalu, se dipóly mající stejnou orientaci dále omezují jen na určité oblasti tzv. *feroelektrické domény*, které jsou analogické k doménám ve feromagnetických materiálech. Ionty spontánně vytvořených dipólů se však s rostoucí intenzitou pole mohou začít přibližovat a snižovat tak svou polarizaci, což je důvodem proč permitivita a následně i kapacita kondenzátoru s feroelektrickým dielektrikem klesá s rostoucím napětím. Tato závislost bude předmětem zkoumání následujících měření pomocí sestaveného přípravku.[6]

1.5 Polarizovatelnost

Jak již bylo za začátku kapitoly popsáno, existují dva druhy polarizace látky – indukovaná a orientační polarizace, které umožňují vznik elektrických momentů atomů, molekul či elementárních buněk krystalu. Vznik těchto momentů je možný díky schopnosti částic, která je popsána veličinou zvanou *polarizovatelnost*.

Existují tři základní druhy polarizovatelnosti. *Elektronová polarizovatelnost* popisuje proces deformace elektronového obalu atomu v elektrickém poli, jejíž následkem je posun těžiště elektronového náboje, a tak i vznik indukovaného elektrického momentu.

Při *iontové polarizovatelnosti* je důsledkem elektrického pole vzájemné posunutí iontů v molekule, čímž rovněž vniká změna jejího dipólového momentu. Oba mechanismy tedy probíhají jak u látek polárních, tak i nepolárních a jsou příčinou indukované polarizace.

Třetím druhem je *orientační dipolární polarizovatelnost*, což je mechanismus, kdy se mění orientace vektoru dipólového momentu v prostoru, nikoli tedy jeho velikost, pouze směr. Tento druh polarizovatelnosti je tedy příčinou orientační polarizace polárních látek.[2]

Dále je ukázáno, jaký vliv mají teplota a frekvence na celkovou permitivitu látky z hlediska různých druhů polarizovatelnosti.

1.5.1 Nepolární látky a Clausiův-Mossottiův vztah

Atomy i nepolární molekuly se v nulovém poli jeví celkově elektricky neutrální. Po vložení do elektrického pole jsou jejich indukované elektrické momenty, díky elektronové a iontové polarizovatelnosti, úměrné intenzitě lokálního pole $\mathbf{E}_{\text{local}}$, které na tyto objekty jednotlivě lokálně působí. Tyto momenty je proto možné popsat jako

$$\mathbf{p}_e = \alpha_e \mathbf{E}_{\text{local}}, \quad \mathbf{p}_i = \alpha_i \mathbf{E}_{\text{local}}, [2]$$

kde α_e a α_a jsou tzv. *činitelé elektronové* a *iontové polarizovatelnosti*, \mathbf{p}_e a \mathbf{p}_i jsou potom časové střední hodnoty příslušných momentů. Celkový moment molekuly \mathbf{p} je tedy

$$\mathbf{p} = \alpha_0 \mathbf{E}_{\text{local}}, [2] \tag{1.15}$$

ve kterém $\alpha_0 = \alpha_e + \alpha_a$ je celkový činitel polarizovatelnosti molekuly nepolárních dielektrik. Ze znalosti těchto činitelů je možné se dopracovat k elektrické susceptibilitě resp. permitivitě dané látky. A stejně tak, jako v případě permitivity (soustava rovnic 1.14) platí, že za neideálních podmínek (v případě nehomogenní a neizotropní látky) může být polarizovatelnost popsána obecně tenzorem jako

$$\begin{aligned} p_x &= \alpha_{xx} E_x + \alpha_{xy} E_y + \alpha_{xz} E_z, \\ p_y &= \alpha_{yx} E_x + \alpha_{yy} E_y + \alpha_{yz} E_z, \\ p_z &= \alpha_{zx} E_x + \alpha_{zy} E_y + \alpha_{zz} E_z. [1] \end{aligned} \tag{1.16}$$

V objemu materiálu V , kde je přítomno n_V molekul s polarizovatelností α_i a elektrickými momenty \mathbf{p}_i , na které působí lokální pole $\mathbf{E}_{\text{local}}$, platí pro velikost polarizace tohoto objemu dle definice 1.4 následující

$$\mathbf{P} = \frac{1}{V} \sum_{i=1}^{n_V} \mathbf{p}_i = \frac{1}{V} \sum_{i=1}^{n_V} \alpha_i \mathbf{E}_{\text{local}}. [2] \quad (1.17)$$

V ideálním případě, kdy by objem byl homogenní, izotropní a bez defektů, bude polarizovatelnost α_0 v celém objemu V konstantní, a platilo by

$$\mathbf{P} = N_0 \alpha_0 \mathbf{E}_{\text{local}}, [2] \quad (1.18)$$

kde je zavedeno $N_0 = \frac{n_V}{V}$ vyjadřující počet molekul v jednom krychlovém metru.

Makroskopické pole \mathbf{E} však není totožné s polem $\mathbf{E}_{\text{local}}$ působícím na jednotlivé molekuly. Důvodem jsou příspěvky sousedních molekul, kterých je velký počet v blízké vzdálenosti a pole $\mathbf{E}_{\text{local}}$ tak výrazně ovlivňují. Výjimkou jsou však plyny. V tomto skupenství jsou vzdálenosti relativně velké a příspěvky tak zanedbatelné, proto lze v případě plynů aproximovat $\mathbf{E}_{\text{local}} \cong \mathbf{E}$. Elektrická susceptibilita plynů χ_e resp. permitivita plynů $\varepsilon - \varepsilon_0$ je poté získána z její definice 1.11 resp. 1.12 jako

$$\chi_e = \frac{1}{\varepsilon_0 V} \sum_{i=1}^{n_V} \alpha_i,$$

$$\varepsilon - \varepsilon_0 = \frac{1}{V} \sum_{i=1}^{n_V} \alpha_i. [2]$$

Pro obě veličiny je dále možné vztahy přepsat do tvarů pro speciální případ, kdy je polarizovatelnost všech molekul stejná, jako

$$\chi_e = \frac{N_0 \alpha_0}{\varepsilon_0},$$

$$\varepsilon - \varepsilon_0 = N_0 \alpha_0. [2]$$

Komplikovanější situace nastává u zbylých dvou skupenství – kapalného a pevného. Zde jsou již sousední molekuly ve vzdálenosti, kdy nelze zanedbat jejich vliv na lokální pole. Postup pro určení vztahu navrhl nizozemský fyzik Hendrik Antoon Lorentz, který spočívá v určení lokálního pole $\mathbf{E}_{\text{local}}$ jako součet

$$\mathbf{E}_{\text{local}} = \mathbf{E}_s + \mathbf{E}', [2] \quad (1.19)$$

kde \mathbf{E}_s je pole kulové oblasti uvnitř dielektrika

$$\mathbf{E}_s = \frac{\varepsilon_r + 2}{3} \mathbf{E}, [2] \quad (1.20)$$

a pole \mathbf{E}' , jenž představuje střední časovou hodnotu příspěvků sousedních molekul na molekulu v centru kulové oblasti. Pole \mathbf{E}' však v určitých případech můžeme prohlásit za nulové, pokud se jedná o kapaliny, amorfni pevné látky nebo krystalické látky se silnou symetrií. Ty jsou totiž izotropní, a proto lze očekávat vyrušení jejich jednotlivých příspěvků – molekuly jsou rozmístěny a orientovány v objemu zcela náhodně, tedy

$$\mathbf{E}_{\text{local}} = \mathbf{E}_s = \frac{\varepsilon_r + 2}{3} \mathbf{E},$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_{\text{local}} \frac{3}{\varepsilon_r + 2}. [2] \quad (1.21)$$

Po dosažení velikosti polarizace ze vztahu 1.17 a vyjádřeného makroskopického pole rovnicí 1.21 do definice elektrické susceptibility přepsané jako $\mathbf{P} = (\varepsilon - \varepsilon_0)\mathbf{E}$ platí, že

$$\begin{aligned}\frac{1}{V} \sum_{i=1}^{n_V} \alpha_i \mathbf{E}_{\text{local}} &= (\varepsilon - \varepsilon_0) \mathbf{E}_{\text{local}} \frac{3}{\varepsilon_r + 2}, \\ \frac{1}{V} \sum_{i=1}^{n_V} \alpha_i &= 3\varepsilon_0 \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 2}, \\ \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 2} &= \frac{N_0 \alpha_0}{3\varepsilon_0} \cdot [2][4]\end{aligned}\quad (1.22)$$

Finální tvar 1.22 je známý jako Clausiův-Mossottiův vztah, který dává do souvislosti relativní permitivitu a polarizovatelnost. Je tedy zřejmé, že nepolární látky jsou prakticky teplotně nezávislé, neboť v kapalinách a pevných látkách je molekulová koncentrace v jednotkovém objemu N_0 závislá na teplotě jen nepatrně (teplotní roztažnost). Rovnici 1.22 je také možné použít pro zjišťování permitivity látek resp. polarizovatelnosti molekul, pokud je známa polarizovatelnost resp. permitivita spolu s počtem částic v krychlovém metru.[2]

1.5.2 Polární látky a Langevinova teorie

Pravděpodobnostním elektronovým oblakem se dá nazvat prostor, ve kterém lze zkoumat polohu, nebo rychlost elektronu. Elektron se v této oblasti pohybuje – obíhá okolo jádra atomu a vytváří tak *elementární proudovou smyčku*. Jelikož se jedná o pohybující se elektrický náboj, je přítomno i magnetické pole, které má severní a jižní pól. Tak je vytvořeno *elementární magnetický dipól*.

Matematické popisy magnetických a dielektrických látek sdílejí určité analogie. Jednou z nich je i popis susceptibility nekovových paramagnetik a polárních dielektrik, kterou je možné využít při vysvětlení permitivity polárních dielektrik.

Mechanické účinky elektrického a magnetického pole na elektrický a magnetický dipól jsou dány formálně shodnými vztahy. Nabízí se tedy možnost aplikovat teorii francouzského fyzika P. Langevina udávající teplotní závislost magnetické susceptibility pro zjištění orientační složky vektoru elektrické polarizace polárních dielektrik. Z Langevinovy teorie pro magnetickou susceptibilitu paramagnetik $\chi_m = \frac{M}{H}$ platí

$$\chi_m = \mu_0 \frac{N_0 m^2}{3k_B T}, [2] \quad (1.23)$$

kde vystupují velikosti magnetického momentu molekul m , koncentrace molekul v jednotkovém objemu N_0 , Boltzmannova konstanta $k_B = 1,380\,649 \cdot 10^{-23} \text{J} \cdot \text{K}^{-1}$ a absolutní teplota T .

Orientační složku polarizace látky, kde každá molekula má vlastní dipólový moment p , je na základě analogie ke vztahu 1.23 možné popsat vztahem

$$\mathbf{P}_d = N_0 \frac{p^2}{3k_B T} \mathbf{E}_{\text{local}} \cdot [2] \quad (1.24)$$

V analogii s předchozí kapitolou (rovnice 1.18) pak lze zavést *činitel orientační polarizovatelnosti* jako

$$\alpha_d = \frac{p^2}{3k_B T} \cdot [2]$$

Celková polarizovatelnost nepolárních dielektrik, v nichž se nejvíce projevuje orientační polarizovatelnost α_d , ale také elektronová α_e i iontová polarizovatelnost α_i , se skládá z jejich součtu

$$\alpha = \underbrace{4\pi\epsilon_0 R^3}_{\alpha_e} + \underbrace{\frac{e^2}{\omega_0^2} \left(\frac{1}{m_1} + \frac{1}{m_2} \right)}_{\alpha_i} + \underbrace{\frac{p^2}{3k_B T}}_{\alpha_d}, [2][15] \quad (1.25)$$

zvaným *Langevinův-Debyeův vzorec*, v němž R je poloměr atomu, náboj elektronu $e \doteq 1,602 \cdot 10^{-19} \text{C}$, m_1 a m_2 jako hmotnosti iontů tvořící dipól a úhlová frekvence ω_0 . Podmínkou použitelnosti vzorce je, aby byly molekuly v látce dostatečně volné a mohly se vlivem elektrického pole natáčet, což neplatí v pevných látkách, a proto je rovnice použitelná jen v určitých skupenstvích.

Ze vztahů je tedy zřejmé, že orientační polarizovatelnost je nepřímo úměrná teplotě. Tento charakter poté přímo ukazuje i dopad orientační polarizovatelnosti na permitivitu materiálu. Dále je změna orientace molekul (např. při přepólování), ve srovnání s atomy, pohybem výrazně hmotnějších útvarů, a přestává tak být efektivním při vyšších frekvencích. Proto je závislost polárních dielektrik na frekvenci podobná té teplotní a s rostoucí frekvencí klesá. Což je důvodem, proč se lze setkat se statickou a vysokofrekvenční permitivitou, jejichž hodnoty mohou být i výrazně odlišné. Pohyblivost polárních molekul se však značně zvyšuje při přechodu látky z pevného do kapalného skupenství.

Kapitola 2

Kondenzátor

Ideální prvek schopný akumulovat elektrickou energii je *kapacitor*, jeden ze tří pasivních lineárních obvodových elementů. Využívá se hlavně kvůli své charakteristické vlastnosti – elektrické kapacitě, základní jednotka této veličiny je 1 Farad. Reálnou reprezentací kapacitoru je *kondenzátor*, který tvoří nezbytnou součást většiny obvodových oblastí jako jsou realizace derivace či integrálu, oddělení střídavé a stejnosměrné složky, časování při generování harmonických signálů, filtrování nebo konstrukce paměťových prvků.[7][3]

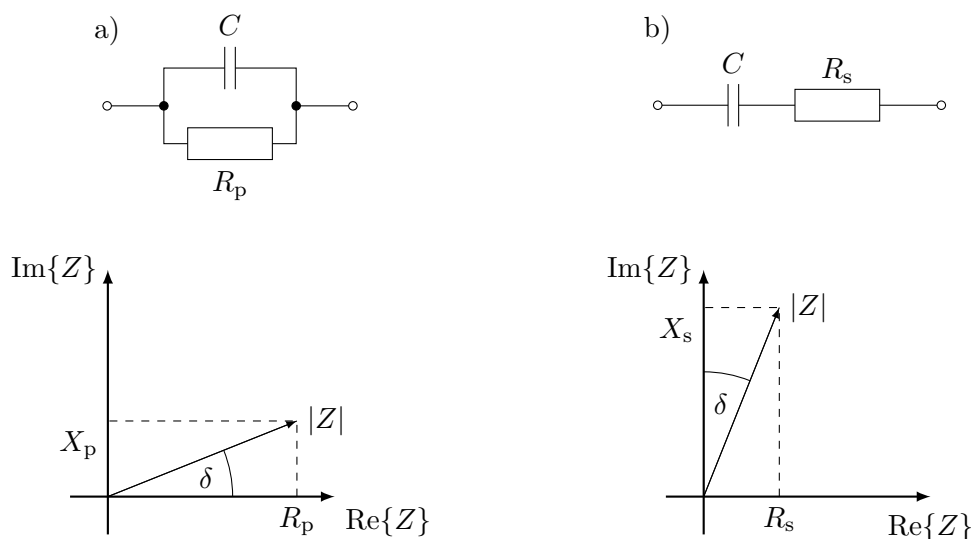
Nejjednodušším typem kondenzátoru je deskový kondenzátor, jehož konstrukce zahrnuje dvě elektrody deskového tvaru o plochách S ve vzájemné vzdálenosti d mezi nimiž je dielektrikum o permitivitě ε_r , které tento prostor mezi elektrodami vyplňuje. Kapacita takového kondenzátoru je dána vztahem

$$C = \varepsilon \frac{S}{d} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d}. [7] \quad (2.1)$$

Jak ukázala první kapitola, dielektrika v kondenzátorech hrají zásadní roli. Dobrým příkladem je experiment s deskovým kondenzátorem ve vakuu, kdy se zaplní prostor mezi elektrodami homogenním izotropním dielektrikem. Při zachování náboje na elektrodách lze po vložení dielektrika měřit pokles napětí z původního U_0 na U a zároveň nárůst kapacity z C_0 na C . Poměr stavů před a po vložení dielektrika odpovídá jeho relativní permitivitě ε_r , tedy

$$\varepsilon_r = \frac{U_0}{U} = \frac{C}{C_0}. [2] \quad (2.2)$$

Oproti ideálnímu kapacitoru má však kondenzátor některé neidealities – parazitní vlastnosti. Paralelně s kapacitou kondenzátoru C , jako hlavním parametrem, stojí **svodový odpor** R_p . Představuje konečný odpor dielektrika, jeho ohmický ekvivalent, Poole-Frenkel efekt (elektrony se v izolantu mohou pohybovat díky náhodným teplotním fluktuacím, které jim dočasně dodají dostatek energie uvolnit se z valenčních pásem a posunout se tak dál ve směru elektrického pole), tunelování (jev nad provozním napětím kondenzátoru, kdy jsou nosiče urychlovány vysokou intenzitou el. pole tak, že mohou překonat izolační bariéru, čímž hrozí lavinový efekt a následný zkrat součástky), následkem nichž je úbytek napětí nabitého kondenzátoru i v případě, že je odpojen z obvodu.[21] Doba, za kterou se kondenzátor prakticky vybije je 3 až 5násobek tzv. *časové konstanty* $\tau = CR_p$. [7] Svodovým proudem trpí nejvíce elektrolytické a tantalové kondenzátory, pro jež se tento parametr dále zhoršuje s rostoucí teplotou, vlhkostí vzduchu a v neposlední řadě také s pracovním napětím. Svodový odpor je také součástí



Obrázek 2.1: Náhradní schéma kondenzátoru a) paralelní b) sériové s příslušnými impedančními trojúhelníky[9][2]

posuzování kvality součástky *činitelem jakosti* Q (anglicky *quality factor*), jenž je inverzní hodnotou *ztrátového činitele* $\tan \delta$ (anglicky *dissipation factor*). Ztrátový činitel lze definovat pomocí impedančního trojúhelníka paralelního modelu kondenzátoru 2.1a) jako

$$\tan \delta_p = \frac{X_p}{R_p} = \frac{1}{\omega R_p C_p}, [9][16] \quad (2.3)$$

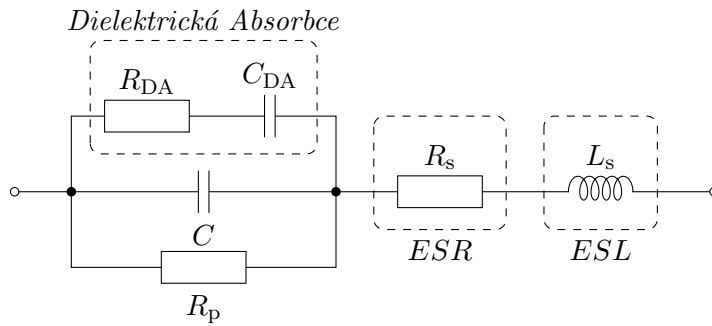
a jeho impedance je rovna

$$|Z| = \left| \frac{R_p X_C}{R_p + X_C} \right| = \frac{R_p}{\sqrt{1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2}}. [2][9] \quad (2.4)$$

Dalším parazitním prvem je **ekvivalentní sériový odpor** (*ESR – Equivalent Series Resistance*) symbolizovaný rezistorem R_s představující všechny prvky, skrze které prochází volné náboje a také energetické ztráty spojené s dielektrikem (např. překonávání koercitivního pole $\pm E_c$ při přepólování). Skládá se tedy z odporu vnitřních elektrod, jejich přechodových odporů s vnějšími elektrodami a následně i odporu samotných přívodních vodičů součástky. Následkem tohoto parametru jsou tepelné ztráty v součástce. Hodnota ESR se může pohybovat od jednotek $m\Omega$ až po desítky Ω a je frekvenčně a teplotně závislým parametrem. Nejhůře z pohledu sériového odporu jsou na tom elektrolytické kondenzátory z důvodu jejich konstrukce – velice dlouhé elektrody stočené do svitku. Naopak nejnižší ESR potom mívají keramické kondenzátory, kde jsou elektrody v podstatě přímo spojeny s vývody součástky.[16]

Ekvivalentní sériový odpor je druhým způsobem určování ztrátového činitele kondenzátoru. Impedanční trojúhelník 2.1b) je opět možné popsat vztahem

$$\tan \delta_s = \frac{R_s}{X_s} = \omega R_s C_s. [9] \quad (2.5)$$



Obrázek 2.2: Model reálného kondenzátoru [9][2]

Pro velikost impedance sériového modelu dále platí

$$|Z| = |R_s + X_C| = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 R_s^2 C_s^2}}{\omega C_s}. [9][2] \quad (2.6)$$

A jelikož se velikosti impedancí paralelního a sériového modelu při zachování frekvence rovnají, je možné mezi jednotlivými parametry přecházet pomocí následujících vztahů

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{1 + \omega^2 R_s^2 C_s^2}{\omega^2 R_s^2 C_s^2}, & C_p &= \frac{C_s}{1 + \omega^2 R_s^2 C_s^2}, \\ R_s &= \frac{R_p}{1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2}, & C_s &= \frac{1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2}{\omega^2 R_p^2 C_p^2}. [2] \end{aligned} \quad (2.7)$$

Při rozhodování kdy použít sériový a kdy paralelní model závisí na frekvenční závislosti ztrátového činitele daného kondenzátoru, jenž závisí na fyzikálním mechanismu působící ztráty. Například v oblasti spínaných zdrojů, kdy se jedná o výstupní filtrační kondenzátor, kterým protékají velké proudy v řádu např. stovek kilohertzů, bude rozhodně lépe imitovat situaci tepelných ztrát sériový model. Bude-li kondenzátor součástí například vzorkovacích a paměťových obvodů, kdy po konci přechodového děje sériovým odporem proud již nepoteče, bude situaci úbytku napětí v době čtení lépe simulovat model paralelní.

Model reálných kondenzátorů 2.2 však zahrnuje ještě další parazitní prvky. Jako dalším z nich je **ekvivalentní sériová indukčnost** (*ESL – Equivalent Series Inductance*) symbolizovaná induktorem L_s . Zahrnuje indukčnost přívodních vodičů v sérii s indukčností elektrod kondenzátoru. ESL může být problémem při vyšších frekvencích. Důvodem je, že tranzistory používané v přesných analogových obvodech mohou mít zisk převyšující přechodové frekvence stovky MHz nebo i jednotky GHz a mohou tak zesilovat rezonance způsobené i malými hodnotami indukčnosti. Proto je zásadní u těchto obvodů používat vhodné blokovací kondenzátory blízko jejich napájení a zkratovat tak vyšší frekvence, tedy filtrovat proudové špičky.[16]

Nejméně vhodné jsou pro roli blokovacích kondenzátorů ty elektrolytické z důvodu jejich již zmíněnou konstrukci s dlouhými elektrodami, a tak i vysokým ESL. Podobně tak, jako u ESR jsou i zde vhodnou volbou keramické kondenzátory.

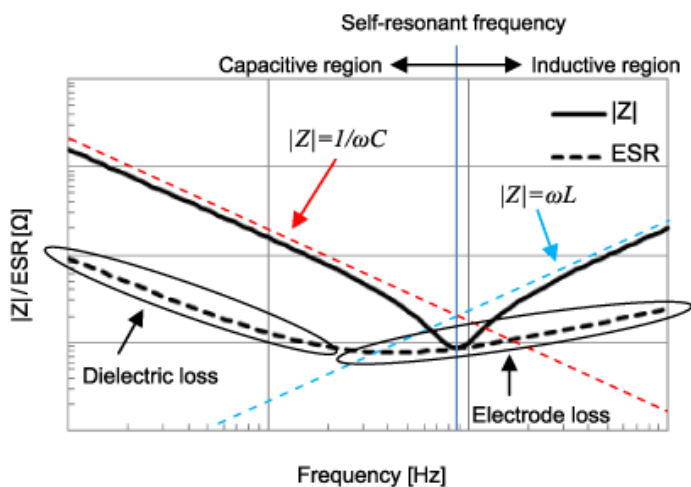
Ekvivalentní sériová indukčnost L_s poté přispívá ještě k dalšímu parametru a tím je **vlastní rezonanční kmitočet** f_s (anglicky *self-resonant frequency*). Ve frekvenčním spektru kondenzátoru je možné rezonanční kmitočet odečíst z globálního minima impedance, jak je ukázáno na obrázku 2.3 modrou přímkou. Pro frekvence nižší než f_s

impedance s rostoucí frekvencí lineárně klesá, jak je očekáváno podle $X_C = \frac{1}{\omega C}$. Hodnota ESR je při nižších frekvencích ekvivalentní chování různých elementů v dielektriku. V nejnižších frekvencích dovolí reakční doba dipólů (polarizovatelnost α_d) se repolarizovat s pomalu měnícím se polem, kde každý rotační pohyb vyžaduje energii a vykonávaná práce produkuje teplo. S rostoucí frekvencí se již dipóly nestíhají reorientovat, k ztrátám z důvodu α_d tedy nedochází, a proto ESR klesá. Dále jsou tu částice s iontovou α_i a elektronovou α_e polarizovatelností, jimž jejich reakční doba také postupně s rostoucí frekvencí nedovoluje se v materiálu reorientovat, a proto ESR dále klesá (toto chování bylo podrobněji popsáno v kapitole 1.5.2). V bodě rezonančního kmitočtu by impedance v ideálním případě klesla až na nulu, ale brání jí v tom ESR tvořeno ohmickým odporem. Při vyšších frekvencích již začíná převládat induktivní chování nad kapacitním, což je způsobeno ESL, a tedy impedance s rostoucí frekvencí začíná lineárně stoupat podle $X_L = \omega L_s$. Příčinou nyní rostoucího charakteru ESR je skin efekt, jenž způsobuje vytlačování nosičů náboje na povrch vodičů magnetickým polem vytvořeným právě pohybem těchto nosičů, a proximity efekt, jehož následkem je opět vytlačování nábojů, ale tentokrát magnetickým polem blízkých elektrod a vodičů. [20][17]

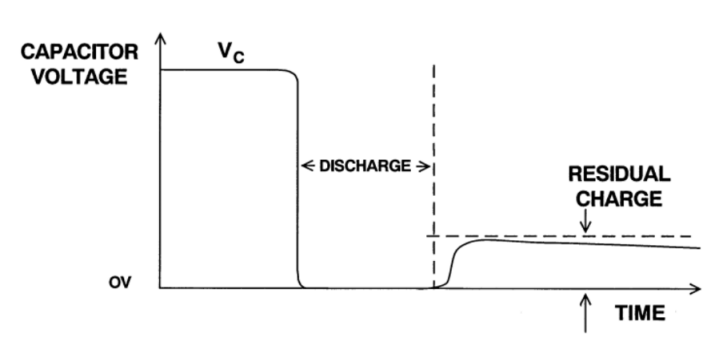
Sériovou kombinací R_{DA} a C_{DA} je poté reprezentována **dielektrická absorpce** (model kondenzátoru 2.2). Tímto termínem je označena vlastnost, kdy po nabití kondenzátoru a jeho následném vybití a odpojení z obvodu po chvíli znovu obnoví část náboje, který měl předtím. Míra vlastnosti je vyjádřena v procentech jako podíl obnoveného napětí po vybití a maximálního napětí, na které byl kondenzátor nabit před vybitím, tedy

$$DA = \frac{U_{po}}{U_{před}} \cdot 100\%. [18] \quad (2.8)$$

Tato procentuální hodnota je velice závislá na druhu dielektrického materiálu. Polystyrenové, polypropylenové, nebo teflonové kondenzátory vykazují nejmenší dielektrickou absorpci, zato keramické kondenzátory jsou v tomto ohledu spíše horší volbou. Kondenzátory s vysokou dielektrickou absorpcí jsou tak nevhodné pro paměťové aplikace jako jsou např. vzorkovací obvody, z důvodu zachování předešlého napětí v době sledování nové hodnoty.[19]



Obrázek 2.3: Frekvenční charakteristika reálného kondenzátoru[17]



Obrázek 2.4: Dielektrická absorpce[18]

Chování modelu reálného kondenzátoru 2.2 lze poté popsat vztahem shrnující všechny zmíněné parazitní prvky jako

$$Z_C = R_s(f) + \frac{1}{\omega C} + \omega L_s. \quad (2.9)$$

2.1 Papírové kondenzátory

Papírové kondenzátory byly historicky jedny z prvních kondenzátorů. Jsou složené z hliníkových elektrod oddělených papírovým dielektrikem dohromady srolované do svitku. K elektrodám jsou následně připojeny přívodní vodiče. Nakonec je součástka ponořena do oleje, či potažena voskem, nebo pryskyřicí na ochranu proti vlhkosti. Používají se ve vysokonapěťových a vysokovýkonových aplikacích a jsou nepolární. Výhodou je jejich ekonomická dostupnost. Nevýhodou je jejich velký rozměr, což je jeden z důvodů, proč jsou dnes již často nahrazovány fóliovými kondenzátory.

Papírové kondenzátory	
C	1 nF – 10 μF
U _{max}	2 kV
ΔT	-55°C až +115°C
R _p	10 GΩ – 1 TΩ
DA	2,5 %
ε _r	3,5 – 5,5

Tabulka 2.1: Přehled parametrů papírových kondenzátorů[25][21][18]

2.2 Elektrolytické kondenzátory

Elektrolytické kondenzátory nabízejí velkou kapacitu na jednotku objemu. Tyto kondenzátory jsou polární, a tak mají anodu a katodu. Anoda je tvořena z kovu, na jehož povrchu je vrstva oxidu sloužící jako dielektrikum. Katoda je tvořena elektrolytem, ve kterém vodivost zajišťují ionty. Elektrolyt může být tekutý, polosuchý, nebo pevný.[25]

Elektrolytické kondenzátory se dělí na tři hlavní skupiny podle použitých materiálů, z nichž prvním je hliník. Hliníkové elektrolytické kondenzátory používají jako anodu hliníkovou fólii, na které je nanesen oxid hlinitý (Al₂O₃) jako dielektrikum. Anoda poté může být tvořena kapalným elektrolytem jako např. etylenglykol, dimethylacetamid,

dimethylformamide, nebo pevným elektrolytem oxidem manganičitým (MnO_2), či vodivými polymery.[25]

Pokud jsou vystaveny opačné polaritě elektrolyt vypouští plyn, který se v objemu rozpíná a většinou tak dochází k explozi. Jejich nevýhodou je výrazný svodový proud, jenž je činí nevhodnou volbou např. v paměťových obvodech.

	Hliníkový Al_2O_3	Tantalový Ta_2O_5	Niobový Nb_2O_5
C	0.1 μF – 1 F	0.1 μF – 1 mF	1 μF – 1 mF
U_{max}	700 V	100 V	10 V
ΔT	-55°C až +150°C	-55°C až +200°C	-55°C až +105°C
R_p	100 k Ω – 10 M Ω	500 k Ω – 10 M Ω	100 k Ω – 10 M Ω
DA	10% – 15 %	2% – 10 %	-
ε_r	10 – 14	27	41

Tabulka 2.2: Přehled parametrů elektrolytických kondenzátorů[25][21][18]

Druhou skupinou jsou tantalové elektrolytické kondenzátory, pro jejichž anodu je použit vzácný korozivzdorný kov tantal (Ta). Dielektrikem je vrsta oxidu tantaličného (Ta_2O_5). Kyselina sírová (H_2SO_4), oxid manganičitý, nebo vodivé polymery jsou použity jako elektrolyt. V porovnání s hliníkovými elektrolytickými kondenzátory jsou výrazně spolehlivější, méně ztrátové, mají menší rozměry a jsou dražší.

Poslední skupinou jsou niobové elektrolytické kondenzátory, které používají jako anodový materiál kov Niob (Nb) pojmenovaný po dceři Niobé bájného krále Tantala. Dielektrikem je oxid niobičný (Nb_2O_5). Pro elektrolyt jsou použity oxid manganičitý, nebo vodivé polymery stejně jako v předchozích případech. Jako už název tohoto kovu napovídá, s tantalem sdílí spoustu chemických vlastností. Oproti němu má však několik výhod. Jako první je velmi hojné zastoupení niobové rudy v přírodě, což snižuje její cenu a dostupnost. Oxid niobu má mnohem vyšší zápalnou energii než tantal, následkem čehož je významně nižší pravděpodobnost selhání součástky. Další výhodou je jeho "samozáchranný" mechanismus, který se aktivuje v případě, kdy hrozí lokální průraz dielektrika. Molekula NbO se přemění na molekulu polovodiče NbO₂, čímž tak vytvoří druhou izolaci a zachrání před zkratem, kondenzátor pak pokračuje v běžném provozu. Oxid niobu má dále poloviční hustotu v porovnání s tantalovým oxidem, což snižuje hmotnost.[22]

Na druhou stranu mají niobové kondenzátory vyšší ESR než tantalové, a následkem stárnutí mohou přijít až o 20 % své kapacity, takže návrhář musí počítat s maximálním napětím do 8 V. I tak si ale niobové kondenzátory najdou uplatnění ve spoustě nízkonapěťových aplikacích.[22]

2.3 Fóliové kondenzátory

Fóliové kondenzátory se dělí na více typů podle použitého druhu plastu jako dielektrický materiál. Téměř úplně již nahradily dřívější papírové kondenzátory ve spoustě oblastech. Mezi běžně používané plasty pro dielektrikum patří polykarbonát (PC), polyester (PET), polyetylen (PEN), polypropylen (PP), polystyren (PS), či teflon (PTFE). Na tenkou plastovou fólii vysokou řádově jednotky μm jsou naneseny, nebo napařeny kovové elektrody, společně jsou následně namotány do svitku válcového tvaru, který je nakonec po připojení vývodů zapouzdřený. Klíčovou výhodou vnitřní konstrukce moderního fóliového kondenzátoru jsou vyčnívající elektrody na obou koncích vinutí, což

zajišťuje přímý kontakt s elektrodami v celé délce. Tento kontakt udržuje všechny proudové cesty velmi krátké, čímž je dosaženo nejen velmi malých ohmických ztrát (ESR), ale i velmi malé parazitní indukčnosti (ESL). Díky vlastnostem této struktury jsou tak tyto nepolární součástky vhodné v aplikacích s velmi vysokými rázovými proudy (snubbery), vysokou frekvencí, nebo obvodech se střídavým napětím.

	Polyesterové PET	Polypropylen PP	Teflon PTFE
C	100 pF – 100 μ F	100 pF – 1 mF	1 pF – 100 nF
U_{\max}	10 kV	6 kV	1 kV
ΔT	-55°C až +125°C	-55°C až +105°C	-55°C až +200°C
R_p	10 G Ω – 1000 G Ω	10 G Ω – 10 T Ω	1 G Ω – 1 T Ω
DA	0,5 %	0,05 %	< 0,01 %
ϵ_r	3,3	2,2	2,02

Tabulka 2.3: Přehled parametrů fóliových kondenzátorů[25][21][18]

Fóliové polykarbonátové (PC) kondenzátory jsou známé díky své velké životnosti, malým provozním ztrátám v širokém spektru frekvencí.

Polyesterové (PET) kondenzátory jsou populární z důvodu jejich nízké ceny a malých rozměrů. V oblastech DC a nízkofrekvenčních AC obvodů již v podstatě nahradily polystyrenové (PS) kondenzátory. Dále mohou svým pracovním napětím dosahovat až desítek kV, kondenzátory s takto vysokou dielektrickou pevností však nemohou být součástí vysokovýkonových návrhů z důvodu jejich výrazných ztrát při vysokých teplotách a frekvencích.

Nejvíce populárními fóliovými kondenzátory jsou polypropylenové (PP) kondenzátory díky nízké teplotní závislosti, nízkým provozním ztrátám (extrémně nízký ztrátový činitel), nízké absorpci vlhkosti a stabilitě při vysokých frekvencích. Nevýhodou je nízká provozní teplota po jejíž překročení dochází k poškození, následnému poklesu kapacity a doby životnosti.[26]

Kondenzátory využívající dielektrický materiál polytetrafluoretylen (PTFE), také teflon mají velmi dobré vlastnosti i při vyšších teplotách a frekvencích, a proto jsou využívány v nejnáročnějších podmínkách pro např. vojenské a vesmírné systémy.

2.4 Slídivé kondenzátory

Vodiče připojené ke stříbrným elektrodám mezi nimiž tvoří dielektrikum slída, to jsou *slídivé kondenzátory*. Jsou vhodnou volbou pro velmi náročné podmínky díky jejich bezkonkurenčně malé výrobní toleranci, velmi malé závislosti kapacity na frekvenci, teplotě a stárnutí. Díky velmi malému ESR tak mají nízký ztrátový činitel v desítkách MHz, a tak jsou schopné ve vysokovýkonových a vysokofrekvenčních aplikacích pracovat i s proudem desítek Ampérů. Velikost kapacity je velmi úměrná velikosti součástky, a proto bývají velké a díky jejich vlastnostem také drahé.[24]

Slídové kondenzátory	
C	1 pF – 1 μF
U_{\max}	30 kV
ΔT	-55°C až +150°C
R_p	1 GΩ – 100 GΩ
DA	0,3% – 0,7%
ϵ_r	5 – 8

Tabulka 2.4: Přehled parametrů slídových kondenzátorů[25][21][18]

2.5 Vakuové kondenzátory

V aplikacích, kde již konvenční kondenzátory s dielektrickým materiálem nemohou splnit nároky aplikace, kvůli např. dlouhé době polarizovatelnosti molekul či atomů, jsou tu vakuové kondenzátory. Ve vakuu žádná látka není, a proto ztráty v dielektriku úplně odpadají. Tyto kondenzátory vykazují extrémně malé ztráty, z důvodu pouze odporu vodičů a elektrod. Pro vysokonapěťové aplikace je však zapotřebí velké velikosti a tak je jejich ESL srovnatelné s vysokonapěťovými keramickými kondenzátory, což snižuje jejich vlastní rezonanční kmitočet na desítky MHz. Jejich ESR je na druhou stranu díky absenci dielektrika v řádu desítek μΩ.[24]

Vakuové kondenzátory	
C	1 pF – 1 nF
U_{\max}	30 kV
ΔT	-55°C až +120°C
R_p	1 GΩ – 100 GΩ
DA	0 %
ϵ_r	1

Tabulka 2.5: Přehled parametrů vakuových kondenzátorů[25][21][18][24]

2.6 Keramické kondenzátory

Vícevrstvé keramické kondenzátory (anglicky *MLCC – Multi-Layer Ceramic Capacitors*), na které je tato práce zaměřena, dominují na trhu v řadě oblastí jako jsou např. ekonomická dostupnost, vysoká flexibilita návrhu pro splnění specifických požadavků, silná přítomnost jak v aplikacích s nízkým napětím a nízkým výkonem, tak i vysokým napětím a vysokým výkonem včetně vysokých frekvencí. Podle údajů zveřejněných společností Murata se poměr kapacity k objemu MLCC zvýšil z 1μF/mm³ v roce 1996 na 40μF/mm³ v roce 2020. MLCC jsou tak technologií s jednou z největších kapacit kondenzátorů na jednotku rozměru.

2.6.1 Třídy MLCC

Hlavním rozdělením keramických kondenzátorů je jejich teplotní stabilita kapacity, která je vyjádřena *teplotní charakteristikou kapacity*, anglicky *TCC – Temperature Characteristic of Capacitance* vyjadřující drift kapacity pro určité teplotní rozmezí.[27] Význam

	MLCC I. třídy	MLCC II. třídy
C	1 pF – 0.1 μ F	1 pF – 100 μ F
U_{\max}	30 kV	30 kV
ΔT	-55°C až +125°C	-55°C až +125°C
R_p	100 M Ω – 100 G Ω	10 M Ω – 10 G Ω
DA	0,6%	0,75% – 2,5 %
ϵ_r	6 – 200	200 – 14000

Tabulka 2.6: Přehled parametrů keramických kondenzátorů[25][21][18]

tohoto tří-symbolového označení byl vytvořen standardem Electronic Industries Alliance číslo 198 (EIA-198-1) a vyjadřuje velikost změny kapacity v daném teplotním intervalu.[27][28]

Kondenzátory I. třídy jsou považovány za „ultrastabilní“ v širokém spektru podmínek (např. teplota, napětí, vlhkost, ...). Nejčastěji jsou vyrobeny ze zirkoničitanu vápenatého (CaZrO_3), dielektrického materiálu, který je velmi stabilní napříč teplotou, ale má mnohem nižší relativní permitivitu než kondenzátory II. třídy, a proto mají kondenzátory s tímto dielektrikem mnohem nižší celkovou kapacitu. Například při použití níže uvedené dekódovací tabulky 2.7 má C0G toleranci kapacity 0 ± 30 ppm/°C v teplotním rozsahu -55 ° – 125 °C a U2J má ve stejném teplotním rozsahu toleranci -750 ± 120 ppm/°C (stále si ale zachovává skvělou napěťovou stabilitu – pokles v řádu desetin procenta). Dielektrikum s teplotní charakteristikou U2J má zhruba 2krát až 4krát vyšší kapacitu než C0G, ale stále mnohem menší než třída II. Obecně platí, že za cenu větší kapacity je menší teplotní stabilita. Kondenzátory spadající do I. třídy také nevykazují téměř žádný pokles kapacity z důvodu stárnutí (*aging*).[27][28]

První písmeno označení dielektrik I. třídy se nazývá *teplotním koeficientem* α a udává závislost kapacity na teplotě v jednotkách ppm/K, kde ppm jsou dílky velikosti jedné miliontiny kapacity (10^{-6}). Druhým symbolem je číslo představující *násobitel teplotního koeficientu* a třetí písmeno udává maximální toleranci teplotní charakteristiky danou dvěma předchozími symboly.[27][28]

Teplotní koeficient α ($10^{-6}/\text{K}$)	Násobitel teplotního koeficientu	Tolerance koeficientu α ($\pm 10^{-6}/\text{K}$)
C 0,0	0 -1	G ± 30
B 0,3	1 -10	H ± 60
L 0,8	2 -100	J ± 120
A 0,9	3 -1000	K ± 250
M 1,0	4 -10000	L ± 500
P 1,5	5 +1	M ± 1000
R 2,2	6 +10	N ± 2500
S 3,3	7 +100	
T 4,7	8 +1000	
V 5,6	9 +10000	
U 7,5		

Tabulka 2.7: Teplotní charakteristika MLCC I. třídy [27][28]

Označení teplotního koeficientu dielektrik kondenzátorů II. třídy se liší především

kvůli velmi odlišné sadě materiálů. Tento typ keramických kondenzátorů se vyrábí s použitím titančitanu barnatého (BaTiO_3). Tento materiál má mnohem vyšší dielektrickou konstantu než materiály I. třídy (1000krát až 10000krát tolik). Tak velká kapacita má však svou cenu, výraznou závislost na veličinách jako jsou např. teplota, či napětí. Dekódování tabulky 2.8 je ale o něco jednodušší než v předchozím případě. První písmeno nyní představuje nižší teplotní extrém (minimum) a druhý číselný symbol pak horní teplotní extrém (maximum). Třetí písmeno je kapacitní tolerance v daném teplotním rozsahu. Tedy pro kondenzátor s teplotní charakteristikou např. X7R má toleranci kapacity $\pm 15\%$ v mezích od $-55\text{ }^\circ\text{C}$ do $125\text{ }^\circ\text{C}$. [27][28]

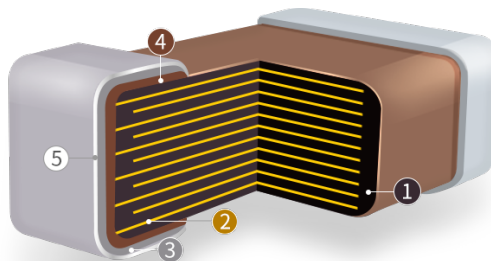
Teplotní minimum ($^\circ\text{C}$)	Teplotní maximum ($^\circ\text{C}$)	Maximální teplotní změna (%)
Z +10	2 +45	A $\pm 1,0$
Y -30	4 +65	B $\pm 1,5$
X -55	5 +85	C $\pm 2,2$
	6 +105	D $\pm 3,3$
	7 +125	E $\pm 4,7$
	8 +150	F $\pm 7,5$
	9 +200	P ± 10
		R ± 15
		S ± 22
		*L +15 až -40

Tabulka 2.8: Teplotní charakteristika MLCC II. třídy [27][28]

2.6.2 Výroba MLCC

Obecná stavba vícevrstvých kondenzátorů je založena prakticky na kondenzátoru deskovém realizovaném s více elektrodami. Elektrody jsou na koncích připojeny k vývodům součástky, což připomíná útvary hřebenového tvaru – obrázek 2.5. Kapacita takového kondenzátoru je proto závislá na počtu elektrod a dá se přibližně popsat následujícím vztahem

$$C_{\text{MLCC}} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} (N - 1). \quad [32] \quad (2.10)$$

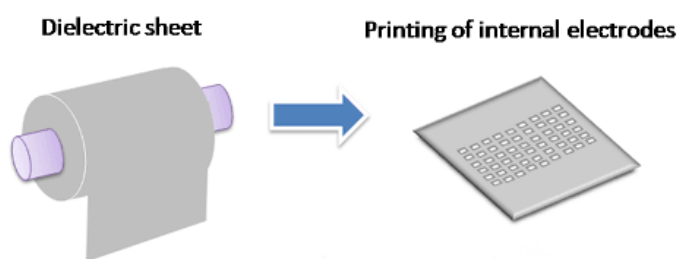


- ① Ceramic body ② Electrode(Ni/Cu*) ③ Plating(Ni)
- ④ Termination(Cu or Cu+Metal Epoxy) ⑤ Plating(Sn)

Obrázek 2.5: Vnitřní struktura MLCC [31]

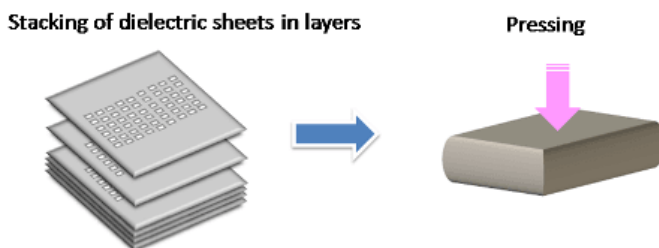
Na základě vstupních parametrů součástky, jako jsou např. kapacita, či jmenovité napětí, je teoreticky navržena (zjednodušeně např. pomocí rovnice 2.10) struktura kondenzátoru spolu s použitými materiály. Následná výroba vícevrstevných keramických kondenzátorů je rozdělena do osmi níže popsaných kroků.

Prvním z nich je *tisk vnitřních elektrod na dielektrickou fólii*, jenž je ilustrován na obrázku 2.6. Výrobní proces MLCC typicky začíná odléváním dielektrika na tenké plátky z keramického materiálu „kašovitě“ struktury. Výška dielektrické vrstvy je úměrná jmenovitému napětí kondenzátoru. Dielektrické plátky jsou potaženy kovovou pastou, které tvoří vnitřní elektrody (běžným materiálem je nikl (Ni), kvalitnějším materiálem potom stříbro s obsahem paládia (Ag-Pd)).[33][34]



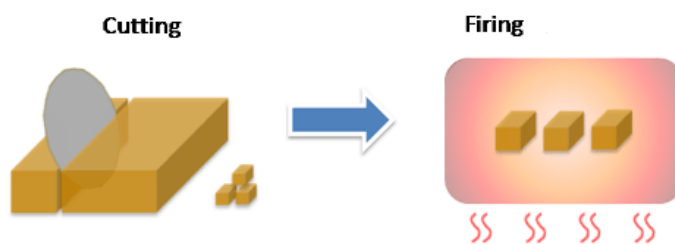
Obrázek 2.6: Výroba MLCC – 1) Tisk vnitřních elektrod na dielektrickou fólii [33]

Následujícím krokem je *skládání dielektrických vrstev na sebe*. Počet vrstev je závislý na cílové hodnotě kapacity kondenzátoru. Následujícím krokem je *laminování*, při kterém je na naskládané vrstvy aplikován tlak. Tyto procesy typicky probíhají v prostorách, které jsou označeny jako „velmi čisté“ pro co největší výnosnost výroby (co nejméně chybných kusů z důvodu nečistot).[33][34]



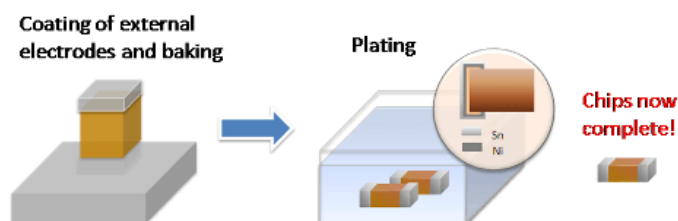
Obrázek 2.7: Výroba MLCC – 2) Skládání vrstev na sebe & 3) Laminace [33]

Zalaminované bloky jsou poté následně řezány do jednotlivých hranolů o rozměrech podle standardizovaných pouzder (0805: 2 mm x 1,3 mm; 0603: 1,5 mm x 0,8 mm; 0402: 1 mm x 0,5 mm; ...), což tvoří krok *řezání*. Následuje *spékání*, kdy se v rozmezí teplot 1000 °C – 1300 °C vypálí pojivo a z jednotlivých kusů se stanou integrované celky.[33][34]



Obrázek 2.8: Výroba MLCC – 4) Řezání & 5) Spékání [33]

Při *potahování externích elektrod* se oba konce spečených hranolů potahují kovovou pastou, která tvoří vnější elektrody pro připájení kompletní součástky k PCB. Pasta je buď z mědi (Cu), nebo v ekonomicky náročnějších případech ze stříbra (Ag). Pro vyhotovení externích elektrod je použita opět vysoká teplota, tentokrát 800 °C. Po vypálení externích elektrod je na jejich povrch nanesena nejdříve vrstva niklu (Ni) a následně vrstva cínu (Sn). Nikl slouží ke zlepšení spolehlivosti a pocínování k usnadnění při pájení součástek. Tímto procesem, nazvaným *pokovování*, jsou kondenzátory kompletní.[33][34]



Obrázek 2.9: Výroba MLCC – 6) Potahování externích elektrod & 7) Pokovování [33]

Nakonec jsou hotové kondenzátory měřeny, aby se ověřilo, že mají předepsané elektrické vlastnosti. Poté jsou zabaleny a expedovány.

Kapitola 3

Měření impedancí

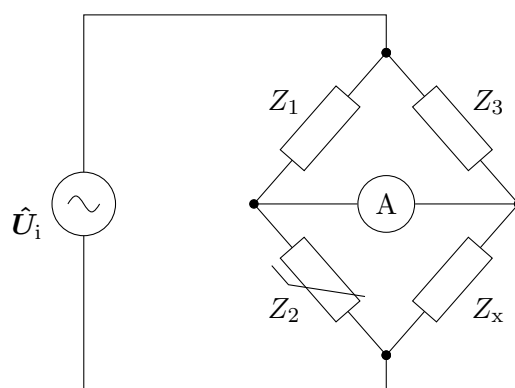
Tato kapitola shrne základní postupy a mechanismy měření impedancí. Impedance je komplexní číslo představující celkový odpor (Ω) zařízení či obvodu při průchodu střídavými elektrickými veličinami. Impedance je komplexní veličina, kterou lze vektorově znázornit v komplexní rovině. Vektor impedance se, tak jako komplexní číslo, skládá z reálné a komplexní složky. Reálná část představuje odpor R a komplexní část reaktanci X . Impedance může být vyjádřena v kartézských souřadnicích jako $z = x + iy$, nebo v polárních souřadnicích nejčastěji v podobě fázoru jako $|z|e^{j\phi}$, kde první člen je amplituda (velikost) a argument exponenciální funkce představuje fázový posun (úhel).

3.1 Můstková metoda

Nejnámější můstek je pojmenován po britském fyzikovi Charlesi Wheatstonovi. Principem měření neznámé impedance Z_x je nalezení vyváženého stavu pomocí regulovatelného prvku Z_2 . Vyvážený stav který je indikován pomocí měřiče např. ampérmetru. Pokud ampérmetr indikuje nulový proud (mezi uzly B a C je nulový napěťový rozdíl), pak je můstek vyvážen, a platí

$$\frac{Z_1}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_x},$$
$$Z_x = Z_2 \frac{Z_3}{Z_1}. [35]$$

Tato metoda lze použít pro měření všech druhů lineárních prvků (R, L a C) a je vhodná pro měření do frekvencí 120 MHz.



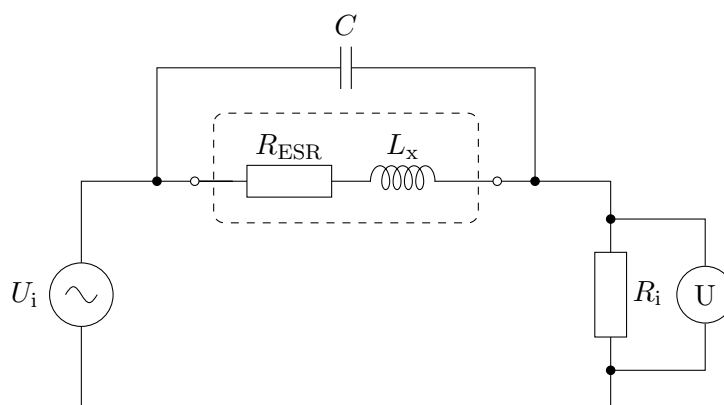
Obrázek 3.1: Měření Wheatstoneovým můstkem [35]

3.2 Rezonanční metoda

Jak už název napovídá, princip měření je založen na rezonanční frekvenci LC obvodu. Je možné buď regulovat kapacitu referenčního kondenzátoru C nebo frekvenci generátoru. Rezonanční frekvence f_r je nalezena jako minimum napětí naměřeného na referenčním rezistoru R_i . Následně lze indukčnost získat pomocí Thompsonova vzorce jako

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C}. [35]$$

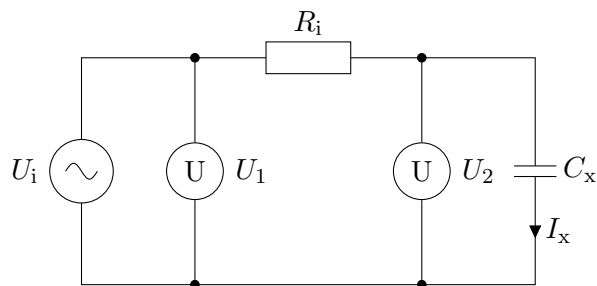


Obrázek 3.2: Měření rezonanční metodou [35]

3.3 Metoda I-V

Dalším postupem pro zjištění neznámé impedance je I-V metoda. Měření je proud pomocí napětí na přesném referenčním rezistoru R_i spolu s napětím generátoru. Tato metoda je popsána Ohmovým zákonem

$$Z_x = \frac{U_2}{I_x} = \frac{U_2}{U_1 - U_2} R_i. [35][36]$$

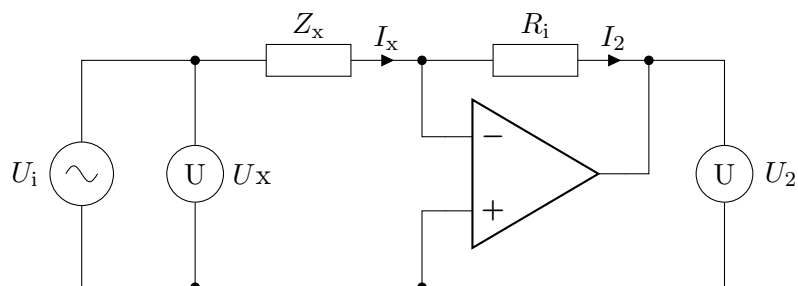


Obrázek 3.3: Měření I-V metodou [35][36]

3.4 Metoda auto-balancing bridge

Tuto metodu využívají moderní digitální RLC měřiče. Frekvenční limit této metody je určený pouze volbou operačního zesilovače. Proud měřeným prvkem I_x je vyvážený operačním zesilovačem, který je zapojený jako převodník I-U a vytváří zde virtuální zem. Proud I_x a I_2 se sobě rovnají, a proto pro hledanou impedanci platí

$$\begin{aligned}
 I_x &= I_2, \\
 \frac{U_x}{Z_x} &= \frac{U_2}{R_i}, \\
 Z_x &= \frac{U_x}{U_2} R_i. [35]
 \end{aligned}$$



Obrázek 3.4: Měření metodou auto-balancing bridge [35]

Kapitola 4

Návrh přípravku

Účel přípravku je měření závislosti kapacity keramických kondenzátorů (MLCC) v rozsahu od 1 μF do 100 μF v napěťovém rozmezí 0 V – 30 V. Přípravek má naměřenou napěťovou charakteristiku kondenzátoru zobrazovat v grafu na displeji s možností exportu dat.

Pro měření impedance, ze které je pomocí níže odvozeného vzorce počítána kapacita, byla zvolena metoda I-V z důvodu elegantní automatizace měření pomocí dvou AD konvertorů a dvou digitálních vstupů. Jako napájení přípravku bylo zvoleno univerzální napětí 12 V, jež je lze nastavit na všech základních laboratorních zdrojích, výstupním napětím velkého množství síťových adaptérů nebo běžnou hodnotou napětí akumulátorů. Vstupní napětí je pomocí nábojové pumpy invertováno a následně lineárně stabilizováno na symetrické $\pm 5\text{V}$ napájení oscilátoru. Parametry sinusového signálu oscilátoru jsou použity pro výpočet hledané kapacity. Nábojová pumpa s Dicksonovou topologií dále vytváří napětí 30 V pro předpětí kondenzátoru. Obvod je ještě doplněn o bloky řešící efektivní nabíjení a vybíjení měřeného kondenzátoru. Navržené zapojení je zahrnuto v příloze na obrázku A1. Jednotlivé bloky jsou detailněji popsány v následujících podkapitolách.

4.1 Princip měření

Princip měření kapacity kondenzátoru je založen na zjištění charakteru napětí (amplituda a fáze) na výstupu impedančního děliče tvořeným rezistorem R_1 a kondenzátorem C_x (schéma 4.1). Při zanedbání ESR a svodového odporu kondenzátoru lze psát, že

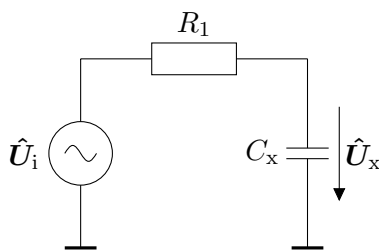
$$\hat{U}_x = \hat{U}_i \frac{\hat{X}_{C_x}}{R_1 + \hat{X}_{C_x}}.$$

Pro neznámou reaktanci tedy platí

$$\hat{X}_{C_x} = R_1 \frac{\hat{U}_x}{\hat{U}_i - \hat{U}_x} = R_1 \frac{1}{\frac{\hat{U}_i}{\hat{U}_x} - 1},$$

z čehož je možné vyjádřit hledanou kapacitu

$$\frac{1}{j\omega C_x} = R_1 \frac{1}{\frac{U_i}{U_x} e^{j(\phi_i - \phi_x)} - 1},$$
$$C_x = \left| \frac{\frac{U_i}{U_x} e^{j(\phi_i - \phi_x)} - 1}{j\omega R_1} \right|.$$



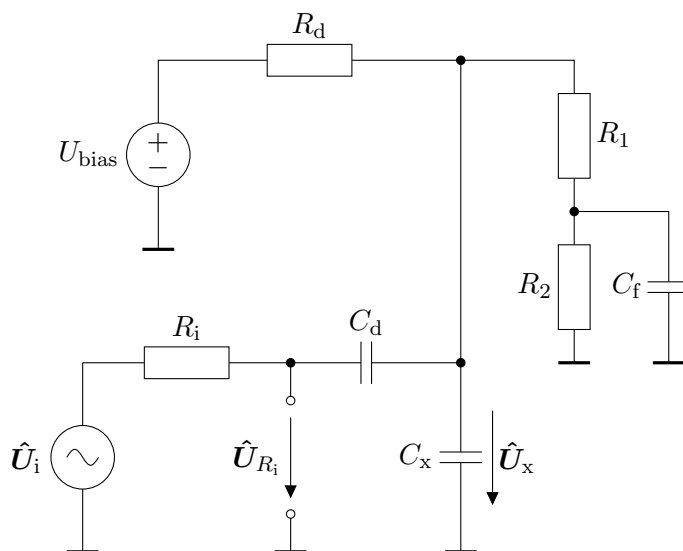
Obrázek 4.1: Princip – Smyčka RC

Protože kapacita je měřena v závislosti na přiloženém napětí, je potřeba do schématu přidat regulovatelný zdroj stejnosměrného napětí, který samotný představuje pro střídavý měřicí signál zkrat. Proto je měřicí napětí \hat{U}_i od stejnosměrného zdroje odděleno rezistorem R_d . Nekonečný odpor, tedy rozepnutí obvodu by sice nezpůsobilo tímto zanesené zkreslení měření, ale díky parazitnímu svodovému odporu měřeného kondenzátoru by jeho předpětí postupně klesalo, což je nepřijatelné.

Odpor rezistoru bude tedy zvolen takový, aby udržel napětí U_{bias} . Zároveň tímto rezistorem poteče proud měřicího signálu, který ale bude zahrnut ve výpočtu hledané kapacity C_x . Systémová nepřesnost tímto způsobená bude pak záviset pouze na výrobní toleranci tohoto oddělovacího rezistoru.

Podobný případ nastane pro cestu ze stejnosměrného zdroje do zdroje měřicího signálu – tedy oddělení pomocí blokovacího kondenzátoru C_d , jinak by byl měřený kondenzátor C_x z pohledu stejnosměrného napětí touto větví zkratován.

Při zanedbání proudů, tekoucích do vstupů operačních zesilovačů a AD převodníků pro snímání amplitudy a fáze měřicího signálu \hat{U}_i , bude poslední zkreslení tvořeno větví pro snímání předpětí kondenzátoru U_{bias} spolu. Ta je tvořena napěťovým děličem, jehož výstup bude pro AC signál zkratován resp. pro snímání DC složky vyhlazen po zajištění, že reaktance $|\hat{X}_{C_f}| \ll R_2$. Kompletní podoba měřicího obvodu je zobrazena na obrázku 4.2.



Obrázek 4.2: Princip obvodu pro měření napěťové závislosti kapacity C_x

Klíčem k neznámé kapacitě bude vzorec zahrnující všechny prvky zkreslující napěťový úbytek a jeho fázi na měřeném zařízení. Po zjednodušení pomocí souhrnného rezistoru R_o zahrnující všechny odporové prvky paralelně spojené s C_x , bude upravený obvod z pohledu AC analýzy vypadat následovně (obrázek 4.3). Odvození bude vycházet z principu RC obvodu představeného výše. Protože se jedná o napěťový dělič, prvky jsou pro přehlednost seskupeny do impedancí \hat{Z}_1 a \hat{Z}_2 , které jsou popsány níže (vztahy 4.1 a 4.2).

$$\hat{Z}_1 = R_i, \quad (4.1) \quad \hat{Z}_2 = \hat{X}_{C_d} + \frac{\hat{X}_{C_x} R_o}{\hat{X}_{C_x} + R_o} = \left(\frac{1}{\hat{X}_{C_x}} + \frac{1}{R_o} \right)^{-1}. \quad (4.2)$$

Vzorec 4.3 pro výstupní napětí děliče

$$\hat{U}_x = \hat{U}_i \frac{\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2}, \quad (4.3)$$

lze následně rozepsat jako

$$\hat{U}_{R_i} = \hat{U}_i \frac{\hat{X}_{C_d} + \frac{\hat{X}_{C_x} R_o}{\hat{X}_{C_x} + R_o}}{R_i + \hat{X}_{C_d} + \frac{\hat{X}_{C_x} R_o}{\hat{X}_{C_x} + R_o}}, \quad (4.4)$$

a roznásobit, tedy

$$\frac{\hat{U}_{R_i}}{\hat{U}_i} = \frac{\hat{X}_{C_d} \hat{X}_{C_x} + \hat{X}_{C_d} R_o + \hat{X}_{C_x} R_o}{R_i \hat{X}_{C_x} + R_i R_o + \hat{X}_{C_d} \hat{X}_{C_x} + \hat{X}_{C_d} R_o + \hat{X}_{C_x} R_o}. \quad (4.5)$$

Po zavedení substituce $\hat{D}_U = \frac{\hat{U}_{R_i}}{\hat{U}_i}$ je následně vyjádřena reaktance \hat{X}_{C_x} obsahující hledanou kapacitu

$$\hat{X}_{C_x} = \frac{\hat{X}_{C_d} R_o - \hat{D}_U R_i R_o - \hat{D}_U \hat{X}_{C_d} R_o}{\hat{D}_U R_i + \hat{D}_U \hat{X}_{C_d} + \hat{D}_U R_o - \hat{X}_{C_d} - R_o}.$$

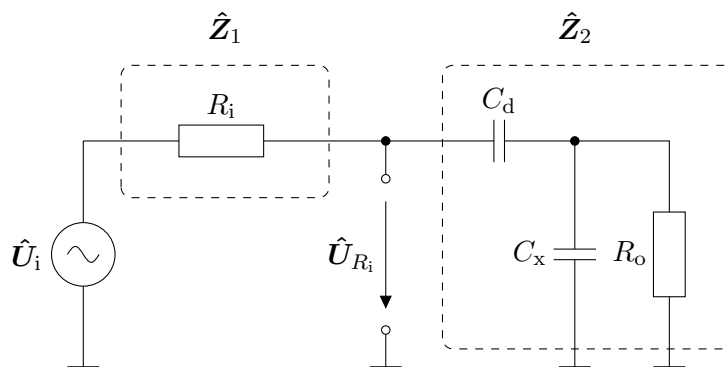
Postupným zjednodušováním lze dojít k unikátnímu vzorci, kde každá veličina vystupuje

pouze jednou

$$\begin{aligned}\hat{X}_{C_x} &= \frac{\hat{X}_{C_d} R_o - \hat{D}_U R_i R_o - \hat{D}_U \hat{X}_{C_d} R_o}{\hat{D}_U R_i + \hat{D}_U \hat{X}_{C_d} + \hat{D}_U R_o - \hat{X}_{C_d} - R_o}, \\ \hat{X}_{C_x} &= \frac{-\hat{D}_U R_o (R_i + \hat{X}_{C_d}) + \hat{X}_{C_d} R_o}{\hat{D}_U (R_i + \hat{X}_{C_d}) + R_o (\hat{D}_U - 1) - \hat{X}_{C_d}}, \\ \hat{X}_{C_x} &= \frac{R_o [\hat{X}_{C_d} - \hat{D}_U (R_i + \hat{X}_{C_d})]}{R_o (\hat{D}_U - 1) - [\hat{X}_{C_d} - \hat{D}_U (R_i + \hat{X}_{C_d})]}, \\ \hat{X}_{C_x} &= \frac{R_o [\hat{X}_{C_d} - \hat{D}_U (R_i + \hat{X}_{C_d})]}{[\hat{X}_{C_d} - \hat{D}_U (R_i + \hat{X}_{C_d})] \left[\frac{R_o (\hat{D}_U - 1)}{\hat{X}_{C_d} - \hat{D}_U (R_i + \hat{X}_{C_d})} - 1 \right]}, \\ \hat{X}_{C_x} &= \frac{1}{\frac{1 - \hat{D}_U}{\hat{X}_{C_d} - \hat{D}_U (R_i + \hat{X}_{C_d})} + \frac{1}{R_o}}, \\ \hat{X}_{C_x} &= \frac{1}{(1 - \hat{D}_U) \left(\frac{\hat{D}_U}{1 - \hat{D}_U} R_i - \hat{X}_{C_d} \right) + \frac{1}{R_o}}, \\ \hat{X}_{C_x} &= \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{\hat{D}_U} - 1} R_i - \hat{X}_{C_d}} + \frac{1}{R_o}}.\end{aligned}$$

Pro hledanou kapacitu poté platí

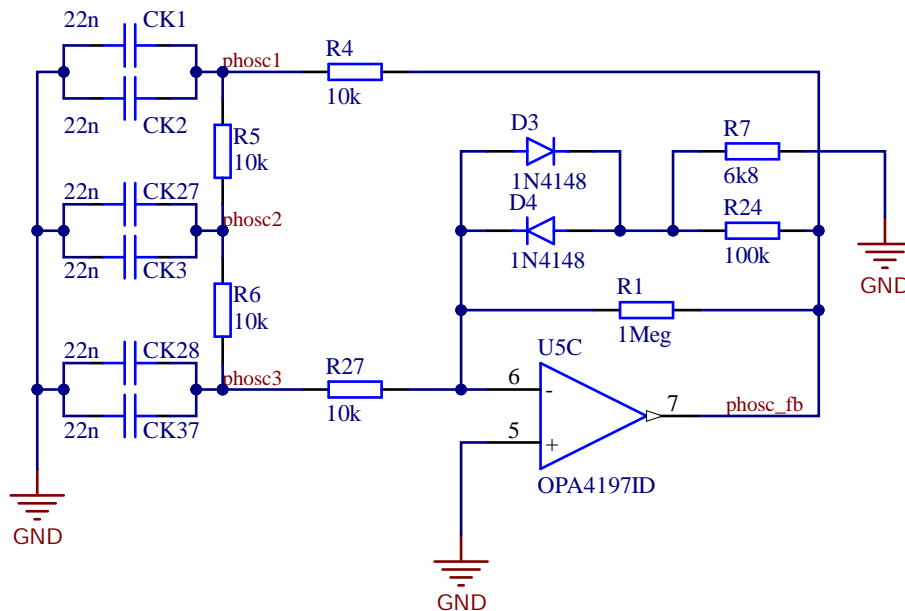
$$\begin{aligned}\frac{1}{j\omega C_x} &= \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{\hat{D}_U} - 1} R_i - \hat{X}_{C_d}} + \frac{1}{R_o}, \\ C_x &= \left| \frac{\frac{1}{\frac{1}{\hat{D}_U} - 1} R_i - \hat{X}_{C_d} + \frac{1}{R_o}}{j\omega} \right|.\end{aligned}\tag{4.6}$$



Obrázek 4.3: Měřicí obvod – AC analýza

4.2 Zdroj střídavého signálu

Návrh měřicího signálu byl proveden na základě následujících vstupních parametrů: sinusový průběh s frekvencí 1 kHz a amplitudou < 200 mV. Nízká amplituda měřicího signálu je zvolena za účelem co nejmenšího zkreslení napětového předpětí měřeného kondenzátoru, tedy co nejmenšího ovlivnění polarizace dielektrika. Dalším důvodem malé amplitudy je výkonové zatížení součástky, tedy i nezanesení příliš velkého zkreslení výkyvy teploty, jako dalšího parametru, na kterém je permitivita resp. kapacita závislá.



Obrázek 4.4: Schéma oscilátoru s fázovým posunem

Pro realizaci zdroje sinusového signálu byl zvolen oscilátor s fázovým posunem – schéma 4.4 inspirovaný zapojením z knihy *The Art of Electronics* [3] na straně 439, obrázek 7.23. Experimentálně byly upraveny hodnoty kapacit kondenzátorů a zisk zvýšen na -100 . Do zpětné vazby byly dále přidány antiparalelní diody D_3 a D_4 pro stabilizaci amplitudy nelineárním prvkem – při překročení difúzního napětí začne růst její vodivost a snižovat tak zisk nastavený rezistorem R_{24} v sérii s diodami. Amplituda výsledného signálu je poté regulována rezistorem $R_7 = 6,8$ k Ω , což odpovídá amplitudě U_{\max} v tabulce 4.1.

Výsledek simulace provedené v softwaru LTSpice ukazuje průměrnou amplitudu signálu 139,25 mV a frekvenci 1029 Hz. Naměřené výsledky ukazují průměrnou amplitudu 136,07 mV a průměrnou frekvenci 1132,2 Hz. Hodnoty ve sloupci „Realita“ jsou vypočítané z dat exportovaných hotovým přípravkem. Relativní rozdíl simulace od reality je pro amplitudu tedy $-2,28$ % a pro frekvenci 10 %. Výsledné hodnoty prezentované v tabulce 4.1 jsou počítané z celkem 465 jednotlivých naměřených hodnot v rámci 15 celkových měření 3 různých kondenzátorů. Tyto rozdíly jsou nejspíše způsobeny tolerancemi rezistorů a kondenzátorů použitých ve finální realizaci. Pokles frekvence může být ovlivněn následkem napětové závislosti kapacity MLCC použitých v architektuře oscilátoru spolu s limity měření fáze vývojové desky Arduino pomocí funkce `micros()`.

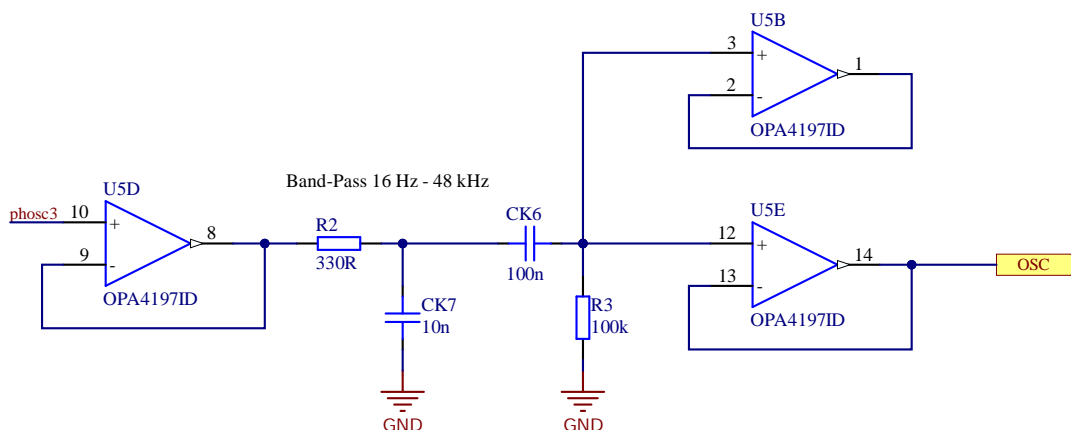
Napětí uzlu „phosc3“ je poté sledováno druhým OZ v pouzdře integrovaného obvodu OPA4197 pro nezatížení samotného oscilátoru. Na výstupu sledovače je pásmová propust

	Simulace	Realita
$\overline{f_{osc}}$	139,25 mV	136,07 mV
$U_{max,max}$	139,38 mV	138,58 mV
$U_{max,min}$	139,14 mV	134,72 mV
ΔU_{max}	0,11 mV (0,079 %)	3,86 mV (2,84 %)
$\overline{f_{osc}}$	1029 Hz	1132,2 Hz
$f_{osc,max}$	-	1139,15 Hz
$f_{osc,min}$	-	1119,53 Hz
Δf_{osc}	-	19,62 Hz (1,73 %)

Tabulka 4.1: Porovnání parametrů výstupního sinusového signálu oscilátoru se simulací

RC-CR s mezními frekvencemi 16 Hz - 48 kHz. Třetí OZ je poté opět zapojeno jako sledovač, jehož výstup je výstupem celého bloku oscilátoru (obrázek 4.5).

Při výběru operačního zesilovače (OPAx197) byl kladen důraz zejména na parametry jako je šum ($5,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ při 1 kHz), napěťová nesymetrie ($\pm 100 \text{ }\mu\text{V}$ max.), vstupní proudy ($\pm 5 \text{ pA}$ typ.), výstupní proud ($\pm 65 \text{ mA}$) a Rail-to-Rail vstup a výstup. Tento operační zesilovač je také použit i dalších funkčních blocích.

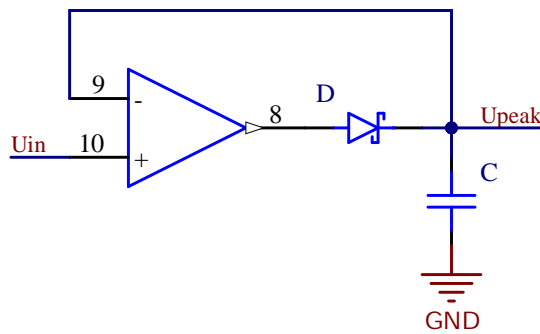


Obrázek 4.5: Schéma druhé části bloku oscilátoru

4.3 Obvody pro zjištění amplitudy a fáze

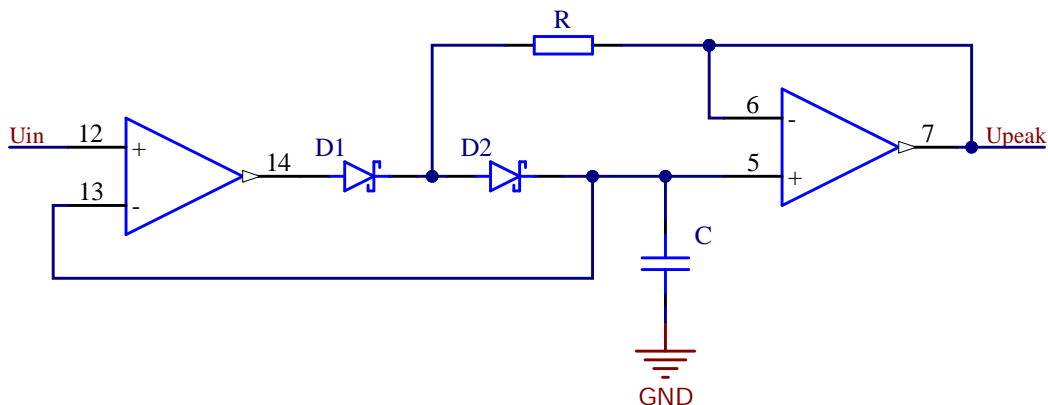
Obvod pro zjištění amplitudy je obvykle označován jako „peak detector”, jehož funkcí je zachytit a udržet nejvyšší hodnotu vstupního signálu, čehož je docíleno usměrňovačem pro přesná měření, jehož schéma je ukázáno na obrázku 4.6. Operační zesilovač je zapojen jako napěťový sledovač (zesílení 1) s diodou zapojenou v sérii s výstupem zesilovače pro zachycení pouze kladných maxim napětí. Zpětná vazba je zapojena až za diodou. OZ tedy v průběhu kladné části periody, aby dosáhlo stejného napětí na svých vstupech, bude mít na výstupu napětí rovno $U_{out} = U_{+} + U_{F}$, a tak kompenzuje napěťový úbytek diody polarizované v propustném směru.

Základní podoba peak detectoru má však několik nedostatků. Jednou z kterých je např. strmost klesání výstupního napětí U_{peak} úměrná výstupní impedanci – v době, kdy



Obrázek 4.6: Základní schéma peak detectoru

je dioda záporně polarizována. Rychlé vybíjení je vyřešeno přidáním druhého OZ sledující napětí U_{peak} . Druhým nedostatkem je unikající proud diody, který opět způsobuje vybíjení kondenzátoru. Do obvodu je proto přidána další dioda D_2 , na jejíž anodu je při $U_+ < U_{\text{peak}}$ připojeno přes rezistor R výstupní napětí, a tak bude mezi anodou a katodou diody D_2 nulový rozdíl napětí, čímž se kompenzuje unikající proud. Kritéria operačního zesilovače v této aplikaci je vysoká rychlost přeběhu pro zareagování i na nejmenší rozdíly napětí mezi napětím kondenzátoru a vstupního signálu. Výsledné schéma je nakresleno na obrázku 4.7.



Obrázek 4.7: Upravené schéma peak detectoru

Na maximální vstupní napětí peak detectorů je potřeba brát ohled z důvodu úbytku napětí dvou diod, které je potřeba překonat, aby první OZ v obvodu 4.7 bylo schopné vyrovnat napětí na svých vstupech, tedy

$$U_{\text{in,max}} < U_{\text{out}} - 2U_f. \quad (4.7)$$

Zvolená dioda pro tuto aplikaci je duální Schottky dioda BAT54, jejíž závislost napěťového úbytku v propustně polarizovaném stavu na protékajícím proudu je ukázána na následujícím výstřižku 4.8 z datasheetu.

Podle kritéria 4.7 spolu s určitou rezervou je zvoleno zesílení 26,5. V relaci 4.7 se díky Rail-to-Rail OZ rovná $U_{\text{out,max}} = U_{7805}$. Lineární stabilizátor má však 2% toleranci, a tedy v nejhorsím případě bude napájecí napětí 4,9 V. Maximální vstupní napětí peak

Forward voltage	$I_F = 0.1 \text{ mA}, t_p < 300 \mu\text{s}, \delta < 2 \%$	V_F		240	mV
	$I_F = 1 \text{ mA}, t_p < 300 \mu\text{s}, \delta < 2 \%$	V_F		320	mV
	$I_F = 10 \text{ mA}, t_p < 300 \mu\text{s}, \delta < 2 \%$	V_F		400	mV
	$I_F = 30 \text{ mA}, t_p < 300 \mu\text{s}, \delta < 2 \%$	V_F		500	mV
	$I_F = 100 \text{ mA}, t_p < 300 \mu\text{s}, \delta < 2 \%$	V_F		800	mV

Obrázek 4.8: Napěťový úbytek diody BAT54

detectoru se započítáním nejvyšší amplitudy oscilátoru z tabulky 4.1 je vyčísleno na

$$U_{\text{in,max}} = 139,38 \text{ mV} \cdot 26,5 \approx 3,694 \text{ V} < 4,9 - 2U_f.$$

V ustáleném stavu, kdy nabíjecí proud pro zapamatování nové amplitudy nebude v řádu desítek mA představuje $4,9 \text{ V} - 3,694 \text{ V} = 1,206 \text{ V}$ dostatečnou rezervu pro dvojnásobný úbytek Shottkyho diody BAT54.

Jelikož je měřena pouze kladná půlperioda sinusového signálu, potenciálním zdrojem chyby měření může být rozdíl amplitudy kladné a záporné půlperiody z důvodu posunu stejnosměrné složky signálu po zesílení, jako důsledek zesílení i napěťové nesymetrie. Tento problém je však vyřešen přidáním frekvenčního filtru typu pásmová propust, který už byl jednou použit na výstupu bloku oscilátoru (16 Hz - 48 kHz).

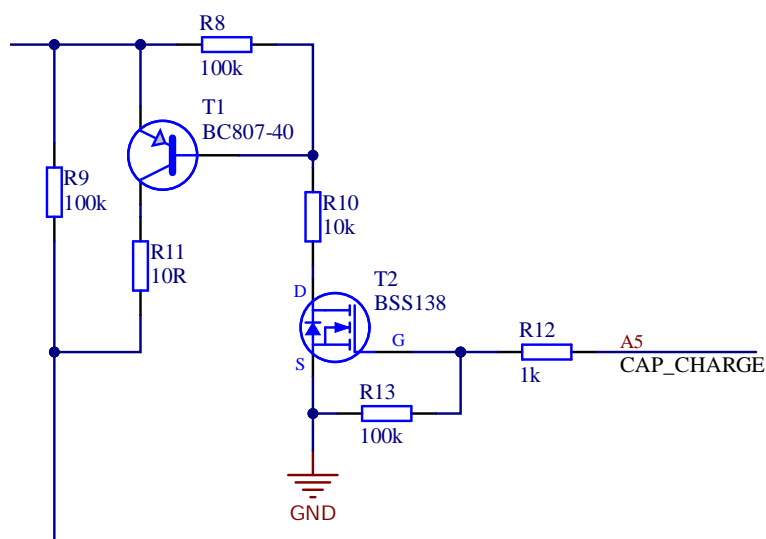
Bloky pro zjištění fáze jsou také připojeny k zesílenému signálu a zpracovány pomocí dvou komparátorů v pouzdře integrovaného obvodu TLV1704. Výstupy komparátorů jsou připojeny k digitálním vstupům D6, D7 a výstupy peak detectorů k analogovým vstupům A2 a A3.

4.4 Měřicí větev

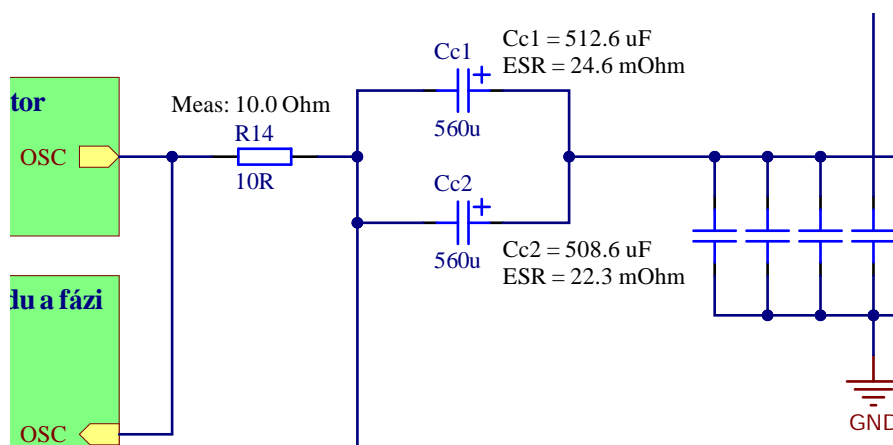
Lineární stabilizátor by pro střídavý signál představoval zkrat, a proto je tento signál oddělen rezistorem R_d , realizovaným R_9 (obrázek 4.9). Přes R_9 je udrženo předpětí U_{bias} (kompenzace svodových proudů kondenzátoru). Paralelně s oddělovacím rezistorem je ale pro rychlé nabití na vyšší napětí přidána větev s PNP tranzistorem BC807-40 s 10Ω rezistorem v sérii limitujícím výstupní proud operačního zesilovače bloku lineárního stabilizátoru. PNP tranzistor je řízen NMOS tranzistorem BSS138 ovládaným analogovým vstupem A4 fungujícím jako digitální výstup. Bipolární tranzistor je zde zvolen z důvodu spínání báze proudem – unipolární tranzistor by nebyl schopný sepnout při začátku měření (U_{bias} do 4 V), kdy by byl rozdíl U_{gs} nedostatečný.

Dále by i oscilátor jako zdroj střídavého napětí představoval pro stejnosměrné napětí zkrat, a tak je i tato část oddělena od zdroje sinusového signálu kondenzátorem C_d realizovaný paralelně spojenými 63V low-ESR kondenzátory C_{c1} a C_{c2} od firmy Panasonic. Hodnota kondenzátoru C_d byla navržena na 1 mF ($X_{C_d} = 0,159 \Omega$ při 1 kHz), jako kompromis mezi dobou nabíjení a zkreslení efektu C_x v obvodu. Oddělovací kondenzátory byly před zapojením do obvodu změřeny ručním RLC metrem U1733C značky Keysight. Jejich naměřené parametry byly pro $C_{c1} = 512,6 \mu\text{F}$ s $\text{ESR}_{c1} = 24,6 \text{ m}\Omega$ a $C_{c2} = 508,6 \mu\text{F}$ s $\text{ESR}_{c2} = 22,3 \text{ m}\Omega$. Oscilátor je poté s oddělovacími kondenzátory spojen přes referenční 10Ω rezistor R_i , ke kterému je ve výpočtu přičten paralelní příspěvek ESR oddělovacích kondenzátorů (část schéma na obrázku 4.10).

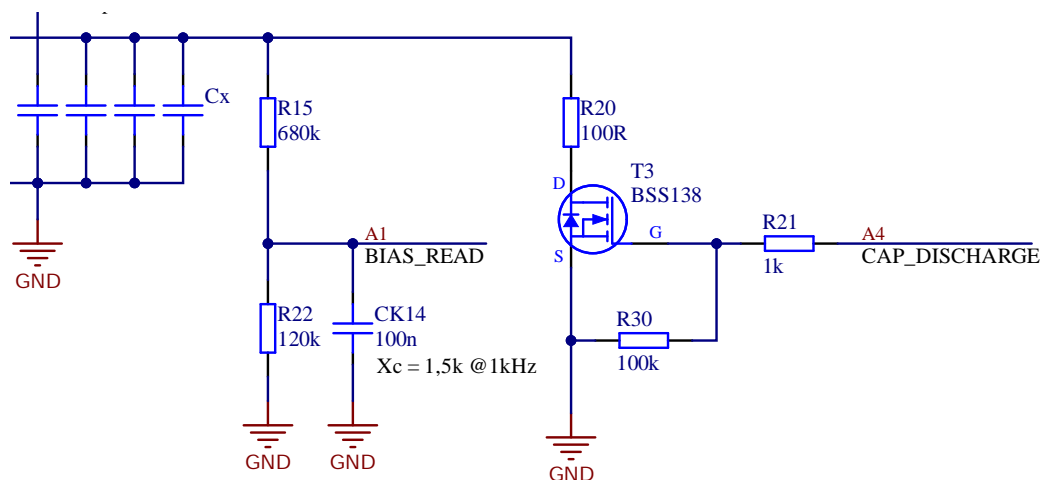
K měřenému kondenzátoru jsou dále připojeny dvě větve. Jedna ke čtení hodnoty U_{bias} pomocí ADC analogového vstupu A1 připojenému na výstup napěťového děliče se součinitelem 0,15. A druhá k vybití měřeného kondenzátoru pomocí BSS138 NMOS tranzistoru řízeným analogovým vstupem A4 fungujícím jako digitální výstup přes 100Ω rezistor před a po konci měřicího cyklu (část schéma na obrázku 4.11).



Obrázek 4.9: Oddělovací rezistor s blokem pro nabíjení kondenzátoru



Obrázek 4.10: Smyčka obvodu pro cestu od oscilátoru k měřenému kondenzátoru

Obrázek 4.11: Větev pro vybití a měření U_{bias} kondenzátoru

4.5 Napájení ± 5 V

Symetrické 5V napájení bylo nejprve navrženo a následně realizováno duálním spínaným zdrojem pomocí integrovaného obvodu LT7481. I přes použité topologie ZETA pro +5V větev a Čuk pro -5V větev, jejichž předností je výrazně menší výstupní zvlnění než u ostatních topologií, se vysoká spínací frekvence, pohybovala ve frekvenčních závislostech PSRR operačních zesilovačů na takových hodnotách, že toto potlačení už nemohlo pomoci. Zvlnění a frekvence spínání se dále propisovalo i do generovaného výstupního signálu oscilátoru. Z důvodu potřeby návrhu dalších filtrů pro odrušení spínací frekvence bylo od spínaného zdroje upuštěno a místo spínaného zdroje byly použity lineární stabilizátory 7805 a 7905.

Vstup obvodu 7805 je připojen přímo ke vstupnímu +12V napájení. Záporná větev obvodu 7905 má vstup připojen na invertovaných -12 V poskytnutých nábojovou pumpou ICL7660, která je primárně použita pro vytvoření vyššího napětí pro 30V předpětí měřeného kondenzátoru.

4.6 Zdroj stejnosměrného předpětí

I pro tento blok byla nejdříve vyzkoušena cesta spínaného zdroje s cívkou. Prvním pokusem bylo vytvořit 30 V pomocí topologie SEPIC a následným regulováním napěťové zpětné vazby PWM kontroléru pomocí DAC ovlivňovat předpětí měřeného kondenzátoru. Pro potřeby pouze přechodových jevů s nabíjením kondenzátoru vždy jen o +1 V měl však měnič velmi špatnou účinnost a dále vykazoval z podstaty zvlnění, které ani z daleka nemohlo konkurovat lineární regulaci, u něž se zvlnění, až na šum z okolí, prakticky nevyskytuje. Dalším argumentem byla rychlost regulace, tedy odezva na změnu referenčního napětí. A proto i zde bylo z důvodu citlivé aplikace na šum zvolen směr bezinduktorového zdroje a pro vytvoření 30 V byla použita nábojová pumpa realizovaná pomocí obvodu ICL7660 od firmy Renesas.

ICL7660 je použita sekundárně pro inverzi vstupního 12V napájení a primárně pro zvýšení napětí nad 30 V pro předpětí měřeného kondenzátoru. Pro zvýšení napětí je použita topologie Dicksonovy pumpy, jejíž zapojení je na obrázku 4.12. Dicksonova pumpa je zde použita dvakrát a tedy pro výstupní napětí platí

$$\begin{aligned} U_{\text{out}} &= U_{\text{in}} + n(U_{\text{in}} - 2U_{\text{f}}), \\ U_{\text{out}} &= 12 + 2(12 - 2U_{\text{f}}), \\ U_{\text{out}} &= 34 \text{ V, při } U_{\text{f}}(30 \text{ mA}) = 500 \text{ mV.} \end{aligned}$$

Hodnota výstupního napětí nábojové pumpy v ustáleném stavu byla naměřena 34,5 V. Schéma realizace je v příloze na obrázku A2

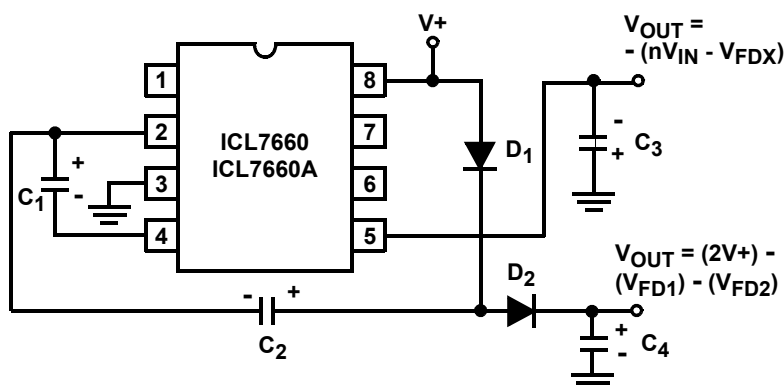


FIGURE 20. COMBINED NEGATIVE VOLTAGE CONVERTER AND POSITIVE DOUBLER

Obrázek 4.12: ICL7660 – Napěťový invertor s Dicksonovou pumpou

4.7 Měřicí algoritmus

Cílem celého firmwaru je měření kapacity, zobrazení naměřených dat na displeji. Po stisknutí tlačítka s nápisem „Measure“ je nejdříve signalizován začátek měření oranžovou barvou. Pak probíhá kontrola předpětí kondenzátoru a pokud není $U_{\text{bias}} < 50 \text{ mV}$, je sepnut tranzistor T3 výstupem A4 dokud není podmínka podmínka splněna. Pak je T3 zavřen a spustí se cyklus o 31 opakováních od 0 V do 30 V.

Prvním krokem je nastavení DAC, které je pomocí while cyklu nastaveno přesně na $(i + 1) \text{ V}$. Jedná se o exponenciální nabíjení kondenzátoru C_x , a tedy by se při nastavení DAC na $i \text{ V}$ nabil na příslušné napětí až za nekonečně dlouhou dobu. Proto je DAC nastaveno tak, aby odpovídalo napětí $(i + 1) \text{ V}$, tedy o jeden volt více než je potřeba a nabíjení je zastaveno v polovině, tedy při $i \text{ V}$.

Po ukončení while cyklu je otevřen T2 digitálním výstupem A5, čímž se otevře větev pro nabíjení (PNP s 10Ω v sérii paralelně k oddělovacímu rezistoru R_d). Teprve nyní je nastaveno DAC na hodnotu předtím vypočítanou. Napětí měřeného kondenzátoru je nyní nabíjeno přes nabíjecí větev a rostoucí hodnota, snížena koeficientem 0,15 napěťového děliče, je sledována s frekvencí 1 ms. Po nabití o 1 V více odpovídající integeru i for cyklu je nabíjecí větev uzavřena logickým signálem z výstupu A5. A také je zaznamenána poslední naměřená hodnota předpětí do pole $\text{bias}[i]$, která je později spolu s dalšími veličinami také exportována.

V tuto chvíli vznikla potřeba vybit kondenzátory peak detectorů pamatující si amplitudu sinusových signálů. Důvodem je nabíjecí proud, který při nabíjení na vyšší U_{bias} také nabíjel oddělovací kondenzátory, (mají mnohem větší kapacitu než C_x) které jsou uzemněny přes výstup oscilátoru, a tedy se nabíjely přes referenční rezistor R_i . Nabíjecí proud oddělovacích kondenzátorů C_c vytvořil napětí $u_{\text{charge}} = i_{\text{charge}} R_i$, jenž peak detectory pokaždé zachytí, a tak je potřeba po zvýšení U_{bias} vybit kondenzátory peak detectorů. Vybíjejí se přes přes 1 k Ω při otevření NMOS tranzistorů BSS138 logickou 1 z výstupu D2. Po čekací době 100 ms, kdy se naměřené amplitudy opět ustálí algoritmus pokračuje.

Teprve teď začíná měření amplitud signálu. ADC rozlišení je nastaveno na 14 bitů, tedy napájecí napětí rozděleno na 16 384 dílků, kde každý při změřených 4,99 V zhruba

vychází na 0,305 mV. Amplitudy sinového signálu na výstupu oscilátoru a napětí na uzlu za referenčním R_i označeným jako „cap” jsou měřeny 100krát a následně je vypočítán jejich průměr. Průměry jsou uloženy do polí sigAmpAve[i] a capAmpAve[i]. Následuje měření rozdílu fází, jenž je implementováno smyčkou, která nejdříve čeká na náběžnou resp. sestupnou hranu signálu oscilátoru, zaznamená čas od posledního resetu procesoru pomocí funkce micros() a následně čeká i na náběžnou resp. sestupnou hranu signálu za rezistorem R_i , tento čas je také uložen do proměnné a rozdíl časů je dále uložen do pole, ze kterého se počítá průměr. Průměr je počítán opět ze 100 vzorků. Stejný postup je následně použit i pro získání frekvence.

Nakonec jsou změřené průměry vloženy jako vstupní argumenty funkce calculateCx(), která s pomocí knihovny complex.h počítá výslednou kapacitu hledaného kondenzátoru. Tato funkce je založena na vzorci 4.6 odvozeném v předchozí podkapitole. Výsledná hodnota je poté vykreslena v grafu na displeji.

4.8 Uživatelské rozhraní

Pro komunikaci s uživatelem je připraven displej a dvě tlačítka, které byly popsány v ostatních podkapitolách. Displejový modul ILI9341 TFT (*Thin-Film Transistor – Displej z tekutých krystalů*) obsahuje řadič displeje se stejným názvem: ILI9341. Jedná se o barevný displej, který používá protokol rozhraní SPI (*Serial Peripheral Interface – Sériové periferní rozhraní*) a vyžaduje 4 nebo 5 ovládacích pinů, je ekonomicky dostupný a použití není komplikované díky dostupným knihovnám. Rozlišení tohoto TFT displeje je 240 x 320, má tedy 76800 pixelů. Tento modul má pouze 3,3V vstupy a proto je obvod doplněn o redukční desku s napěťovými děliči – foto (B7) a zapojení v příloze A6.



Obrázek 4.13: Ukázka uživatelského rozhraní přípravku

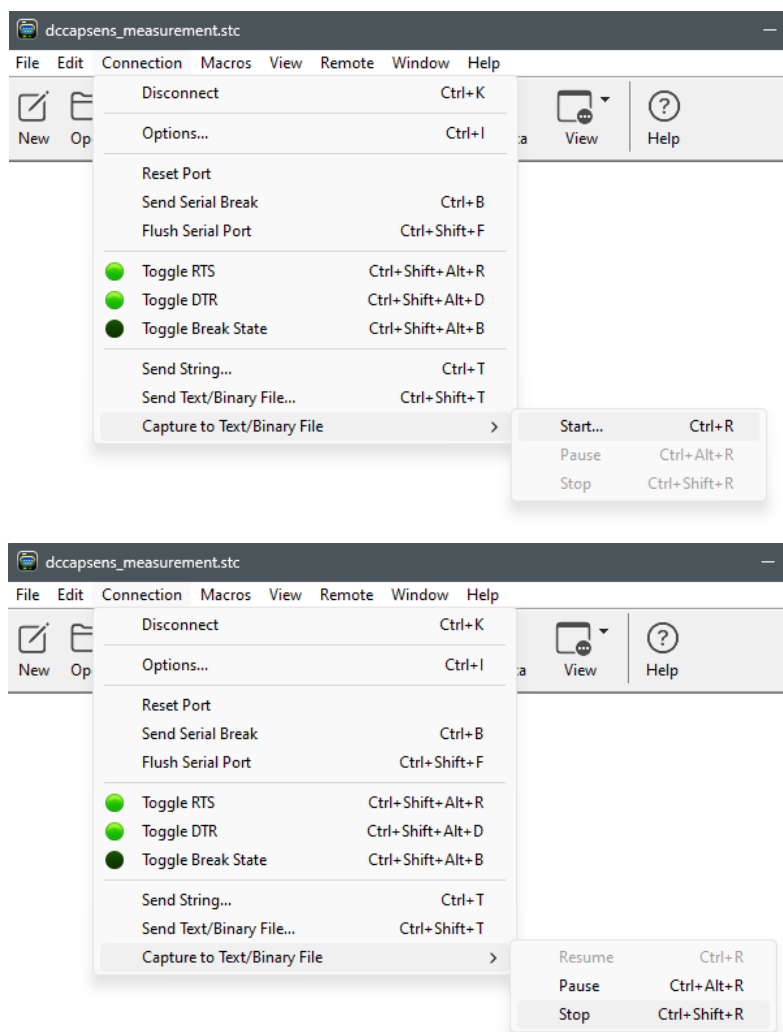
4.9 Export naměřených dat

V předchozí podkapitole již byl popsán algoritmus, který se spustí po stisknutí tlačítka „Measure”. Druhé tlačítko, kterým přípravek disponuje je označen nápisem „Export”, díky kterému je možné si naměřená data zálohovat do počítače. Obsah datového pole naměřených veličin spolu s měřenou kapacitou je po stisknutí tlačítka pro export poslán

po sériové lince do počítače. K jednoduchému uložení dat je doporučen software CoolTerm, který disponuje možností ukládat příchozí data do souboru. Data jsou posílána v takovém formátu, aby po jejich uložení do souboru s koncovkou *.csv mohly být zobrazeny v softwaru Microsoft Office – Excel.

Stručný návod pro použití:

1. Zapojit přípravek do počítače pomocí USC-A & USB-C kabelu
2. Spustit software **CoolTerm** a spustit relaci tlačítkem **Connect**
3. Následně vytvořit soubor pro exportovaná data pomocí možnosti v horní liště: **Connection** → **Capture to Text/Binary file** → **Start** (obrázek 4.14)
4. Uložit soubor jako *.csv
5. Po skončení měření signalizované zelenou barvou stisknout tlačítko s nápisem „Export” pod displejem
6. Po exportu všech dat je potřeba ukončit ukládání do souboru: **Connection** → **Capture to Text/Binary file** → **Stop** (obrázek 4.14) a pro další měření vytvořit další soubor (pokračovat opět od kroku 3)



Obrázek 4.14: Ukázka softwaru CoolTerm

Kapitola 5

Výsledky měření

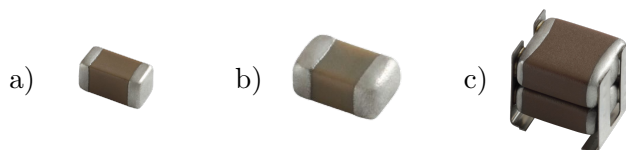
V této kapitole budou prezentovány výsledky měření navrženého přípravku a porovnány se stolním LRC měřičem HM 8118 od společnosti Rohde&Schwarz. Hodnoty změřené LRC-metrem HM 8118 jsou považovány za referenční. Parametry měření LRC-metru jsou nastaveny, tak aby co nejméně zkreslily předpětí kondenzátoru, a proto je zvolená amplituda měřicího signálu nastavena na nejnižší možnou hodnotu 100 mV. Průměrná amplituda měřicího signálu přípravku spočítaná z 465 měření je pro srovnání 136 mV. Pro měření napěťové závislosti kapacity měřeného kondenzátoru bylo použito vnitřní napěťové předpětí tzv. BIAS mód, který poskytuje předpětí pouze do 5 V. Přístroj má možnost i externího BIASu, tato cesta však použita nebyla z důvodu zanesení externích nepřesností. Díky použití pouze vnitřního BIASu lze vyhodnocovat Detailní porovnání odchylky přípravku vůči stolnímu LRC-metru je proto zaměřeno pouze na prvních pět Voltů napěťové závislosti.



Obrázek 5.1: Stolní LRC měřič HM 8118 [29]

Měření pomocí přípravku proběhlo pro každý kondenzátor vždy 5krát a pomocí LRC-metru 10krát – 5krát od 0 V do 5 V a poté 5krát od 5 V do 0 V. Měřicí rozsah přípravku 1 μF – 100 μF je otestován třemi zástupci keramických vícevrstvých kondenzátorů od společnosti Murata, jejichž katalogové křivky jsou také zaneseny do grafů naměřených hodnot pro srovnání. Pro spodní hranici intervalu je zvolen 1 μF 50V kondenzátor GRT188R61H105KE13 v pouzdře 0603, dále 10 μF 50V GRJ32ER71H106ME11 v pouzdře 1210 a nakonec pro horní hranici měřeného intervalu 47 μF 35V KRM55-WR7YA476MH01, jejichž parametry jsou podrobněji popsány v tabulkách 5.1, 5.2 a 5.3.

Analýza změřených dat je rozdělena do několika částí. Nejdříve jsou vyneseny data ze všech tří zdrojů do jednoho grafu – data od výrobce ze softwaru SimSurfing jsou vykresleny šedou barvou, hodnoty změřené stolním LRC-metrem se pohybují v modrém pásmu, ve kterém je tmavým odstínem vyznačen průměr a výstupy přípravku DCCapSens jsou



Obrázek 5.2: Pouzdra měřených kondenzátorů a) 1 μF b) 10 μF c) 47 μF [30]

pak v zelených hodnotách opět s průměrem ve tmavším odstínu.

Druhá část obsahuje porovnání přípravku a referenčního LRC-metru do předpětí 5V, kde jsou také vykresleny odchylky od průměrné hodnoty naměřených dat obou systémů – červená je odchylka referenčního měřiče a žlutý graf naproti tomu ukazuje odchylku měření přípravku.

Nakonec je na třetím obrázku pro každý měřený kondenzátor vždy vykreslen je absolutní rozdíl průměrné hodnoty LRC-metru a přípravku, kde druhá osa y (napravo) ukazuje relativní rozdíl průměrných hodnot, který je proložen lineárním trendem.

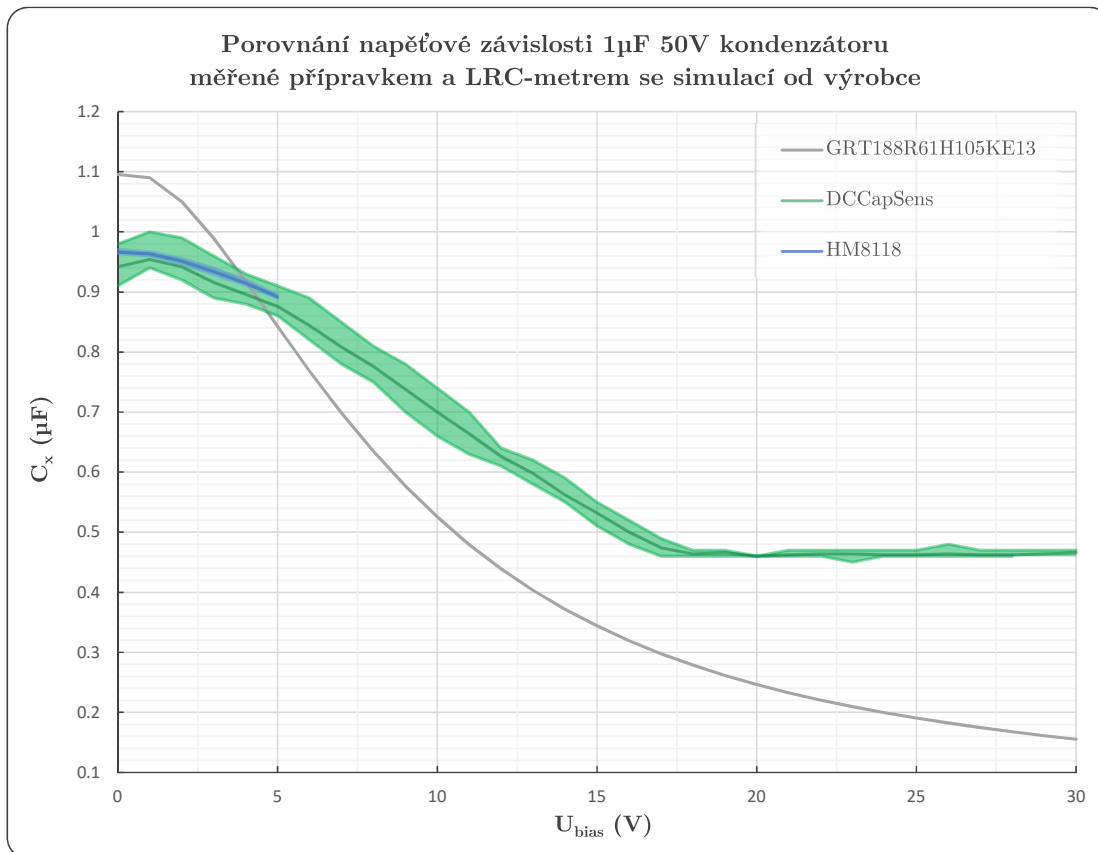
Na grafech s modrými křivkami jsou data naměřená stolním LRC-metrem HM 8118, vedle nichž je poté v červené barvě vynesena odchylka měření v absolutních i relativních číslech vztahených k průměrné hodnotě. Na grafech se zelenými křivkami jsou data naměřená pomocí navrženého přípravku, vedle kterých je odchylka měřených dat ve žluté barvě pro porovnání s odchylkou stolního LRC-metru nad tímto grafem.

5.1 Měření kapacity 1 μF

GRT188R61H105KE13	
Kapacita	1 $\mu\text{F} \pm 10\%$
U_{\max}	50 V
Teplotní charakteristika	X5R
Teplotní rozsah	-55°C až +85°C
Rezonanční kmitočet	8,312 MHz
Pouzdro	0603

Tabulka 5.1: Přehled parametrů měřeného 1 μF kondenzátoru

První měřenou součástíkou je kondenzátor jehož parametry jsou vypsány v tabulce 5.1. Hodnota 1 μF je také spodní hranicí zadaného intervalu, který má navržený přípravek měřit. Kapacita kondenzátorů s touto hodnotou je však také napěťově závislá, a proto dává smysl, aby daný systém byl schopen měřit i pod tuto hranici. Jak lze vidět na souhrnném grafu 5.3, průměrná hodnota přípravku se velmi blíží referenčnímu LRC-metru, tato podobnost je porovnána dále v grafu 5.6. Dále je zde dobře vidět limit navrženého přípravku, který se pohybuje někde mezi 400 nF – 500 nF. Po exportu dat, kde jsou poskytnuty všechny měřené veličiny, ze kterých se hledaná kapacita vyčísluje, se vyskytuje i rozdíl fází sinusových průběhů. Fázový rozdíl je právě zdrojem limitující měřicí schopnosti přípravku, protože jak je po exportu dat vidět, jeho hodnota neklesne pod 4 μs . Po další analýze je možné se dočíst v dokumentaci softwarové knihovny vývojové platformy Arduino, že funkce `micros()`, použita v kódu má rozlišení 4 μs pro procesory s hodinovou frekvencí 16 MHz. Platforma použitá v přípravku je novější verze s názvem Arduino R4 Minima, jenž používá procesor Renesas RA4M1 s hodinovou frekvencí 48 MHz. Smyčka zjišťující rozdíl zmíněných fází signálů je implementována způsobem, že nejdříve čeká na



Obrázek 5.3: Srovnání přípravku a LRC-metru při měření 1 μF kondenzátoru s daty od výrobce

náběžnou resp. sestupnou hranu signálu oscilátoru, zaznamená čas od posledního resetu procesoru pomocí funkce `micros()` a následně čeká i na náběžnou resp. sestupnou hranu signálu za rezistorem R_i , tento čas je také uložen do proměnné a rozdíl časů je dále uložen do pole, ze kterého se počítá průměr. Jelikož je frekvence 3x větší, bude instrukcí vykonaných za jednu vteřinu také 3x větší, a proto lze uvažovat i 3x rychlejší vykonání instrukcí pro dokončení funkce `micros()`, tedy

$$\begin{aligned}\Delta t_{\text{micros}()} &= \frac{16 \text{ MHz}}{48 \text{ MHz}} 4 \mu\text{s} = 1,3 \mu\text{s}, \\ 2\Delta t_{\text{micros}()} &= 2,6 \mu\text{s}.\end{aligned}\tag{5.1}$$

Jak je vidět z rovnice 5.1, tak pouze tato funkce použitá dvakrát za sebou trvá téměř 3 μs a zbytek doby limitující rozsah přípravku pak zřejmě tvoří zbylé instrukce této smyčky kódu ukázané na obrázku 5.4.

Dále je možné si všimnout (graf na obrázku 5.3), že data od výrobce jsou velmi orientační. I za předpokladu, že kvůli výrobní toleranci $\pm 10\%$ by se křivka posunula tak, aby začínala na stejné hodnotě jako křivky změřené, je evidentní, že strmost obou je velmi odlišná. Výrobní data tedy pravděpodobně slouží jako hrubý náhled na chování použitého dielektrika (tedy kam až kapacita může poklesnout), nežli jako přesný model.

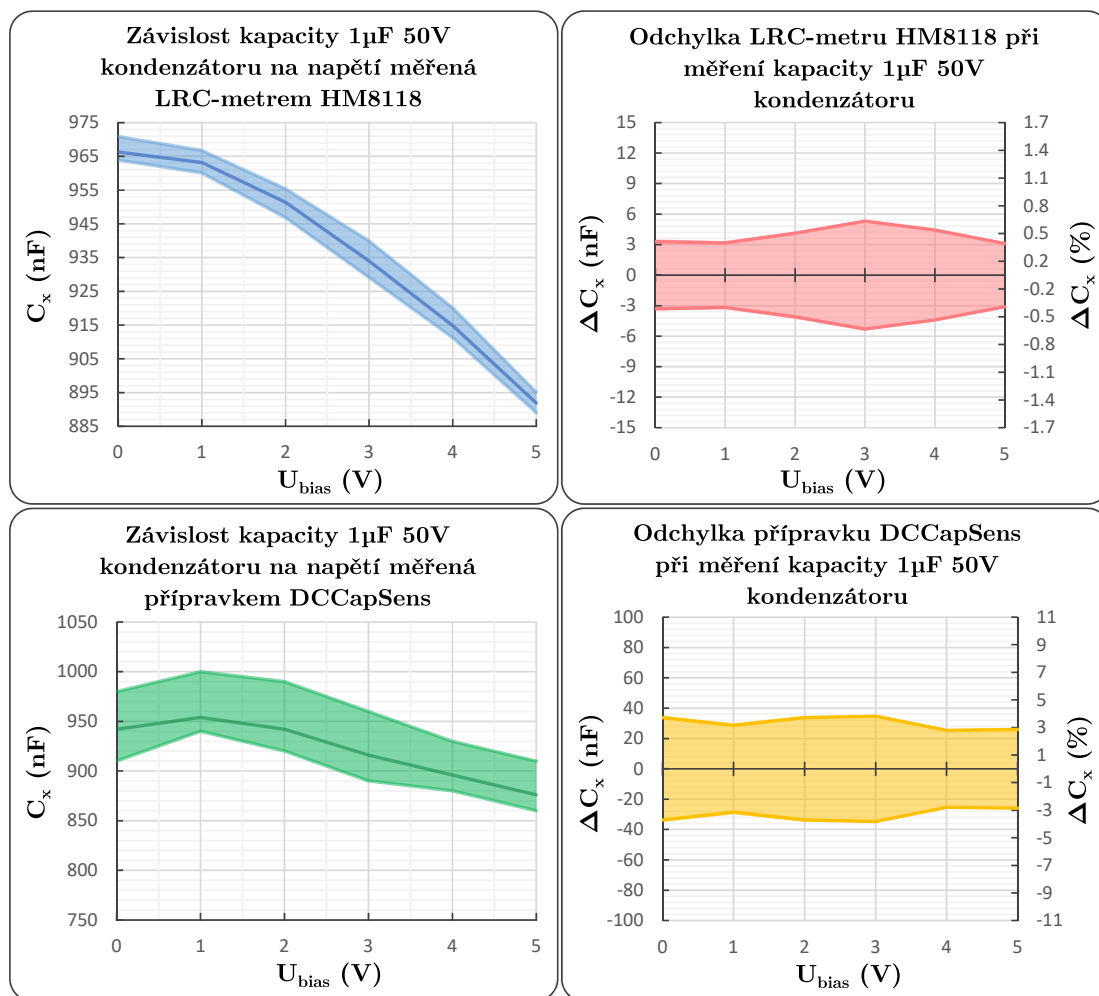
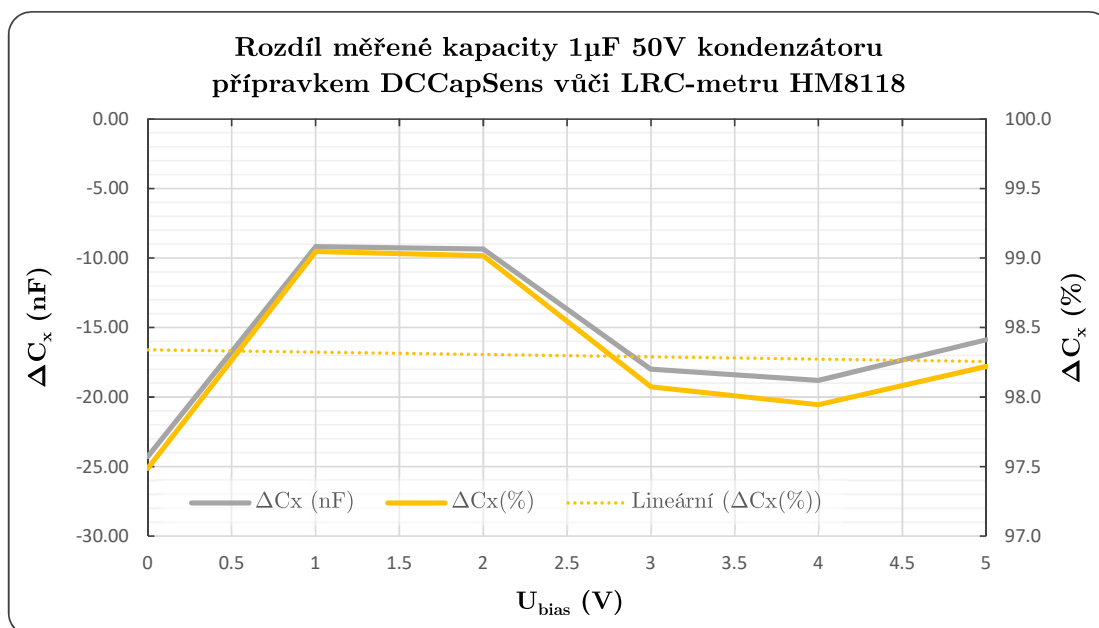
Na dalším obrázku 5.5 jsou grafy zaměřující se na porovnání odchylky měření LRC-metru a přípravku do 5 V. Odchylka referenčního přístroje při tomto měření dosahovala

```
if(digitalRead(SIG_PHASE) == 1) { // If signal phase is HIGH, wait for falling edge
  while(digitalRead(SIG_PHASE) == 1) {} // While the signal is still HIGH, wait
  sigEdge = micros(); // The edge has fallen, record the time
  while(digitalRead(CAP_PHASE) == 1) {}
  capEdge = micros();
} else { // If the signal is LOW, wait for rising edge
  while(digitalRead(SIG_PHASE) == 0) {} // While the signal is still LOW, wait
  sigEdge = micros(); // The edge has risen, record the time
  while(digitalRead(CAP_PHASE) == 0) {}
  capEdge = micros();
}
```

Obrázek 5.4: Úryvek kódu pro zjišťování fázového posunu signálů

nejvíce 10,9 nF, což odpovídá 1,17 % ($\pm 0,58$ %). Naproti tomu odchylka dat měřených přípravkem až 70 nF, tedy 7,64 % ($\pm 3,82$ %).

Poslední porovnání lze vidět na obrázku 5.6, kde je srovnávána průměrná hodnota přípravku vůči průměru LRC-metru a dosahuje rozdílu nejvýše $-24,28$ nF, tedy relativně $-2,51$ %. Lineární trend tohoto rozdílu se poté pohybuje pod 2 %.

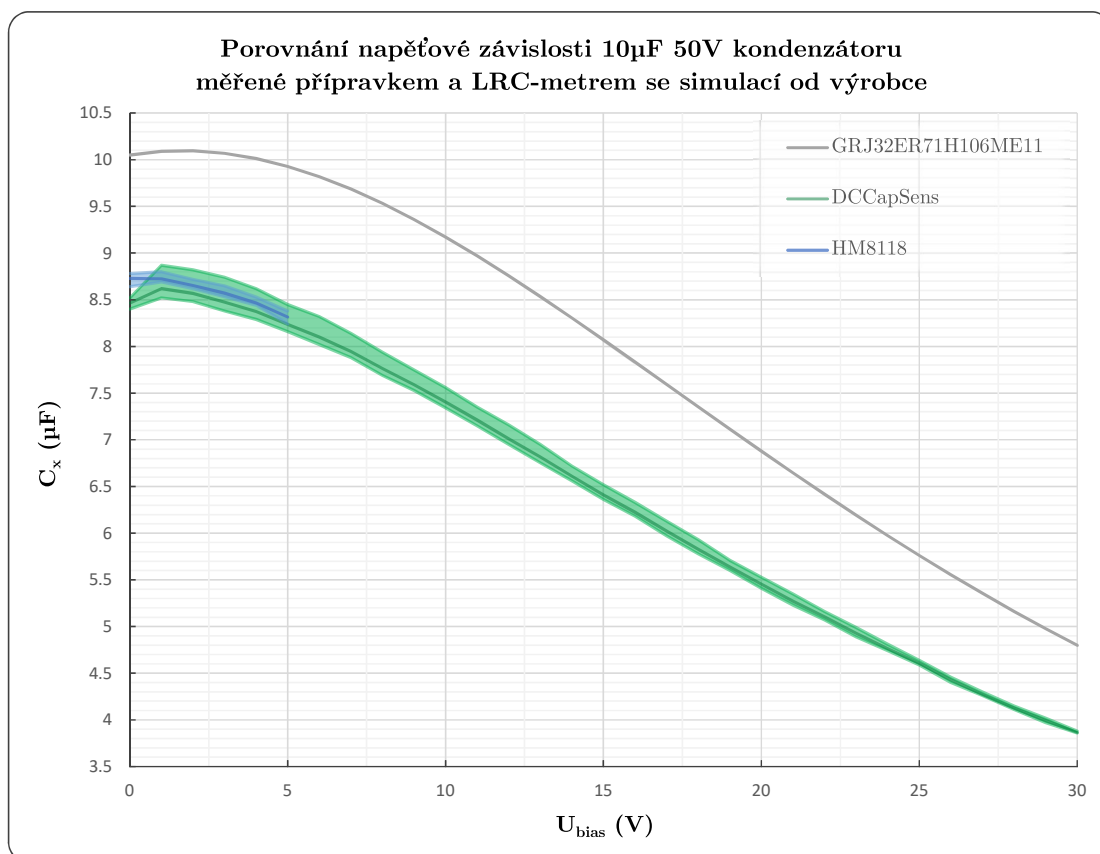
Obrázek 5.5: Výsledky měření 1 μF kondenzátoruObrázek 5.6: Srovnání průměrných hodnot přípravku vůči LRC-metru při měření 1 μF kondenzátoru

5.2 Měření kapacity 10 μF

Parametry další měřené součástky jsou v tabulce 5.2, kterou je otestována polovina logaritmického rozsahu. Oproti předešlému kondenzátoru je ve větším pouzdře a dielektrikum má větší teplotní závislost.

GRJ32ER71H106ME11	
Kapacita	10 $\mu\text{F} \pm 20\%$
U_{max}	50 V
Teplotní charakteristika	X7R
Teplotní rozsah	-55°C až +125°C
Rezonanční kmitočet	1,45 MHz
Pouzdro	1210

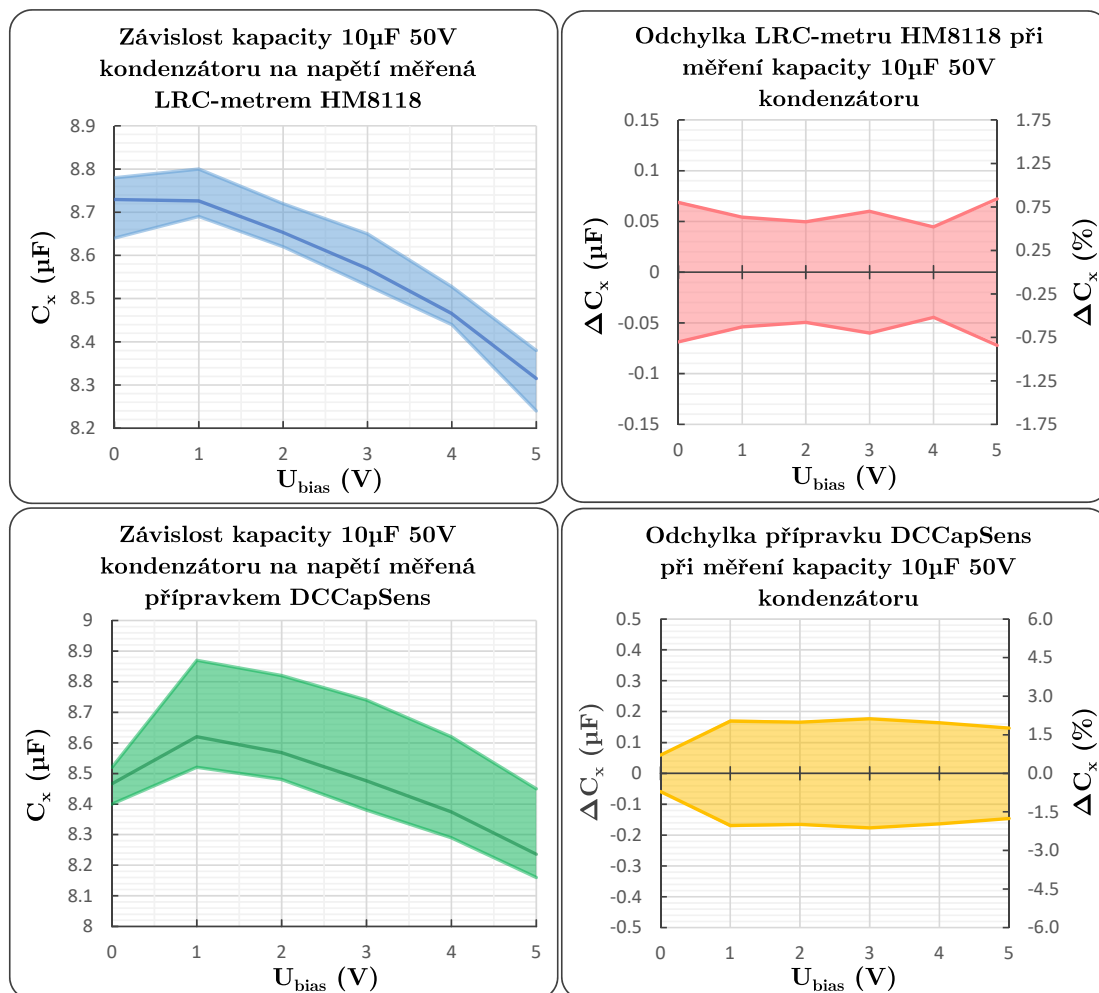
Tabulka 5.2: Přehled parametrů měřeného 10 μF kondenzátoru



Obrázek 5.7: Srovnání přípravku a LRC-metru při měření 10 μF kondenzátoru s daty od výrobce

Na grafu 5.7 je nyní oproti předešlému měření vidět podobnost strmosti a průběhu dat od výrobce s daty naměřenými. Zde výrobce počítá s ideálním případem počáteční kapacity součástky, ale měřený kondenzátor má z důvodu výrobní tolerance 10 $\mu\text{F} \pm 20\%$ svoji počáteční kapacitu lehce nižší (8,73 μF). Je zde také vidět, že ačkoli je odchylka měřené kapacity na začátku napěťového rozsahu větší, postupně se zmenšuje a ke konci

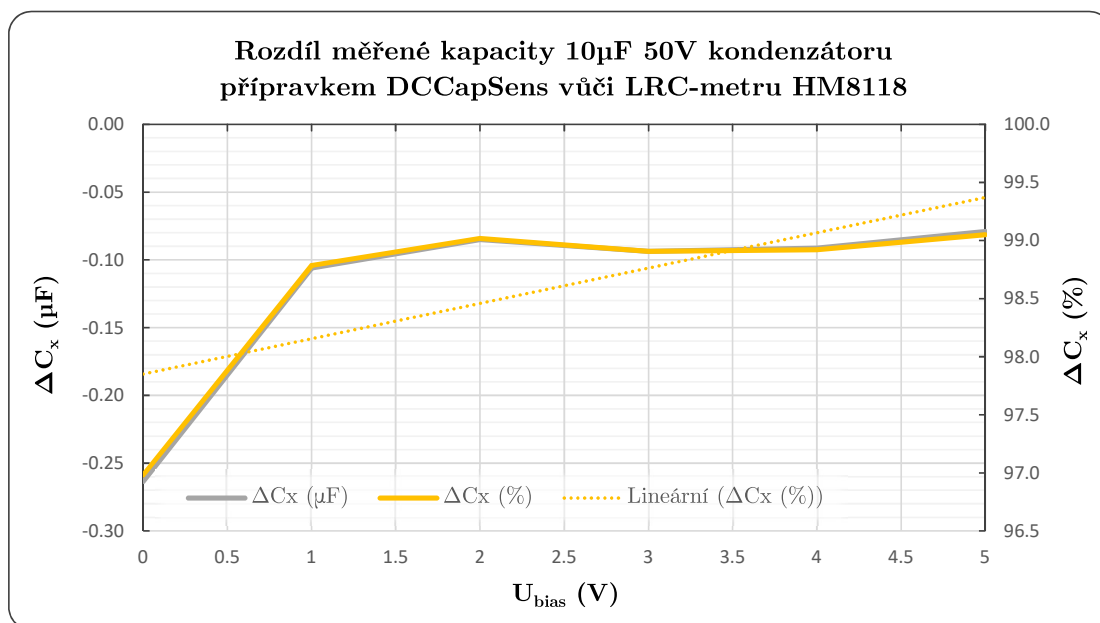
je už vůči průměrné hodnotě téměř zanedbatelná. Co se týče rozdílu průměrných hodnot přípravku a referenčního měřiče, je i zde poměrně nevýrazný, diskutován ale bude blíže v grafu 5.9.



Obrázek 5.8: Výsledky měření 10 μF kondenzátoru

Grafy na obrázku 5.8 se opět zaměřují na odchylky LRC-metru a přípravku do 5 V. Odchylka referenčního přístroje při tomto měření dosahovala nejvíce 0,14 μF , což odpovídá 1,68 % ($\pm 0,84$ %). Naproti tomu odchylka dat měřených přípravkem až 0,36 μF , tedy 4,25 % ($\pm 2,12$ %).

Graf 5.9 dále ukazuje srovnání průměrné hodnoty přípravku vůči průměru LRC-metru, které dosahuje rozdílu nejvýše $-0,26$ μF , tedy relativně $-3,02$ %, avšak od $U_{\text{max}} = 2$ V a dále už rozdíl nepřesáhne 0,1 μF , tedy relativně 1 %. Lineární trend rozdílu tedy klesá mnohem strměji než u předchozího měření.



Obrázek 5.9: Srovnání průměrných hodnot přípravku vůči LRC-metru při měření 10 μ F kondenzátoru

5.3 Měření kapacity 47 μ F

Třetí a poslední kondenzátor s hodnotou kapacity 47 μ F byl použit pro otestování horní hranice měřitelného rozsahu kapacity přípravku, jehož parametry jsou opět vypsány v tabulce 5.3. Tento kondenzátor má jedinečnou konstrukci, a není tak popsán konvenčním kódem pro velikosti SMD pouzder.

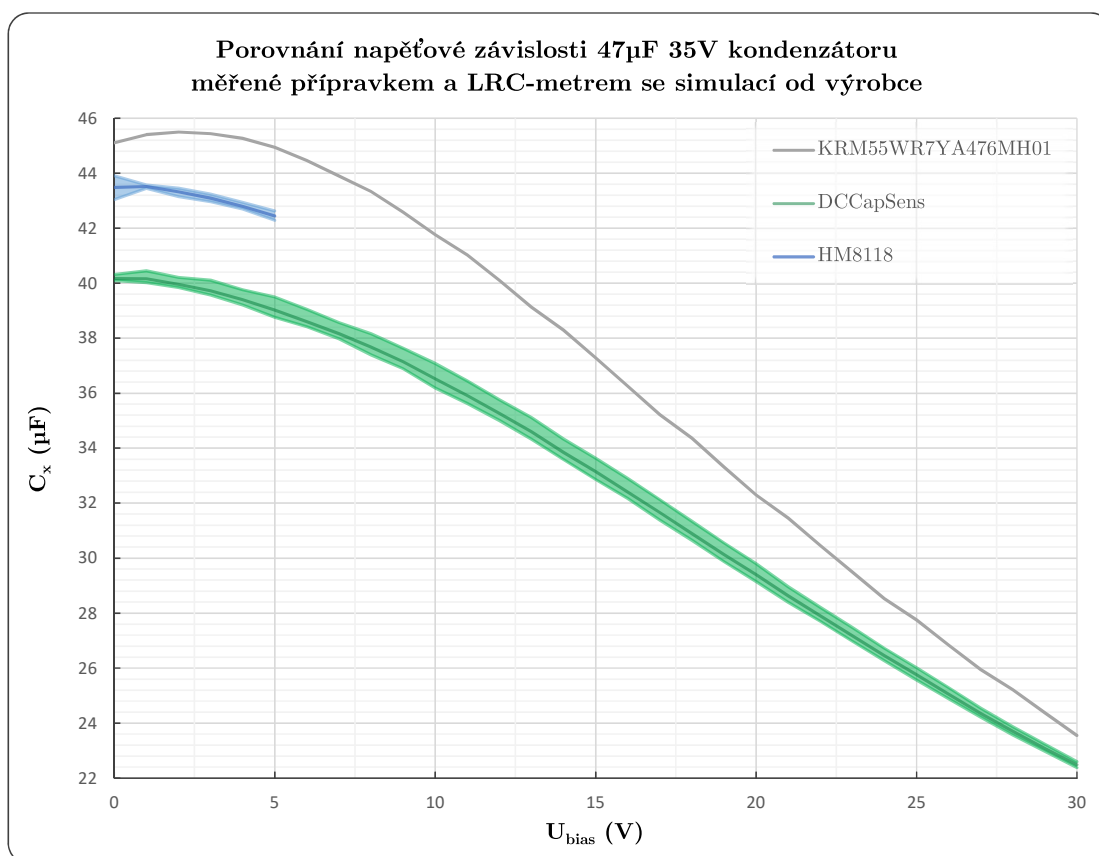
KRM55WR7YA476MH01	
Kapacita	47 μ F \pm 20 %
U_{max}	35 V
Teplotní charakteristika	X7R
Teplotní rozsah	-55 $^{\circ}$ C až +125 $^{\circ}$ C
Rezonanční kmitočet	0,414 MHz
Pouzdro	-

Tabulka 5.3: Přehled parametrů měřeného 47 μ F kondenzátoru

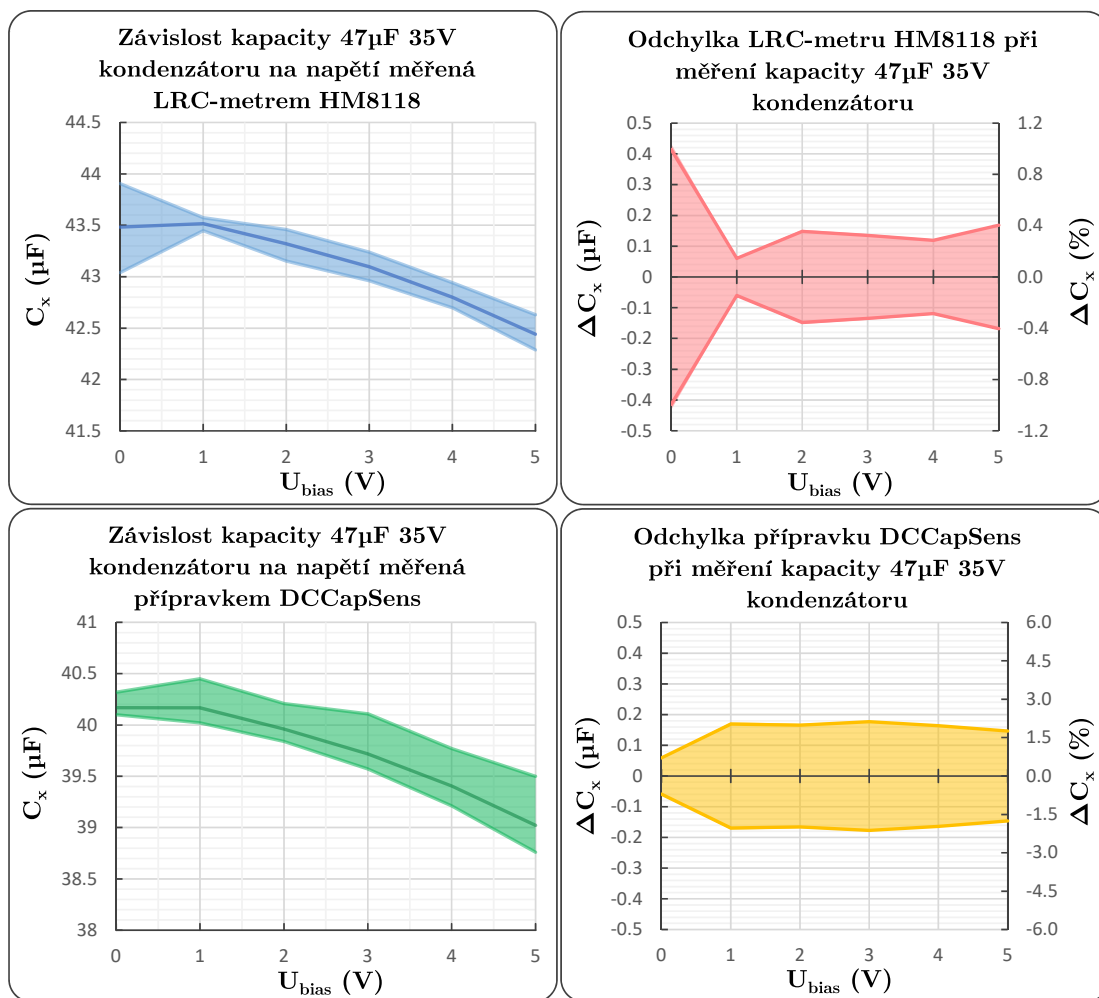
Na grafu 5.10 lze nyní pozorovat viditelný posun mezi počáteční hodnotou křivek měřenými přístroji HM 8118 a DCCapSens. Tato nepřesnost však je pozorovatelná i u rozdílu hodnot přípravku od křivky poskytnuté výrobcem, kde se vzájemný rozdíl s klesající kapacitou postupně snižuje.

Odchylky přípravku vůči referenčnímu HM 8118 do 5 V jsou i zde vyneseny do grafů na obrázku 5.11. Odchylka referenčního přístroje při tomto měření dosahovala nejvíce 0,87 μ F, což odpovídá 2 % (\pm 1 %). Naproti tomu odchylka dat měřených přípravkem až 0,74 μ F, tedy 1,9 % (\pm 0,95 %).

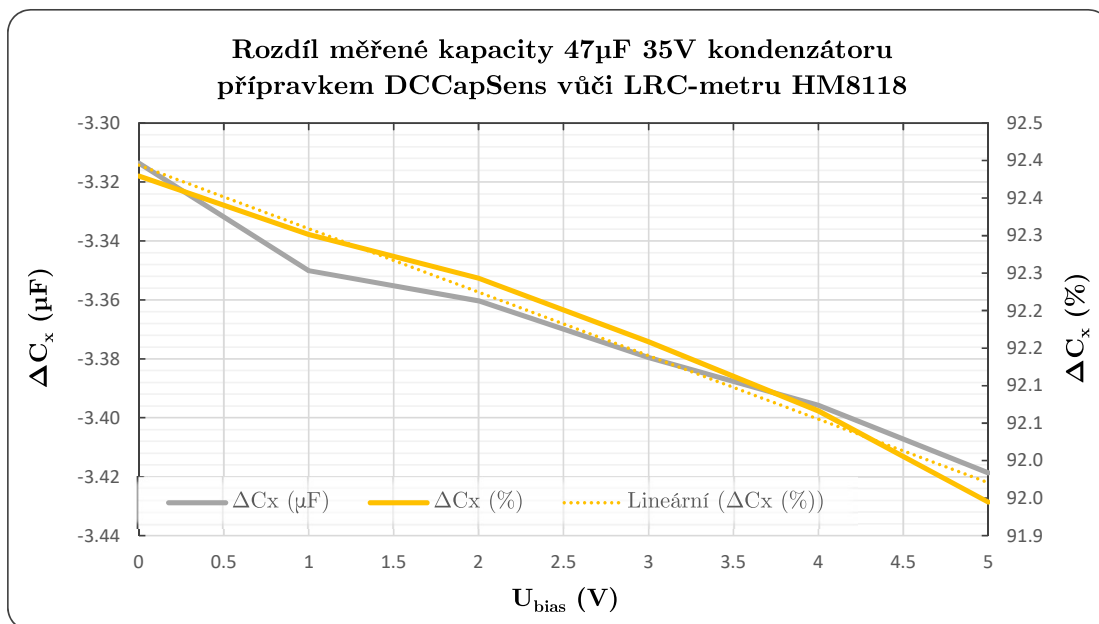
Graf 5.12 dále ukazuje srovnání průměrné hodnoty přípravku vůči průměru LRC-metru, které dosahuje rozdílu výrazných -3,42 μ F, tedy relativně -8,06 % a má postupný zvyšující trend se zvyšujícím se napětím.



Obrázek 5.10: Srovnání přípravku a LRC-metru při měření 47 μF kondenzátoru s daty od výrobce



Obrázek 5.11: Výsledky měření 47µF kondenzátoru



Obrázek 5.12: Srovnání průměrných hodnot přípravku vůči LRC-metru při měření 47µF kondenzátoru

Závěr

Cíl práce realizovat funkční přípravek měřící napěťovou závislost kapacity byl úspěšně splněn v celém kapacitním i napěťovém rozsahu. Po připájení měřeného kondenzátoru je měření plně automatické. Přípravek disponuje uživatelským rozhraním se zobrazením závislosti v grafu na displeji s možností exportu do souboru v počítači. Uživatel má tedy možnost si naměřená data s pomocí volně přístupného softwaru CoolTerm otevřít v programu Microsoft Excel. I přes narůstající nepřesnost s větší měřenou kapacitou je přípravek vhodný pro určení orientační hodnoty kapacity daného kondenzátoru, a také podání poměrně dobré představy o napěťové závislosti.

Celá práce z počátku popsala problematiku dielektrických látek. Vysvětleno bylo jejich rozdělení do dvou druhů – polárních a nepolárních dielektrik včetně mechanismů polarizace s nimi spojených – orientační a indukované. Dále byly přiblíženy dopady krystalové nesymetrie u dielektrik spolu se speciálním případem feroelektrik. Popsána byla jejich charakteristická feroelektrická hystereze, příčina jejich výjimečně vysoké relativní permitivity a také důvod její ztráty s rostoucím napětím. Nakonec jsou shrnuty i druhy příčin polarizace – elektronová, atomová a orientační iontová polarizovatelnost. Druhá kapitola navazuje s popisem reálného kondenzátoru a vysvětlením parazitních jevů pomocí teorie z předchozí kapitoly. Dále jsou představeny různé druhy reálných kondenzátorů společně s jejich parametry a nakonec je podrobněji rozebrána problematika keramických kondenzátorů včetně jejich výroby. Dále jsou představeny základní přístupy k měření impedancí, ze kterých byla pro měřicí princip navrženého přípravku vybrána metoda I-V. A ve čtvrté kapitole je poté popsán celý návrh přípravku jak z hardwarové, tak i softwarové stránky.

Měření keramických kondenzátorů proběhlo se třemi hodnotami kapacity 1 μF , 10 μF a 47 μF . Maximální odchylky přípravku pro tyto tři kondenzátory byly postupně 70 nF (7,64 %), 0,36 μF (4,25 %) a 0,74 μF (1,9 %). Je tedy zřejmé, že se relativní odchylka přípravku s rostoucí kapacitou snižuje. Dále byly porovnány maximální rozdíly průměrné hodnoty přípravku vůči referenčnímu LRC-měřicí HM 8118 do 5 V, které pro tři měřené kondenzátory byly postupně -24,28 nF (-2,51 %), -0,26 μF (-3,02 %) a -3,42 μF (-8,06 %). Důležité je také podotknout, že odchylky a rozdíly neodráží pouze samotnou přesnost přístrojů, ale také přesnost metody.

Spodní limit měřicího rozsahu byl nalezen zhruba pod hodnotou kapacity 500 nF. Důvodem je použitá funkce `micros()` pro získání rozdílů fáze sinusových signálů, jejíž vykonání trvá necelé 2 μs a je tak hlavní příčinou spodního limitu. Tento bod by mohl být jedním z dalších vylepšení nejen pro rozšíření měřicího intervalu kapacity, ale také výrazným zlepšením přesnosti měření. Horní limit nalezen nebyl, ale z měření horní hranice rozsahu pomocí 47 μF kondenzátoru je zřejmé, že s kapacitou měřeného kondenzátoru blížící se horní hranici rozsahu se rozdíl průměrné hodnoty naměřené přípravkem s průměrnou hodnotou referenčního měřiče výrazně zvyšuje a stává se tak méně přesným. Důvodem této nepřesnosti je zřejmě obvodový blok pro zjištění ampli-

tudy (peak detector).

Jak je zřejmé z analýzy naměřených dat vynesných do grafů v poslední kapitole, přípravek byl nejpřesnější v logaritmické polovině rozsahu měřené kapacity (10 μF). Tento výsledek je pochopitelný a vyplývá i ze simulací, či měření, kde je vidět, že při kombinaci referenčního rezistoru $R_i = 10 \Omega$ s měřeným kondenzátorem kapacity 10 μF je amplituda měřicího signálu zhruba v polovině té maximální – amplitudy oscilátoru. Čím více se amplituda blíží buď k nule, či k maximální hodnotě, stává se výsledek méně přesným. Zlepšením přesnosti v této oblasti by bylo přidání dalších referenčních rezistorů (logaritmicky 1 Ω , 10 Ω a 100 Ω) s funkcí přepínání rozsahů měřené kapacity tak, aby se amplituda za referenčním rezistorem vždy pohybovala např. mezi 25 % – 75 % maximální amplitudy. Dalším zpřesněním může být softwarová implementace měření hledané kapacity na více referenčních rezistorech najednou s následným průměrováním výsledků.

Odchytky měření mohly být způsobené také rušením z okolí, jelikož v porovnání se stolním LRC-metrem, který má kovové pouzdro, je přípravek v plastové krabici, a tedy není stíněný, což může být potenciálním podnětem pro další vylepšení. V další verzi přípravku by obvod mohl být realizován pomocí profesionálně vyrobeného dvouvrstvého PCB, namísto obvodu pospojovaného pomocí redukčních PCB na univerzální prototypové desce, což by dále zredukovalo plochu smyček, a tak zlepšilo celkovou EMC systému.

Výstupy a změřená data by dále mohly posloužit nejen jako pomoc při návrhu obvodů s MLCC, ale také jako dobrý základ pro tvorbu náhradního modelu kondenzátorů v simulačních softwarech, kterým je např. LTSpice.

Literatura

- [1] GRIFFITHS, David J. *Introduction to electrodynamics*. Fourth edition. Boston: Pearson, [2013]. ISBN 978-0-321-85656-2.
- [2] SEDLÁK, Bedřich a Ivan ŠTOLL. *Elektrina a magnetismus*. Vyd. 3., V nakl. Karolinum 2. Praha: Karolinum, 2012. ISBN 978-80-246-2198-2.
- [3] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. *The art of electronics*. Third edition. New York: Cambridge University Press, 2015. ISBN 978-0-521-80926-9.
- [4] KITTEL, Charles. *Introduction to solid state physics*. 8th ed. Hoboken: John Wiley, c2005. ISBN 0-471-41526-x.
- [5] INSTITUT FÜR ANORGANISCHE UND ANALYTISCHE CHEMIE. Polarisatíonseffekte (statischer Response): Eigenschaften und Anwendungen von Festkörpern. RÖHR, Caroline. UNIVERSITÄT FREIBURG. *Vorlesung: Festkörperchemie* [online]. 2001 a 2006 [cit. 2023-11-05]. Dostupné z: http://ruby.chemie.uni-freiburg.de/Vorlesung/fk_chemie_3_2.xhtml
- [6] KALBITZ, Dr. René. Voltage and Frequency Dependence of Ferroelectric Class 2 Multilayer Ceramic Capacitors. *Application Notes* [online]. 2023, 2023-06-19, 2023(ANP114a), 1-12 [cit. 2023-11-05]. Dostupné z: https://www.we-online.com/components/media/o753710v410%20ANP114a_Polarization%20DC%20Bias%20MLCC_EN.pdf
- [7] HAVLÍČEK, Václav; POKORNÝ, Martin a ZEMÁNEK, Ivan. *Elektrické obvody 1*. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005. ISBN 80-01-03299-X.
- [8] HAVLÍČEK, Václav; POKORNÝ, Martin a ZEMÁNEK, Ivan. *Elektrické obvody 2*. vydání. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2014-. ISBN 978-80-01-05492-5.
- [9] HAASZ, Vladimír; HOLUB, Jan; JANOŠEK, Michal; KAŠPAR, Petr a PETRUCHA, Vojtěch. *Elektrická měření: přístroje a metody*. 3. přepracované vydání. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2018. ISBN 978-80-01-06412-2.
- [10] Dielectric. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2023, 2001-2023 [cit. 2023-10-04]. Dostupné z: <https://en.wikipedia.org/wiki/Dielectric>
- [11] Dielektrikum. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2023, 2001-2023 [cit. 2023-10-04]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/Dielektrikum>

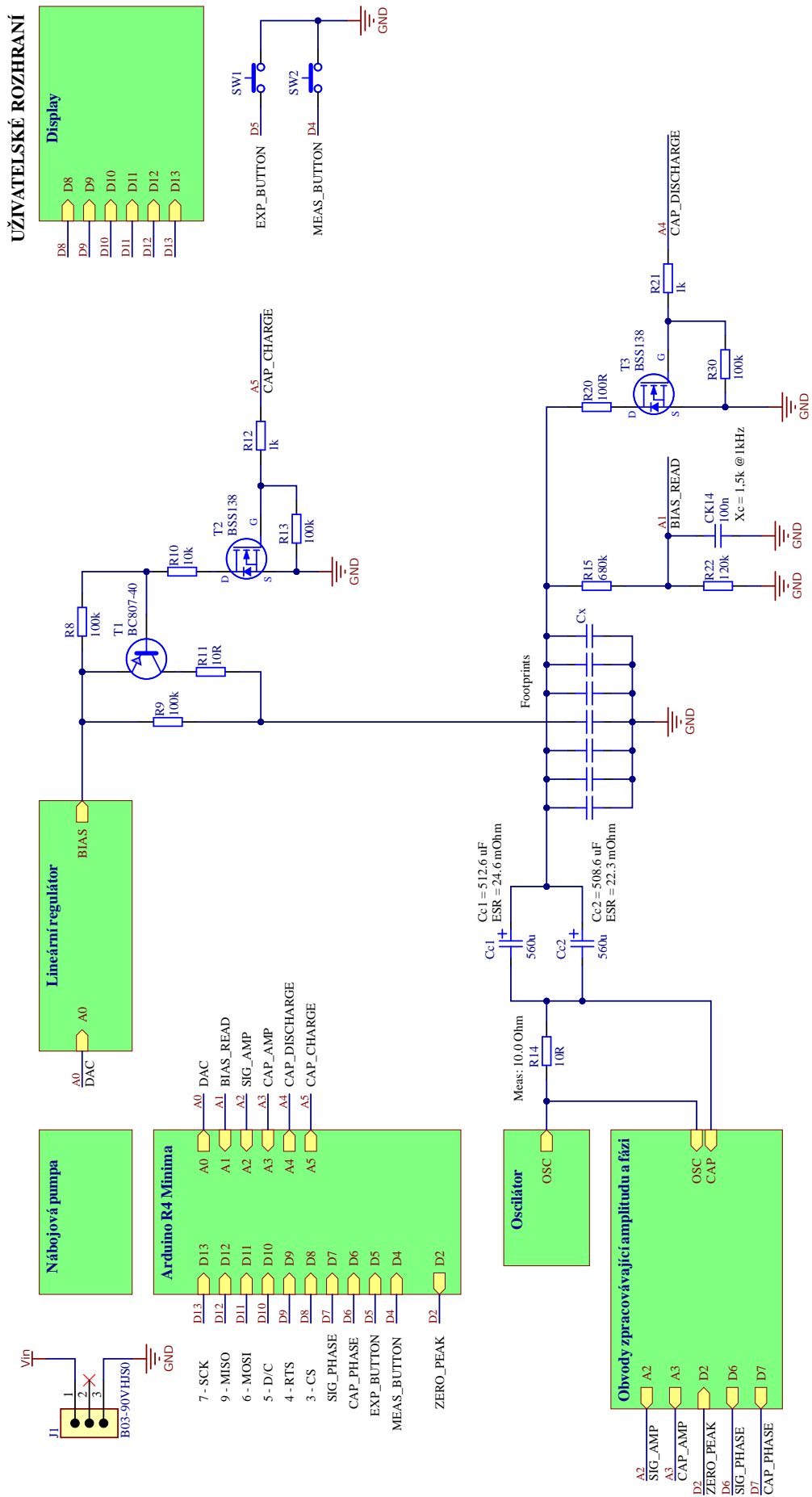
- [12] [Schéma polárního dielektrika v elektrickém poli]. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. 18. června 2007 [cit. 2023-10-04]. Dostupné z: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Dielektrikum_polarni.svg
- [13] [Schéma nepolárního dielektrika v elektrickém poli]. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. 18. června 2007 [cit. 2023-10-04]. Dostupné z: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Dielektrikum_nepolarni.svg
- [14] Curie-Weiss law. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2023, 2001-2023 [cit. 2023-11-03]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Curie-Weiss_law
- [15] Langevin Debye Equation. In: *Youtube* [online]. 26. 7. 2022. [cit. 2023-11-11]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=e05N50-19B0>. Kanál uživatele Physics made easy- Dr Amrutha, KCG College of Tech.
- [16] GUINTA, Steve. Ask The Applications Engineer-21: Capacitance And Capacitors. Online. *Analog Dialogue*. Duben 1996, roč. 1996, č. 30, s. 18-21. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/capacitance-and-capacitors.html>. [cit. 2023-11-22].
- [17] What are impedance/ ESR frequency characteristics in capacitors? Online. *Capacitor Guide*. 2013, roč. 2013, s. 1. Dostupné z: <https://article.murata.com/en-sg/article/impedance-esr-frequency-characteristics-in-capacitors>. [cit. 2023-11-24].
- [18] MENENDEZ, Edgardo. Dielectric Absorption of Multilayer Organic (MLO™) Capacitors. *Technology Leadership Across the Board* [online]. 1-4 [cit. 2023-11-25]. Dostupné z: https://www.avx.com/docs/techinfo/RFMicrowaveThinFilm/MLO_Dielectric_Absorption.pdf
- [19] KUNDERT, Ken. Modeling Dielectric Absorption in Capacitors. Online. *The Designer's Guide Community*. roč. 2021, č. 2e August, s. 1-19. Dostupné z: <https://designers-guide.org/modeling/da.pdf>. [cit. 2023-11-25].
- [20] Capacitor Losses (ESR, IMP, DF, Q), Series or Parallel Eq. Circuit?. *Passive Components Blog* [online]. roč. 2023, 2023-10-10, s. 1 [cit. 2023-11-28]. Dostupné z: <https://passive-components.eu/capacitors-losses-esrmpdfq/>
- [21] Leakage Current Characteristics of Capacitors. *Passive Components Blog* [online]. roč. 2023, 2023-10-5, s. 1 [cit. 2023-11-25]. Dostupné z: <https://passive-components.eu/leakage-current-characteristics-of-capacitors/>
- [22] Niobium Oxide Advantages over Tantalum as a Capacitor Dielectric. *Passive Components Blog* [online]. roč. 2022, 2022-6-28, s. 1 [cit. 2023-11-26]. Dostupné z: <https://passive-components.eu/niobium-oxide-advantages-over-tantalum-as-a-capacitor-dielectric/>
- [23] Glass, MICA, Air and Vacuum Capacitors. *Passive Components Blog* [online]. roč. 2023, 2023-10-2, s. 1 [cit. 2023-11-28]. Dostupné z: <https://passive-components.eu/glass-mica-air-vacuum-capacitors/>

- [24] Mica capacitors and vacuum capacitors. *Xuansn* [online]. 2022, 2022-5-6, 1 [cit. 2023-11-26]. Dostupné z: <https://capacitorsfilm.com/mica-capacitors-and-vacuum-capacitors/>
- [25] AGNIHOTRI, Nikhil. Basic Electronics 14 – Types of capacitors. *Engineers Garage* [online]. [cit. 2023-11-26]. Dostupné z: <https://www.engineersgarage.com/articles-basic-electronics-types-of-capacitors-paper-mica-plastic-film-glass-ceramic-electrolyte-semiconductor-variable/>
- [26] TAI, Yunxiao, Pengqi CHEN, Yang JIAN, Qingqing FANG, Dang XU a Jigui CHENG. Failure mechanism and life estimate of metallized film capacitor under high temperature and humidity. *Microelectronics Reliability* [online]. 2022, 2022(137) [cit. 2023-11-27]. ISSN 0026-2714. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2022.114755>
- [27] Here's What Makes MLCC Dielectrics Different. Online. *KEMET*. 2019-04-04. Dostupné z: <https://www.kemet.com/en/us/technical-resources/heres-what-makes-mlcc-dielectrics-different.html>. [cit. 2023-11-28].
- [28] TCC VERSUS OPERATING TEMPERATURE: Did you know? In: *VISHAY*. www.vishay.com [online]. 2017 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: https://www.vishay.com/docs/48299/_did-you-know-hotcap_vmn-ms7407.pdf
- [29] Hameg HM 8118 - RLC Měřič. In: *Revizeshop.cz* [online]. [cit. 2023-12-22]. Dostupné z: <https://www.revizeshop.cz/Hameg-HM-8118>
- [30] Ceramic Capacitors(SMD): Product search. In: *Murata.com* [online]. [cit. 2023-12-22]. Dostupné z: <https://www.murata.com/en-global/search/productsearch?cate=luCeramicCapacitorsSMD&stype=2&realtime=1>
- [31] MLCC. In: *samsungem.com* [online]. [cit. 2023-12-30]. Dostupné z: <https://m.samsungsem.com/global/product/passive-component/mlcc.do>
- [32] MLCCs – Construction and operating principles: Construction. In: *TME* [online]. 2023, 2023-03-15 [cit. 2023-12-30]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/en/news/library-articles/page/51941/mlccs-construction-and-operating-principles/>
- [33] Basics of capacitors [Lesson 3] How multilayer ceramic capacitors are made: Capacitor Guide. In: *Murata.com* [online]. 2011, 2011-6-28 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: <https://article.murata.com/en-sg/article/basics-of-capacitors-3>
- [34] BROWN, Dock. *Multilayer Ceramic Capacitors: Mitigating Rising Failure Rates* [online]. In: DFR SOLUTIONS. [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: <https://smtnet.com/library/files/upload/multilayer-ceramic-capacitors.pdf>
- [35] Impedance Measurement Handbook: A Guide to Measurement Technology and Techniques. In: *KEYSIGHT TECHNOLOGIES*. www.keysight.com [online]. 2020 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-06840/application-notes/5950-3000.pdf>
- [36] *Capacitance and Inductance Measurements Using an Oscilloscope and a Function Generator* [online]. In: TEKTRONIX. 2015 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: https://download.tek.com/document/75W_28152_1.pdf

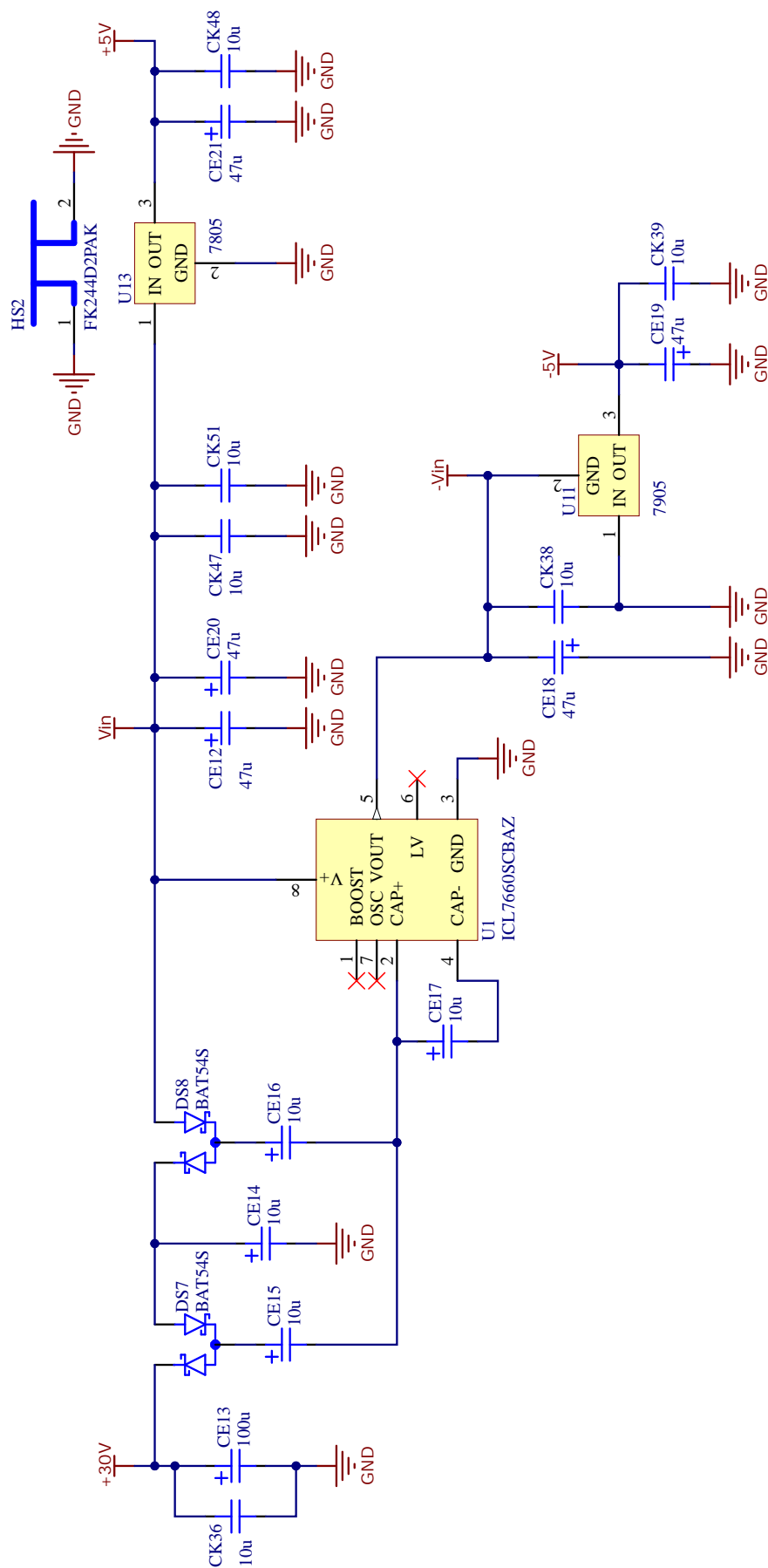
Přílohy

Součástí příloh jsou veškerá obvodová schémata a následně i fotky přípravku, jeho vnitřní stavby a jednotlivých konstrukčních bloků.

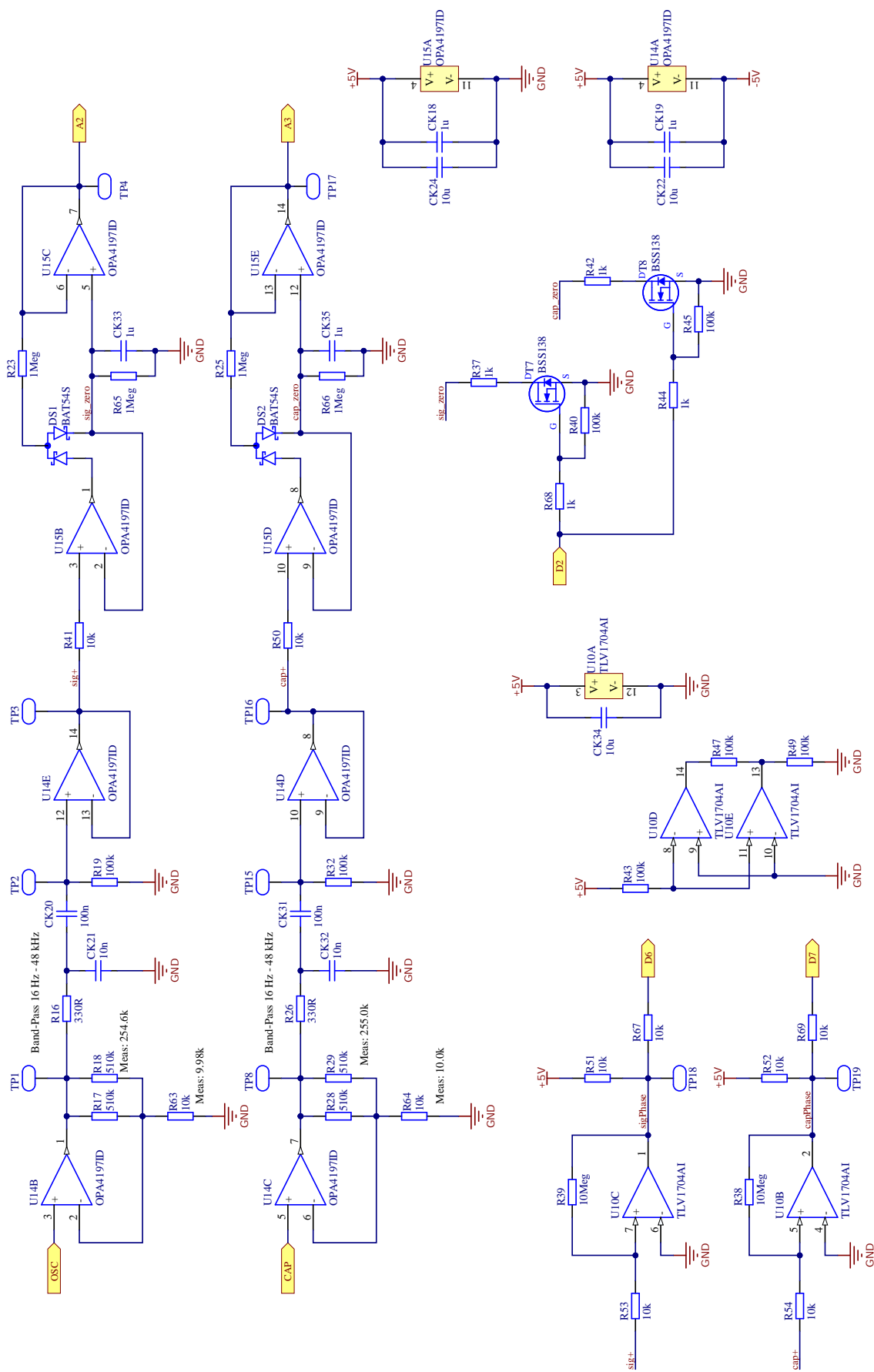
Příloha A – Schémata



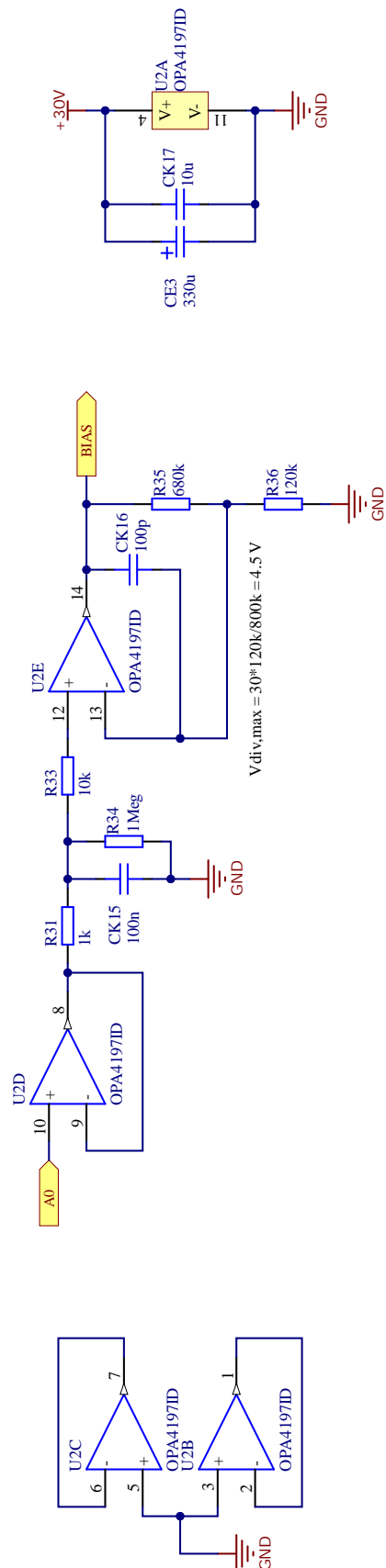
Obrázek A1: Schéma – Top



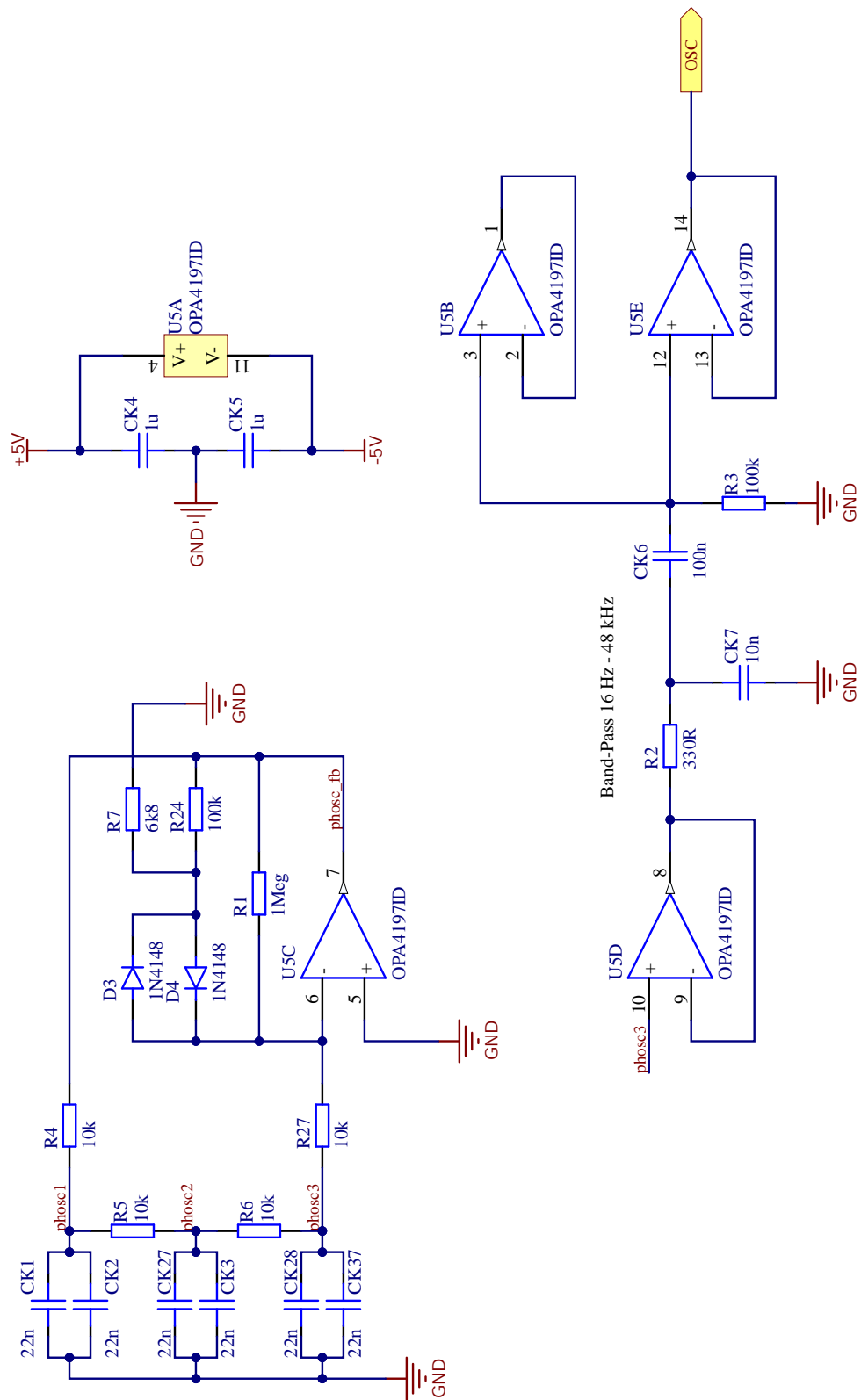
Obrázek A2: Schéma – Nábojová pumpa s regulátory pro symetrické napájení



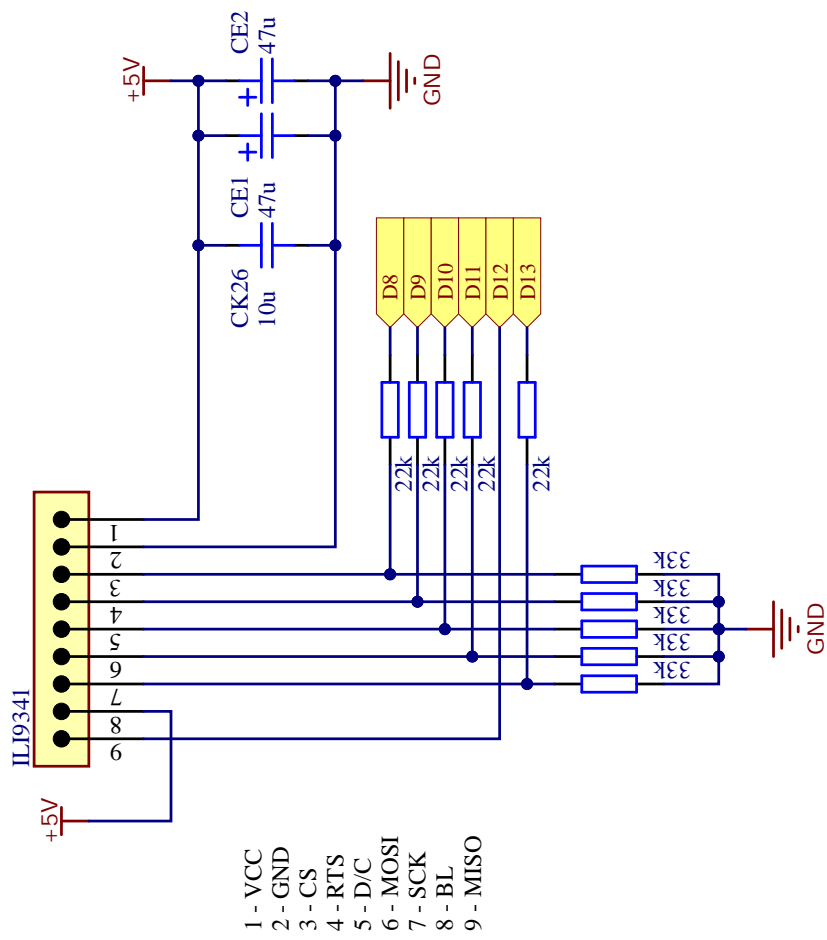
Obrázek A3: Schéma – Obvody pro zpracování amplitud a fáze



Obrázek A4: Schéma – Lineární regulátor



Obrázek A5: Schéma – Oscilátor

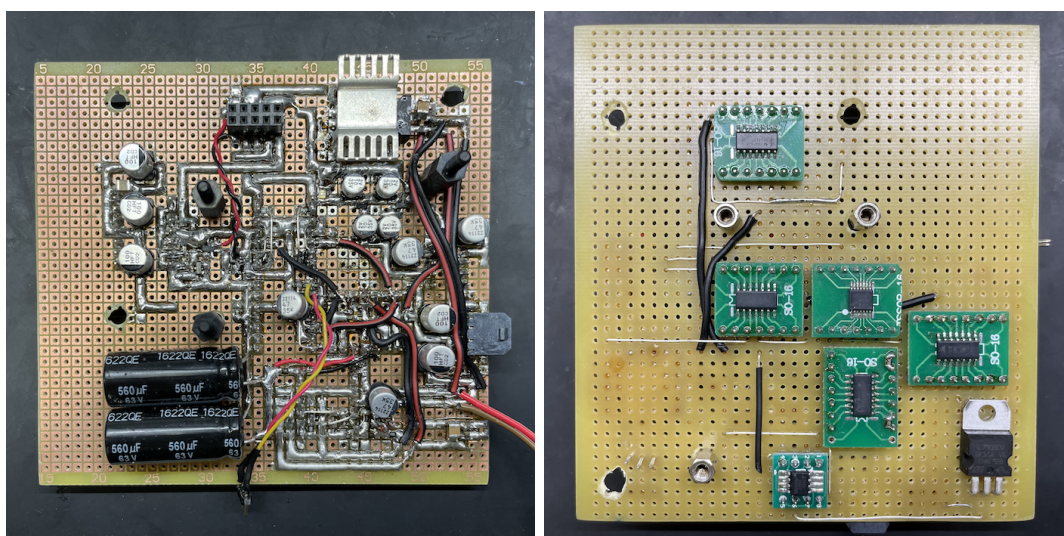


Obrázek A6: Schéma – Displej

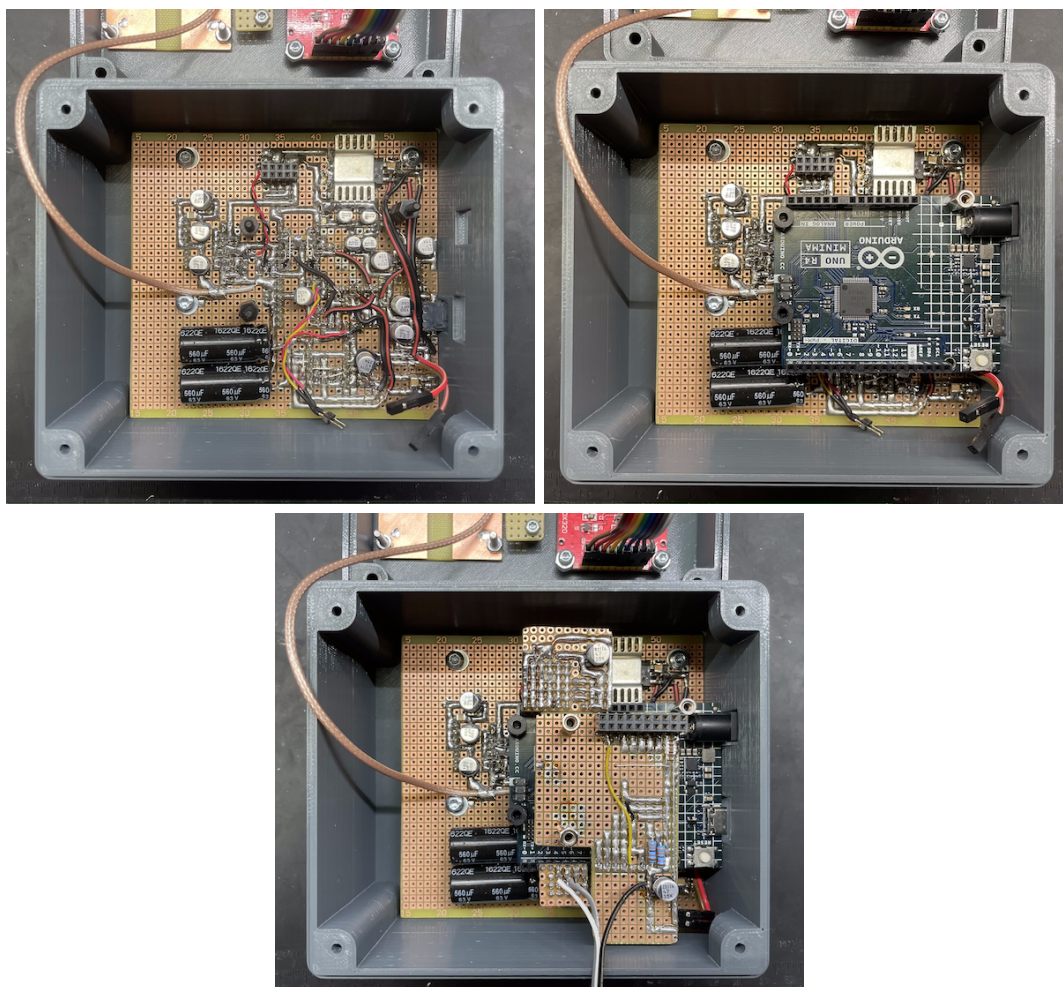
Příloha B – Fotodokumentace



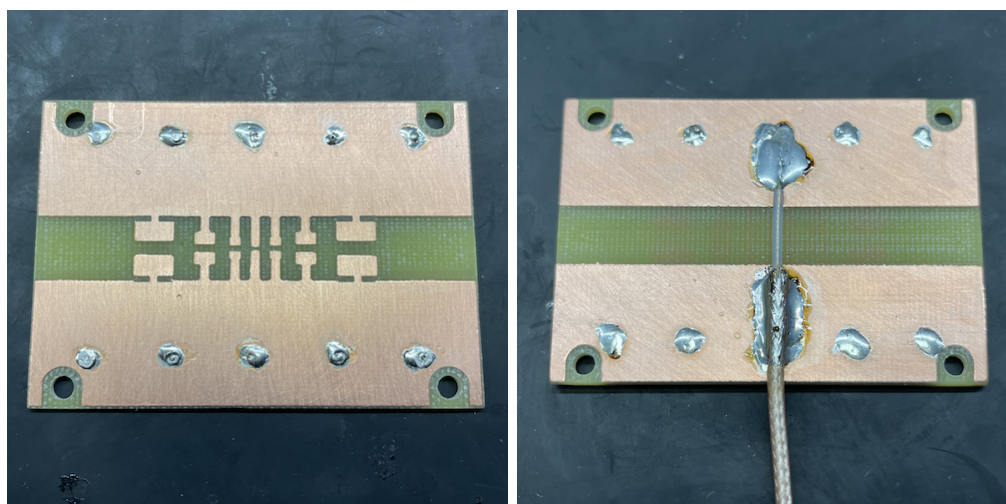
Obrázek B1: Přípravek DCCapSens – Přední a zadní část



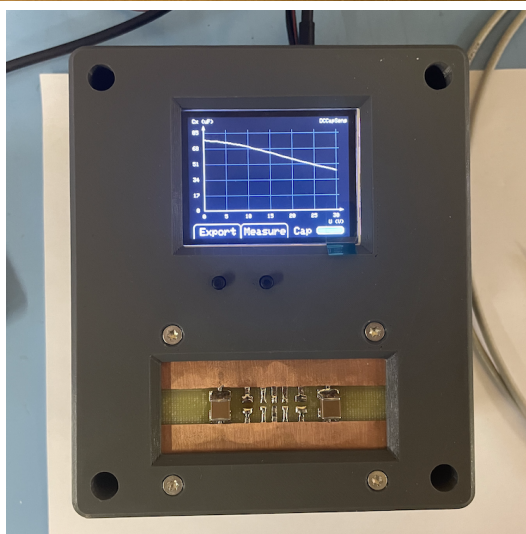
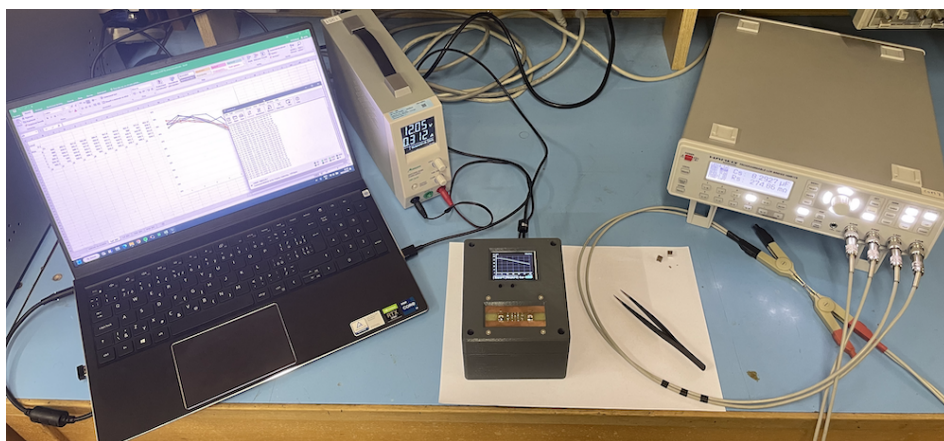
Obrázek B2: Přípravek DCCapSens – Přední a zadní část základní desky



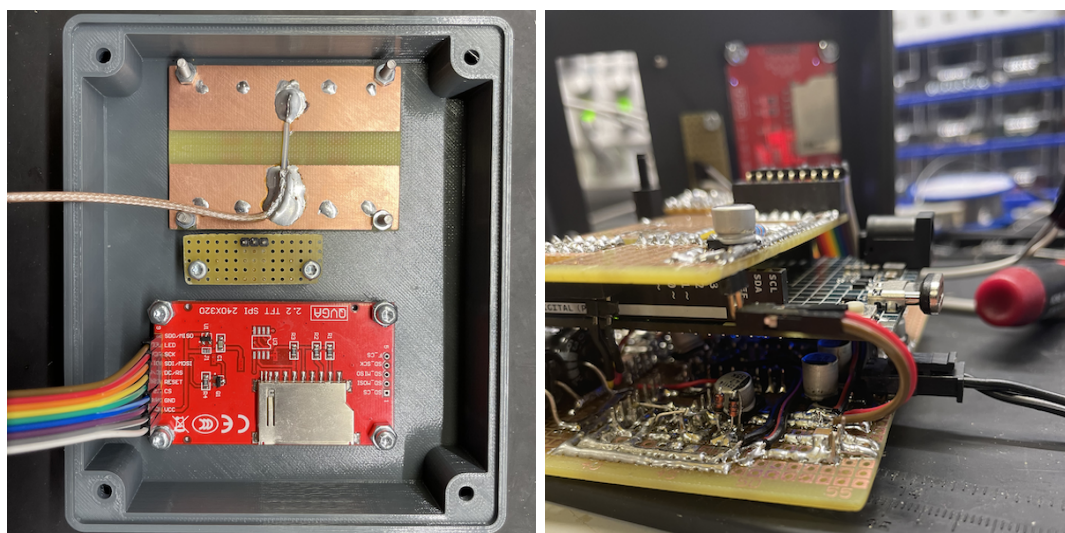
Obrázek B3: Přípravek DCCapSens – Sestavení



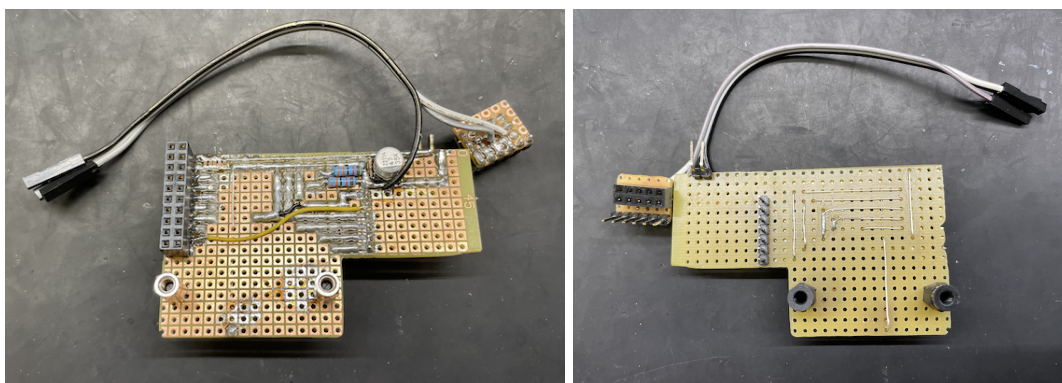
Obrázek B4: Přípravek DCCapSens – Přední a zadní část PCB pro připájení kondenzátorů



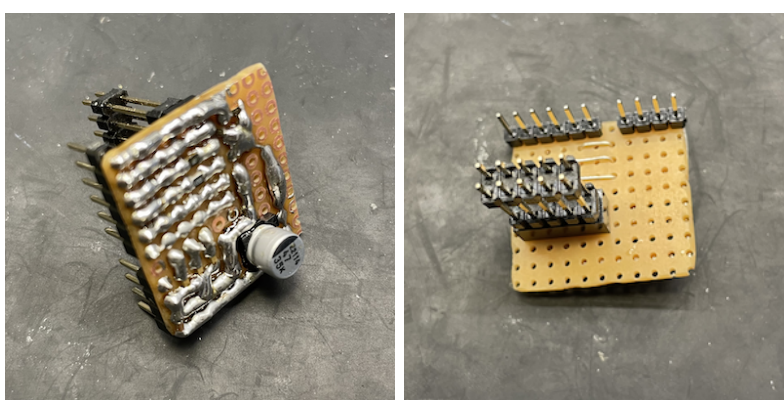
Obrázek B5: Přípravek DCCapSens – Měření



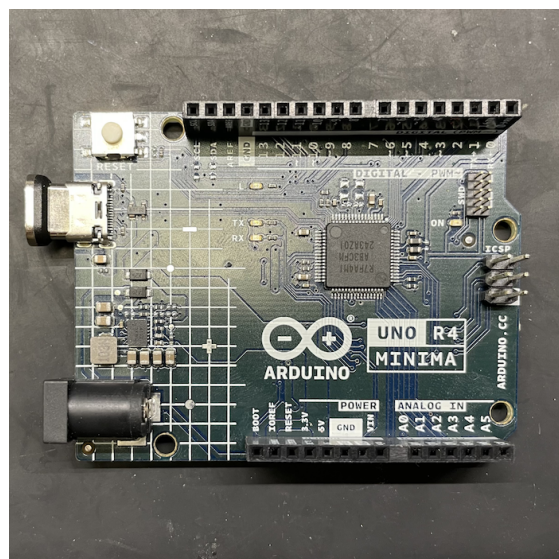
Obrázek B6: Přípravek DCCapSens – Vnitřní strana horního krytu & třípatrová architektura



Obrázek B7: Přípravek DCCapSens – Deska pro připojení displeje ILI9341 k Arduino



Obrázek B8: Přípravek DCCapSens – Propojení analogových pinů se základní deskou



Obrázek B9: Přípravek DCCapSens – Řídicí vývojová deska Arduino R4 Minima