



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH MĚŘIČE IMPEDANCE

DESIGN OF AN IMPEDANCE METER

SEMESTRÁLNÍ PRÁCE

SEMESTRAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Vojtěch Glombíček

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Alexandr Otáhal, Ph.D.

BRNO 2025

Semestrální práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

Student: Vojtěch Glombíček

ID: 256636

Ročník: 3

Akademický rok: 2025/26

NÁZEV TÉMATU:

Návrh měřiče impedance

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte principy měření impedance elektrických součástek a dostupné metody realizace měřicích přístrojů v oblasti nízkých a středních frekvencí. Zaměřte se na způsoby buzení měřeného prvku, zpracování signálu a vyhodnocení výsledků.

Na základě rešerše navrhnete schéma přístroje pro měření impedance v pásmu nastavitelných frekvencí do 100 kHz. Přístroj by měl umožňovat charakterizaci pasivních součástek, zejména cívek a kondenzátorů.

Výsledky zpracujte v semestrálním projektu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího závěreční práce.

Termín zadání: 15.9.2025

Termín odevzdání: 6.1.2026

Vedoucí práce: Ing. Alexandr Otáhal, Ph.D.

doc. Ing. et Ing. Pavel Šteffan, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem, konstrukcí a testováním digitálního měřiče impedance (LCR metru). Cílem práce bylo vytvořit cenově dostupné zařízení, které se svými parametry přibližuje komerčním laboratorním přístrojům a umožňuje snadnou komunikaci s osobním počítačem. Navržené řešení využívá metodu samo-vyvažovacího můstku a operuje ve frekvenčním rozsahu 10 Hz až 100 kHz. Práce popisuje kompletní hardwarový návrh analogové i digitální části, včetně digitalizace signálu, a následnou implementaci ovládacího softwaru. Výsledkem práce je funkční prototyp měřiče propojitelný přes rozhraní USB. Provedená ověřovací měření na sadě referenčních součástek potvrdila, že zařízení dosahuje požadované přesnosti měření do 1 % v celém pracovním rozsahu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Měřič impedance, LCR metr, samo-vyvažovací můstek, měření RLC, měřící zařízení, zkušební instrumentace

ABSTRACT

This bachelor thesis deals with the design, construction, and testing of a digital impedance meter (LCR meter). The aim of the thesis was to create a cost-effective device with parameters comparable to commercial laboratory instruments, featuring easy connectivity with a personal computer. The proposed solution utilizes the auto-balancing bridge method and operates within a frequency range of 10 Hz to 100 kHz. The thesis describes the complete hardware design of both the analog and digital sections, including signal digitization, as well as the implementation of the control software. The result is a functional prototype connected via a USB interface. Verification measurements performed on reference components confirmed that the device achieves the required measurement accuracy of 1 % across the entire operating range.

KEYWORDS

Impedance meter, LCR meter, auto-balancing bridge, RLC measurement, measuring device, test equipment

GLOMBÍČEK, Vojtěch. *Návrh měřiče impedance*. Semestrální práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky, 2026. Vedoucí práce: Ing. Alexandr Otáhal, Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora: Vojtěch Glombíček
VUT ID autora: 256636
Typ práce: Semestrální práce
Akademický rok: 2025/26
Téma závěrečné práce: Návrh měřiče impedance

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. V souvislosti s vytvořením závěrečné práce jsem neporušil zásady a doporučení VUT k využívání generativní umělé inteligence.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno
.....
podpis autora*

*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské/diplomové/disertační práce panu Ing. Alexandru Otáhalovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Obsah

Úvod	19
1 Teoretická část	21
1.1 Impedance	21
1.2 Metody měření impedance	21
1.2.1 Můstková metoda	21
1.2.2 Rezonanční metoda	22
1.2.3 Metoda měření proudu a napětí	22
1.2.4 Samo-vyvažovací můstek	22
1.3 Měřiče impedance dostupné na trhu	22
1.3.1 Univerzální tester komponent	23
1.3.2 Ruční LCR měřiče	23
1.3.3 Stolní LCR měřiče	23
2 Implementace samo-vyvažovacího můstku	27
2.1 Zdroj měřicího signálu	27
2.1.1 Přímá digitální syntéza (DDS)	27
2.1.2 Úprava amplitudy	27
2.1.3 Úprava stejnosměrné složky signálu	29
2.2 Měřicí Sekce	30
2.2.1 Výběr operačního zesilovače	30
2.2.2 Přepínání rozsahu	30
3 Digitalizace a zpracování signálů	33
3.1 Metoda převodu na stejnosměrná napětí	33
3.1.1 Špičkový detektor	33
3.1.2 Fázový detektor	34
3.2 Metoda vzorkování a digitálního zpracování	36
3.2.1 Vzorkování A/D převodníkem	36
3.2.2 Výpočet efektivní hodnoty navzorkovaného signálu	37
3.2.3 Výpočet fázového posunu navzorkovaných signálů	38
4 Praktická část	39
Závěr	41
Literatura	43
Seznam symbolů a zkratk	45

Seznam obrázků

1.1	Schéma měřicího můstku	21
1.2	Schéma samo-vyvažovacího můstku	22
1.3	Univerzální tester komponent LCR-T4 [2]	23
1.4	Ruční měřič LCR Keysight U1732C [5]	24
1.5	Stolní měřič Rohde&Schwarz LCX200 [6]	24
2.1	Ilustrace principu DDS	28
2.2	Schéma obvodu pro nastavení amplitudy signálu.	28
2.3	Schéma obvodu pro úpravu stejnosměrné složky signálu.	29
3.1	Schéma špičkového detektoru	33
3.2	Graf vstupního a výstupního napětí šp. detektoru s demonstrací efektu šumu	34
3.3	Schéma XOR fázového detektoru. [3]	35
3.4	Graf napětí XOR fázového detektoru.	35
3.5	Graf částí zašuměných sinusových signálů s vyznačenými průchody nulou	36

Seznam tabulek

1.1	Porovnání LCR metrů [6] [5]	25
-----	---------------------------------------	----

Úvod

Měřiče impedance, často označované jako LCR metry, představují klíčové vybavení jak pro vývojové laboratoře, tak pro výrobní linky. Jejich primárním účelem je precizní měření impedance a odvozených veličin, jako jsou ztrátový činitel, ESR či činitel kvality.

Tato bakalářská práce se zabývá komplexním návrhem, konstrukcí a otestováním funkčního prototypu měřiče impedance. Hlavní motivací pro vznik tohoto zařízení byla absence cenově dostupného řešení na trhu, které by zároveň nabízelo dostatečnou přesnost a možnost snadné integrace s počítačem.

Na základě rešerše komerčně dostupných přístrojů a analýzy požadavků na měření byly stanoveny klíčové parametry navrhovaného zařízení. Cílem je vytvořit přístroj, který se svými vlastnostmi přiblíží profesionálním řešením, avšak s výrazně nižšími pořizovacími náklady.

Specifikace navrženého zařízení:

- Frekvenční rozsah: 10 Hz – 100 kHz
- Rozsah měření indukčnosti: 100 nH – 10 H
- Rozsah měření kapacity: 100 pF – 10 mF
- Cílová přesnost: 1%
- Amplituda měřicího signálu: 0,1 – 2 V
- Stejnoseměrná složka (Bias): 0 – 2 V
- Konektivita: Komunikace s PC a napájení přes USB

Text práce je logicky členěn do několika částí. První kapitola shrnuje teoretická východiska týkající se impedance. Druhá kapitola se zaměřuje na princip a implementaci metody samo-vyvažovacího můstku. Třetí část rozebírá problematiku digitalizace a zpracování signálu. Čtvrtá a pátá kapitola detailně popisují samotný hardwarový návrh a související softwarové vybavení. Závěrečná kapitola je věnována verifikaci prototypu a prezentaci naměřených výsledků, které demonstrují dosaženou přesnost zařízení.

1 Teoretická část

1.1 Impedance

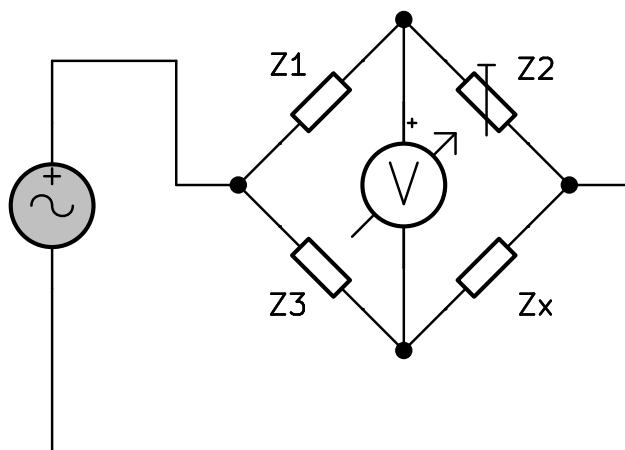
Impedance Z je fyzikální veličina, která popisuje celkový odpor elektrického obvodu vůči střídavému proudu o dané frekvenci. Vyjadřuje se komplexním číslem, kdy reálná část odpovídá odporu R a imaginární část reprezentuje reaktanci X .

V některých případech je výhodné použít obrácenou hodnotu impedance $Y = \frac{1}{Z}$, zvanou admitance. [4]

1.2 Metody měření impedance

1.2.1 Můstková metoda

Měření pomocí můstku je jednoduché a přesné, avšak velmi nepraktické. Princip metody spočívá v tom, že pokud jsou impedance obou větví (Z_2 a Z_x) stejné, pak musí být napětí mezi větvemi nulové. Schéma můstku je zobrazeno v obr. 1.1. [4]



Obr. 1.1: Schéma měřícího můstku

Když se Z_2 nastaví tak, aby mezi větvemi bylo naměřeno nulové napětí, pak je měřená impedance $Z_x = \frac{Z_1}{Z_3} \cdot Z_2$

Problém této metody spočívá v tom, že je nutno znát nastavenou hodnotu Z_2 . Protože nastavitelné kondenzátory a cívky nejsou praktické, používá se tato metoda zejména pro měření malých změn v odporu např. tenzometru.

1.2.2 Rezonanční metoda

1.2.3 Metoda měření proudu a napětí

Princip této metody je výpočet hodnoty neznámé impedance z naměřených hodnot napětí a proudu podle ohmova zákona. [4] V praxi se proud měří pomocí měření napětí na bočníku.

$$|Z| = \frac{U_1}{I} = \frac{U_1}{U_2} \cdot R$$

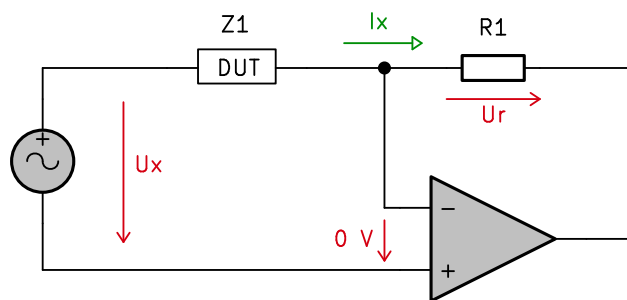
Takovým měřením však získáme pouze modul komplexní impedance, z čehož nelze určit, zda je charakter impedance rezistivní nebo reaktivní. Proto je nutné měřit také fázový posun U_1 a U_2 , který je roven argumentu φ .

$$Z = |Z| \angle \varphi$$

1.2.4 Samo-vyvažovací můstek

V praxi se metoda měření proudu a napětí často implementuje pomocí tzv. samo-vyvažovacího můstku, což je operační zesilovač, který vytváří virtuální zem (viz obr. 1.2). [4]

Výhoda takového uspořádání je, že jak měřená impedance tak bočník jsou připojeny k zemi, je tedy možné na nich jednoduše měřit napětí vzhledem k zemi.



Obr. 1.2: Schéma samo-vyvažovacího můstku

1.3 Měřiče impedance dostupné na trhu

Na trhu je mnoho dostupných zařízení pro měření impedance. Pro ukázkou byly vybrány tři, každé ze samostatné cenové kategorie.

1.3.1 Univerzální tester komponent

Jako zástupce nejlevnější třídy byl vybrán tester LCR-T4 (viz obr. 1.3). Tento přístroj neměří přímo impedanci, ale měří hodnoty odporu, kapacity a indukčnosti. Jako doplněk má také funkci rozpoznání tranzistorů.

Pro měření využívá metodu časové konstanty, kdy se měří čas nabití kondenzátoru přes známý odpor.



Obr. 1.3: Univerzální tester komponent LCR-T4 [2]

Přesnost měření není udávána, přístroj totiž slouží pouze pro hrubou identifikaci součástek. Cena se pohybuje okolo 350 Kč[2].

1.3.2 Ruční LCR měřiče

Pokročilejší přístroje jsou ruční měřiče LCR ve formě podobné multimetrům. Pro příklad byl vybrán měřič Keysight U1732C (viz obr. 1.4).

Ruční měřiče jsou vhodné pro rychlou identifikaci cívek a kondenzátorů, nabízejí specifikovanou přesnost a možnost nastavit parametry měření jako frekvenci měřícího signálu. [5]

1.3.3 Stolní LCR měřiče

Pro nejpřesnější měření je nutno použít špičkové stolní LCR měřiče. Jako zástupce byl vybrán přístroj LCX200 od firmy Rohde&Schwarz (viz obr. 1.5).



Obr. 1.4: Ruční měřič LCR Keysight U1732C [5]

Tyto přístroje podporují čtyřbodovou metodu měření, která eliminuje parazitní indukčnost měřících sond. Narozdíl od ručních měřičů se zde používají stíněné koaxiální sondy, které jsou méně náchylné k rušení.

Výrobce standardně dodává několik různých fixtur k připojení měřeného vzorku, typicky SMD součástky.

Většina stolních měřičů také podporuje připojení do sítě LAN a automatizaci měření. [6]



Obr. 1.5: Stolní měřič Rohde&Schwarz LCX200 [6]

V tabulce 1.1 jsou porovnány přístroje Keysight U1732C a Rohde & Schwarz LCX200. Stolní přístroj je výrazně přesnější a nabízí pokročilejší možnosti měření,

je ale i násobně dražší.

Tab. 1.1: Porovnání LCR metrů [6] [5]

Parametr	Keysight U1732C	Rohde & Schwarz LCX200
Konstrukce	Ruční	Stolní
Cena	cca 13 000 – 15 000 Kč	cca 120 000 – 300 000 Kč+
Frekvenční rozsah	Pevné body: 100 Hz, 120Hz, 1 kHz, 10 kHz	Spojité: 4 Hz až 10 MHz
Základní přesnost	0,2 %	0,05 %
Amplituda test. signálu	Pevná (typicky 0,74 Vrms)	Nastavitelná: 10 mV až 10 V
DC Bias (Předpětí)	Není k dispozici	Interní 0–10 V (Externí až 40 V)
Rychlost měření	~ 1–2 měření/s	až 250 měření/s
Konektivita	IR-to-USB	USB, LAN, Digital I/O, GPIB

2 Implementace samo-vyvažovacího můstku

2.1 Zdroj měřicího signálu

Pro účely měření impedance je nezbytné vybudit měřenou komponentu adekvátním napětím a proudem.

Specifikace návrhových požadavků definují, že budicí zdroj musí generovat harmonické střídavé napětí s plně nastavitelnými parametry, zahrnujícími frekvenci, amplitudu a superponovanou stejnosměrnou složku (DC offset).

2.1.1 Přímá digitální syntéza (DDS)

V moderních měřících impedance se téměř výhradně používá pro generování sinusoidního signálu metoda DDS. Historicky nebyly digitální integrované obvody dostatečně výkonné, proto se využívaly různé analogové oscilátory a harmonické tvarovače. Takové obvody byly však složité, dnes se již implementují jen zřídka.

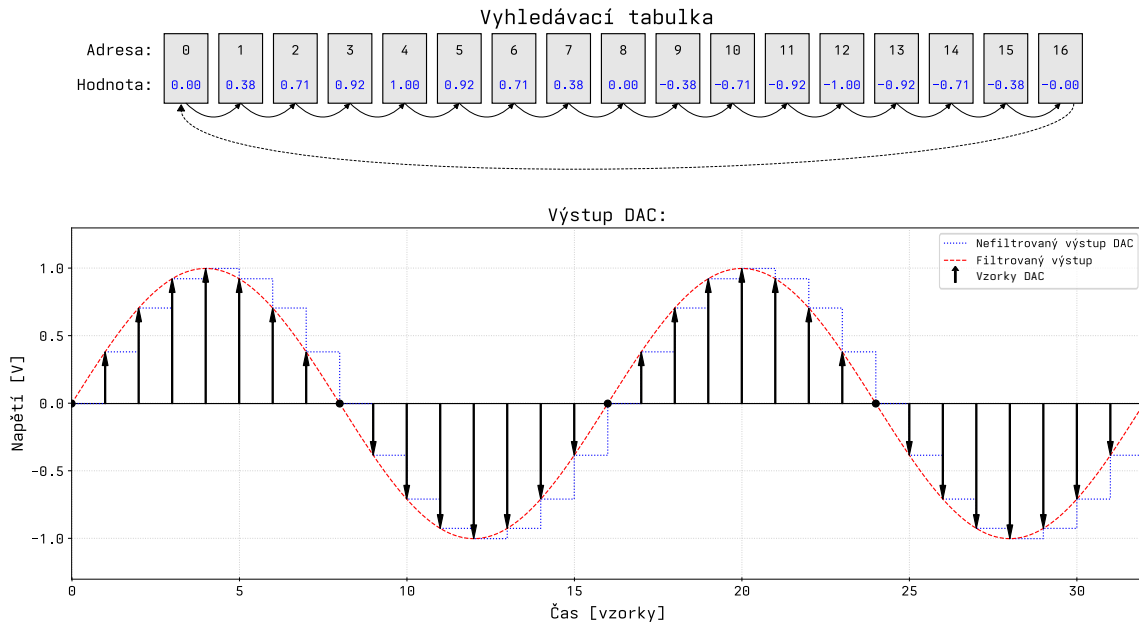
Metoda DDS spočívá v generování sinusového průběhu D/A převodníkem, do kterého jsou z paměti načítány předvypočítané hodnoty funkce $\sin(t)$. Tyto hodnoty se nazývají „vyhledávací tabulka“, nebo anglicky „lookup table“ (LUT). Frekvence výsledného signálu je závislá na prodlevě mezi načítáním jednotlivých hodnot. [3] Signál z převodníku je následně filtrován dolní propustí o adekvátní mezní frekvenci, která odstraní vyšší harmonické složky vzniklé z diskretních digitálních kroků. Princip funkce DDS je ilustrován na obr. 2.1.

2.1.2 Úprava amplitudy

Jednoduché integrované obvody DDS typicky nepodporují nastavení amplitudy nebo stejnosměrné složky signálu, tuto úpravu je tedy nutno provést externě.

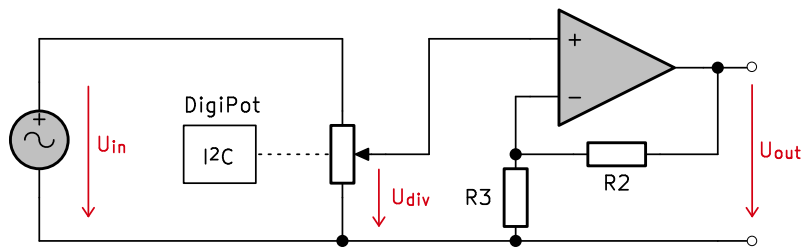
Digitálního řízení amplitudy lze docílit několika způsoby, například:

- Zapojit sinusový signál jako referenci D/A převodníku, který pak bude fungovat jako digitálně ovládaný dělič.
- Použít zesilovač s programovatelným zesílením (PGA). Tyto zesilovače většinou mají málo úrovní zesílení.
- Použít operační zesilovač s digitálním potenciometrem ve zpětné vazbě. Takové zapojení je limitováno minimálním zesílením $A = 1$.
- Operačním zesilovačem zesílit amplitudu na maximální hodnotu a následně ji snížit digitálním potenciometrem zapojeným jako odporový dělič.
- Nejdříve zeslabit signál digitálním potenciometrem – děličem a poté jej zesílit operačním zesilovačem s fixním zesílením. Oproti předchozímu zapojení se tím ušetří jeden sledovač, protože výstup operačního zesilovače je nízkaimpedanční.



Obr. 2.1: Ilustrace principu DDS

Z těchto metod se jako nejvýhodnější jeví poslední jmenovaná. Její schéma je zobrazeno na obr. 2.2.



Obr. 2.2: Schéma obvodu pro nastavení amplitudy signálu.

Fixní zesílení operačního zesilovače se řídí vztahem 2.1.

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_3} \quad (2.1)$$

Vstupní amplituda je dána $U_{in} = 0,6 \text{ V}$, požadovaná maximální amplituda signálu je $U_{out} = 3 \text{ V}$. Dosazením (rovnice 2.2) získáme poměr rezistorů R_2 a R_3 .

$$A = \frac{3}{0,6} = 5 = 1 + \frac{4}{1} \quad (2.2)$$

Prakticky můžeme použít např. $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 4 \times 10 \text{ k}\Omega$ v sérii.

Celková amplituda výstupního signálu U_{out} vychází z rovnice 2.3. Digitální hodnotu potenciometru pro konkrétní amplitudu U_{out} vypočítáme ze vztahu 2.4.

$$U_{\text{out}} = U_{\text{in}} \cdot \frac{X}{2^n} \cdot A \quad (2.3)$$

$$X = \frac{2^n \cdot U_{\text{out}}}{A \cdot U_{\text{in}}} \quad (2.4)$$

kde n je bitové rozlišení digitálního potenciometru

2.1.3 Úprava stejnosměrné složky signálu

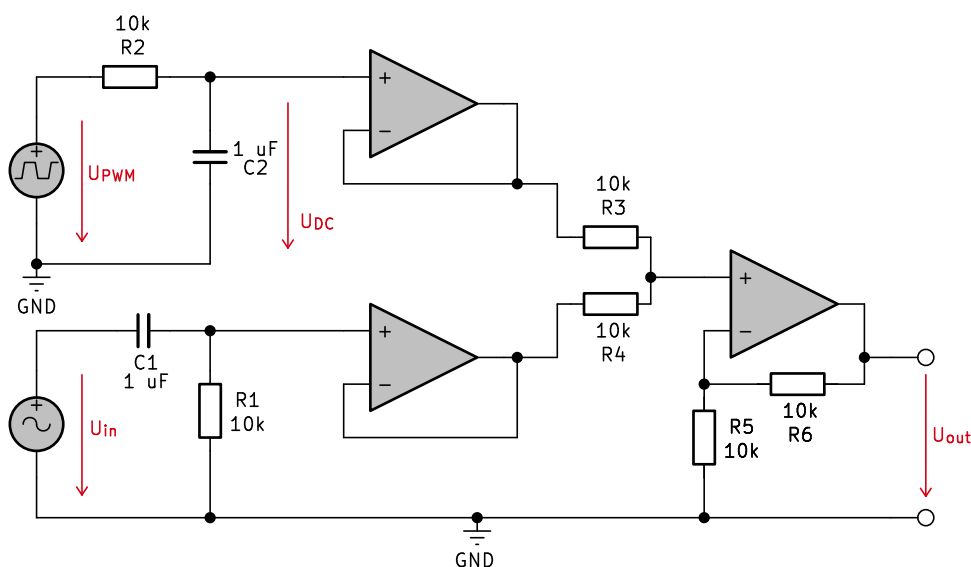
Integrované obvody DDS typicky generují signál s takovou superponovanou stejnosměrnou složkou, že výstupní napětí je vždy kladné. Pro základní měření impedance se používá signál bez stejnosměrné složky, je tedy nutno ji odstranit CR filtrem horní propust.

Mezní frekvence filtru je dána vztahem 2.5. Hodnoty R a C jsou voleny tak, aby mezní frekvence byla v rozmezí 10 Hz až 30 Hz (rovnice 2.6).

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.5)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 10000 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 15,92 \text{ Hz} \quad (2.6)$$

V některých případech je žádoucí k vyfiltrovanému signálu přidat nastavitelnou stejnosměrnou složku. Toho se jednoduše docílí OZ v zapojení „neinvertující sčítač“, který k signálu přičte nastavitelné napětí U_{DC} z D/A převodníku, případně vyfiltrované napětí PWM z mikrokontroléru. Aby filtry nebyly zatíženy, jsou použity OZ v zapojení „sledovač“. Schéma zapojení je zobrazeno na obr. 2.3.



Obr. 2.3: Schéma obvodu pro úpravu stejnosměrné složky signálu.

2.2 Měřicí Sekce

2.2.1 Výběr operačního zesilovače

Operační zesilovač v měřicí sekci je kritický prvek, odvíjí se od něj přesnost celého měřidla. Při jeho výběru je nutno dbát na následující parametry:

1. **Šířka pásma (GBW)** – U samovyvažovacího můstku musí OZ udržovat „virtuální nulu“ na svém invertujícím vstupu. Aby byla tato nula dostatečně stabilní i při vyšších frekvencích, musí mít OZ velkou rezervu zesílení. GBW by tedy mělo být alespoň $100\times$ vyšší, než je maximální měřicí frekvence.
2. **Vstupní proud** – Vstupní proud OZ by měl být co nejnižší, aby nedocházelo ke zkreslení zejména při měření vysokých impedancí. Vstupní proud musí být řádově menší než proud protékající měřenou impedancí, jinak vznikne hrubá chyba.
3. **Napěťový offset** – OZ by měl mít co nejmenší napěťový offset, aby neovlivňoval výsledky měření nízkých napětí a nebyla tak do výsledků vnášena systematická chyba.
4. **Rychlost přeběhu (slew rate)** – Rychlost přeběhu musí být dostatečná, aby OZ byl schopen sledovat rychle se měnící signál. Aby se zabránilo zkreslení, musí platit:

$$SR \geq 2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot U_p \quad (2.7)$$

kde f_{max} je maximální měřená frekvence signálu a U_p je jeho špičková amplituda.

5. **Šumové vlastnosti** – OZ by měl mít nízkou úroveň vlastního šumu zejména při měření malých signálů, aby nebyl výsledek měření ovlivněn rušivými komponentami ze zesilovače samotného.

2.2.2 Přepínání rozsahu

Pro dosažení požadované přesnosti měření v širokém rozsahu impedancí je nutné použít více bočníků s různými hodnotami odporu. Volba správného bočníku je kritická pro přesnost měření – pokud je odpor bočníku příliš velký, napětí na něm bude příliš malé a měření bude ovlivněno šumem. Pokud je odpor příliš malý, může dojít k přetížení operačního zesilovače nebo k nedostatečnému rozlišení při měření vysokých impedancí.

Princip přepínání rozsahu spočívá v tom, že podle očekávané hodnoty měřené impedance se automaticky nebo manuálně zapojí do obvodu vhodný bočník. Pro měření nízkých impedancí se použije menší bočník (např. $1\ \Omega$, $10\ \Omega$), pro měření vysokých impedancí se použije větší bočník (např. $1\ \text{k}\Omega$, $10\ \text{k}\Omega$).

Pro přepínání bočníků lze použít několik metod:

- **Relé** – Mechanická relé poskytují nejlepší vlastnosti z hlediska odporu v sepnutém stavu (typicky $< 100 \text{ m}\Omega$) a izolace v rozepnutém stavu. Nevýhodou je jejich pomalé přepínání (typicky 5–10 ms), omezená životnost a vyšší cena.
- **Analogové spínače (CMOS!)** – Integrované obvody obsahující více analogových spínačů jsou rychlé, mají dlouhou životnost a nízkou spotřebu. Nevýhodou je vyšší odpor v sepnutém stavu (typicky 5–100 Ω) a omezená izolace v rozepnutém stavu.

Automatické přepínání rozsahu lze implementovat následujícím algoritmem:

1. Začít měření s největším bočníkem (pro nejvyšší impedance).
2. Změřit napětí na bočníku.
3. Pokud je napětí příliš malé (pod prahovou hodnotou, např. 10% plného rozsahu A/D převodníku), přepnout na menší bočník.
4. Pokud je napětí příliš velké (nad 90% plného rozsahu), přepnout na větší bočník.
5. Opakovat kroky 2–4, dokud není nalezen vhodný rozsah.

Pro zajištění stability měření je vhodné po přepnutí rozsahu počkat několik period měřicího signálu, než se provede finální měření, aby se přechodové jevy ustálily.

Hodnoty bočníků by měly být voleny tak, aby se jejich rozsahy překrývaly, což umožňuje plynulé přepínání bez mezer v měřitelném rozsahu. Typicky se používají dekadické hodnoty (např. 1 Ω , 10 Ω , 100 Ω , 1 k Ω , 10 k Ω).

3 Digitalizace a zpracování signálů

Výstupem samo-vyvažovacího můstku jsou dva harmonické signály reprezentující napětí a proud na měřeném obvodu. Tyto signály je potřeba zdigitalizovat a následně zpracovat tak, aby bylo následně možné vypočítat impedanci obvodu.

Pro výpočet komplexní impedance je potřeba znát amplitudy (nebo efektivní hodnoty) a fázový posun mezi oběma signály. Dále je v tomto případě cílem měřit i střední hodnotu napětí, protože signály mohou mít stejnosměrnou složku.

Nezáleží, zda je měřena amplituda nebo efektivní hodnota napětí, protože důležité nejsou absolutní hodnoty napětí, ale jejich poměr.

3.1 Metoda převodu na stejnosměrná napětí

Jako nejjednodušší řešení se nabízí vytvořit obvod, který jednotlivé veličiny převede na stejnosměrné napětí, které je následně změřeno A/D převodníkem (ADC).

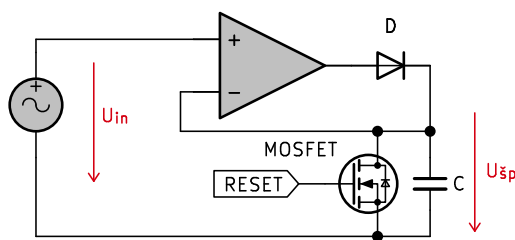
Výhodou takového přístupu je nízký nárok na vzorkovací rychlost ADC, které proto může být velmi precizní. S tím se spojuje i jednoduchost zpracování v mikrokontroléru, který počítá pouze s několika vzorky.

Zásadním problémem je však náchylnost na šum, což se zejména projevuje při vyšších frekvencích. Z toho důvodu se tato metoda v komerčních zařízeních nepoužívá.

3.1.1 Špičkový detektor

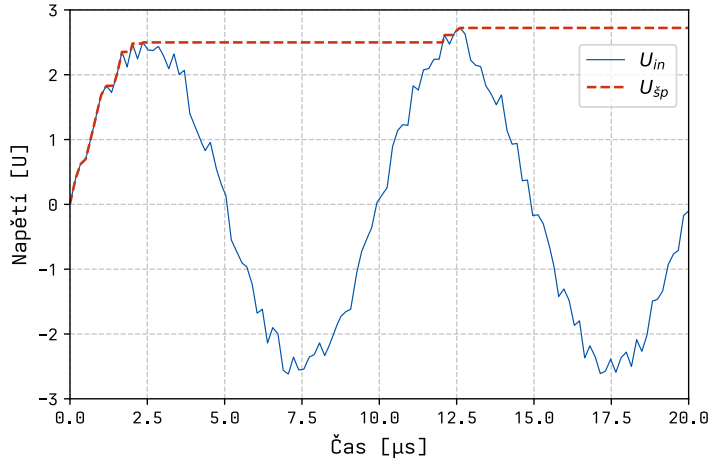
Pro měření amplitudy střídavého signálu lze použít špičkový detektor, který je realizován kondenzátorem nabíjeným přes diodu, která brání vybíjení v závěrném směru.

Jak je ukázáno na schématu v obr. 3.1, operační zesilovač v zapojení „sledovač“ se zpětnou vazbou zapojenou za diodu kompenzuje její propustné napětí. Po odečtení hodnoty je špičkový detektor resetován tranzistorem, který zkratem vybije kondenzátor. Poté je detektor připraven na další měření. [1]



Obr. 3.1: Schéma špičkového detektoru

Špičkový detektor je citlivý na šum a jiné nežádoucí napěťové špičky v signálu, které mohou posunout naměřenou hodnotu výše, než je pravá hodnota signálu bez šumu. Tento jev je ukázán na grafu v obr. 3.2. Čím delší je doba měření, tím větší je pravděpodobná nepřesnost.



Obr. 3.2: Graf vstupního a výstupního napětí špičkového detektoru s demonstrací efektu šumu

3.1.2 Fázový detektor

Fázový posun signálů může být měřen fázovými detektory fungujícími na principu průchodu nulou. Jednoduchá implementace takového detektoru je založena na logickém hradle XOR, do kterého vstupují pulzní signály z komparátorů, které indikují momentální polaritu signálu (viz obr. 3.3).

Pokud mají signály stejnou fázi, mají v každý okamžik i stejnou polaritu, tudíž výstup XOR hradla nebude nikdy aktivní. V případě opačné fáze signálů ($\varphi = 180^\circ$) je jejich polarita vždy opačná, výstup XOR tedy bude aktivní 100% času.

Při fázových posunech mezi těmito extrémy $\varphi \in (0^\circ; 180^\circ)$ je střída výstupu XOR přímo úměrná fázovému posunu. Pro získání stejnosměrného napětí se použije RC filtr dolní propust, který ze signálu získá střední hodnotu (viz obr. 3.4). [3]

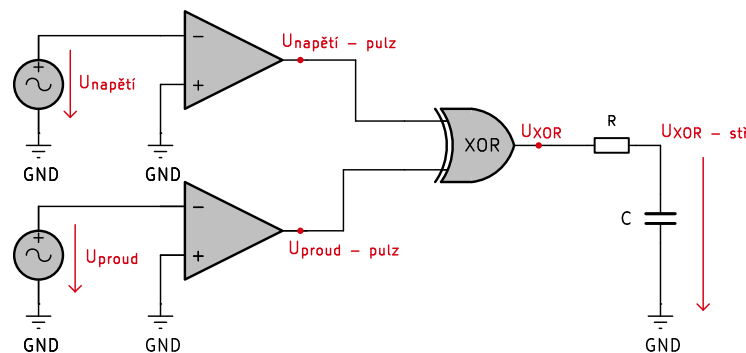
Fázový posun se ze střední hodnoty vypočítá následovně:

$$k = \frac{180}{U_{log}}$$

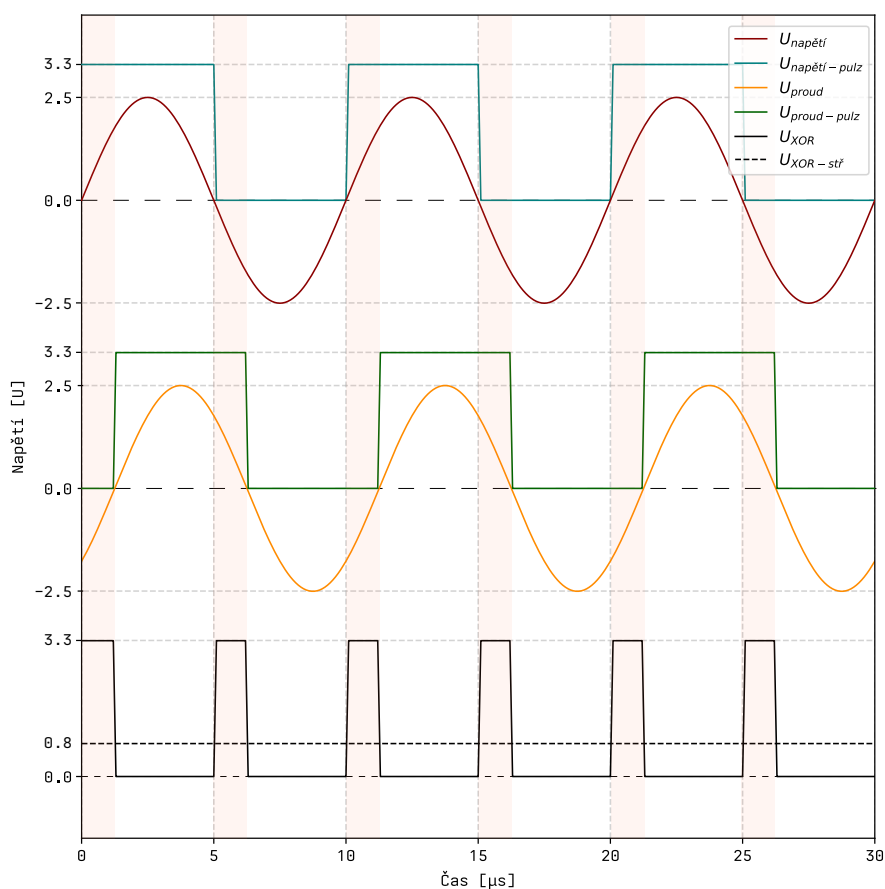
$$\varphi = k \cdot U_{XOR-stř} \quad [^\circ]$$

kde U_{log} je logická úroveň napětí (napájecí napětí hradla).

Měření fáze podle průchodu nulou je sice jednoduché, ale má nedostatky, které brání použití pro přesné měřiče.



Obr. 3.3: Schéma XOR fázového detektoru. [3]

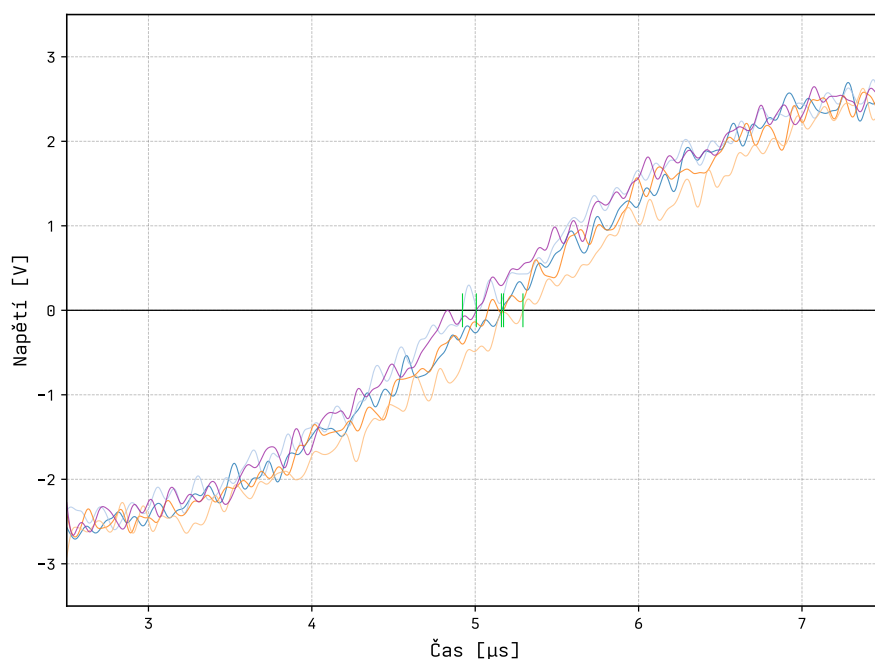


Obr. 3.4: Graf napětí XOR fázového detektoru.

Jelikož logické hradlo XOR pracuje na logických úrovních, není zaručeno, že se jeho výstupní napětí bude pohybovat mezi napájecím napětím a nulou. Odchylky ve výstupním napětí ovlivní výslednou vyfiltrovanou střední hodnotu.

Další problém je zapříčiněn možnou přítomností šumu na měřeném signálu. Může se tedy stát, že v jedné půlperiodě signál projde nulou vícekrát, nebo že bude průchod nulou časově posunutý důsledkem fázového šumu na měřeném signálu. Graficky je

tento fenomén zobrazen na obr. 3.5.



Obr. 3.5: Graf částí zašuměných sinusových signálů s vyznačenými průchody nulou

3.2 Metoda vzorkování a digitálního zpracování

Alternativou k analogovému převodu na stejnosměrná napětí je přímé vzorkování harmonických signálů pomocí A/D převodníku a následné digitální zpracování v mikrokontroléru. Tímto přístupem se lze vyhnout mnoha nedostatkům výše popsané metody.

3.2.1 Vzorkování A/D převodníkem

Pro správné vzorkování signálu je nutné dodržet Nyquistův-Shannonův teorém, který říká, že vzorkovací frekvence f_v musí být alespoň dvojnásobkem nejvyšší frekvence v signálu f_{max} :

$$f_v \geq 2 \cdot f_{max} \quad (3.1)$$

V praxi se však používá vzorkovací frekvence výrazně vyšší, typicky 10 až 20 násobek frekvence měřeného signálu, aby bylo zajištěno dostatečné množství vzorků pro přesné zpracování a potlačení vlivu šumu.

Při nedostatečné vzorkovací frekvenci dochází k jevu zvanému aliasing, kdy se vyšší frekvence v signálu projeví jako nižší frekvence v navzorkovaném signálu. Tomu

lze předejít použitím antialiasingového filtru před A/D převodníkem, který odstraní frekvence vyšší než $f_s/2$.

Vzorkovány jsou dva signály – napětí a proud. Je důležité, aby byly oba kanály vzorkovány synchronně, aby nedošlo k fázovému posunu způsobenému časovým zpožděním mezi vzorky. Toho lze docílit použitím dvou A/D převodníků pracujících současně.

3.2.2 Výpočet efektivní hodnoty navzorkovaného signálu

Před výpočtem amplitudy musí být navzorkovaný signál očištěn od případné stejnosměrné složky. To se provede výpočtem průměrné hodnoty všech vzorků podle vztahu 3.2, která je následně od každého vzorku odečtena (vztah 3.3).

$$U_{DC} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i \quad (3.2)$$

$$u_{i,AC} = u_i - U_{DC} \quad (3.3)$$

kde N je počet vzorků, u_i jsou původní hodnoty napětí a $u_{i,AC}$ jsou hodnoty napětí bez stejnosměrné složky.

Efektivní hodnota **RMS!** je obecně definována vztahem:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (3.4)$$

kde T je perioda signálu nebo časový interval, přes který se integruje.

Pro její výpočet ze vzorků použijeme diskrétní podobu vztahu 3.5:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i^2} \quad (3.5)$$

kde N je počet vzorků a u_i jsou jednotlivé hodnoty napětí.

Pro harmonický signál s amplitudou U_m platí vztah mezi efektivní hodnotou a amplitudou:

$$U_{RMS} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \quad (3.6)$$

Pro potlačení vlivu šumu se často používá průměrování přes více period signálu. Pokud je vzorkováno M period, efektivní hodnota se vypočítá jako:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{M \cdot N_p} \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^{N_p} u_{i,j}^2} \quad (3.7)$$

kde N_p je počet vzorků v jedné periodě.

3.2.3 Výpočet fázového posunu navzorkovaných signálů

Pro výpočet fázového posunu mezi dvěma navzorkovanými signály existuje několik algoritmů. Jednou z nejpřesnějších metod je výpočet pomocí vzájemné korelace (**cross-correlation!**).

Vzájemná korelace dvou signálů $u_1(t)$ a $u_2(t)$ je definována jako:

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) \cdot u_2(t + \tau) dt \quad (3.8)$$

Pro diskrétní vzorky se vzájemná korelace počítá jako:

$$R_{12}[k] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u_1[i] \cdot u_2[i + k] \quad (3.9)$$

Fázový posun φ se získá z časového posunu τ_{max} , při kterém vzájemná korelace dosahuje maxima:

$$\varphi = 2\pi f \cdot \tau_{max} \quad [\text{rad}] \quad (3.10)$$

nebo v stupních:

$$\varphi = 360^\circ \cdot f \cdot \tau_{max} \quad [^\circ] \quad (3.11)$$

Další možností je použití diskrétní Fourierovy transformace (**DFT!**) nebo rychlé Fourierovy transformace (**FFT!**). Pokud jsou signály harmonické s frekvencí f , lze vypočítat jejich komplexní amplitudy pomocí **DFT!**:

$$U_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u_1[i] \cdot e^{-j2\pi fi/f_s} \quad (3.12)$$

$$U_2 = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u_2[i] \cdot e^{-j2\pi fi/f_s} \quad (3.13)$$

Fázový posun se pak vypočítá z argumentu podílu komplexních amplitud:

$$\varphi = \arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) = \arg(U_2) - \arg(U_1) \quad (3.14)$$

Výhodou metody založené na **DFT!** je možnost současného výpočtu amplitudy i fáze signálu. Navíc tato metoda lépe potlačuje harmonické složky a šum, pokud je použito okénkování (**windowing!**) před transformací.

Pro přesné měření fáze je důležité, aby oba signály byly vzorkovány synchronně a aby byla známa přesná frekvence měřeného signálu. V případě, že frekvence není přesně známa, lze ji odhadnout z navzorkovaných dat pomocí metody nulových průchodů nebo spektrální analýzy.

4 Praktická část

lorem ipsum

Závěr

Shrnutí studentské práce.

Literatura

- [1] Elliott, R.: AN014 - Peak Detection Circuits. <https://sound-au.com/appnotes/an014.htm>, 2017, page Created: 29 March 2017; Accessed: 8 December 2025.
- [2] HADEx, spol. s r.o.: Univerzální tester součástek LCR-T4. <https://www.hadex.cz/r098-univerzalni-tester-soucastek-lcr-t4/>, December 2025.
- [3] Horowitz, P.; Hill, W.: *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, třetí vydání, 2015, ISBN 978-0521809269.
- [4] Keysight Technologies: *Impedance Measurement Handbook: A Guide to Measurement Technology and Techniques*. Keysight Technologies, 6 vydání, July 2020, application Note 5950-3000.
URL <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-06840/application-notes/5950-3000.pdf>
- [5] Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA: *U1730C Series Handheld LCR Meters: Data Sheet*. 2021, lit. No. 5990-7778EN.
URL <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-02950/data-sheets/5990-7778.pdf>
- [6] Rohde & Schwarz, Munich, Germany: *R&S LCX LCR Meters: Data Sheet*. 2022, verze 03.00, Dok. č. 3609.8309.32.
URL https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/pdm/cl_brochures_and_datasheets/data_sheet/3609_8309_32/LCX_dat_en_3609-8309-32_v0300.pdf

Seznam symbolů a zkratek

LCR	indukčnost, kapacita, odpor
ESR	equivalent series resistance (ekvivalentní sériový odpor)
DUT	device under test (měřené zařízení)
DUT	device under test (měřené zařízení)
A/D	analogově–digitální
DDS	direct digital synthesis
LUT	lookup table
D/A	digitálně–analogový
PGA	programmable gain amplifier
ADC	analog-digital converter (analogově-digitální převodník)
SAR	successive approximation register (registr postupné aproximace)
OZ	operační zesilovač
GBW	gain bandwidth product
f_{vz}	vzorkovací kmitočet

Seznam příloh