



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 navrhněte 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 semestrální práce se zabývá návrhem digitálního měřiče impedance (LCR metru). Cílem práce bylo nastudovat principy měření impedance a navrhnut koncepci měřicího přístroje pro frekvenční rozsah 100 Hz až 100 kHz. Navržené řešení využívá metodu samo-vyvažovacího můstku. Práce popisuje teoretická východiska měření impedance, implementaci zdroje signálu metodou přímé digitální syntézy (DDS) a metody digitalizace signálů. Pro ověření navržených konceptů byl zkonstruován první prototyp, který odhalil několik nedostatků návrhu a motivoval přechod na metodu přímého vzorkování. Na základě získaných poznatků jsou navrženy další kroky pro navazující bakalářskou práci.

KLÍČOVÁ SLOVA

Měřič impedance, LCR metr, samo-vyvažovací můstek, měření RLC, přímá digitální syntéza, digitalizace signálu, měřící zařízení, zkušební instrumentace

ABSTRACT

This semestral thesis deals with the design of a digital impedance meter (LCR meter). The aim of the work was to study the principles of impedance measurement and to propose a concept of a measuring device for the frequency range of 100 Hz to 100 kHz. The proposed solution utilizes the auto-balancing bridge method. The thesis describes the theoretical background of impedance measurement, signal source implementation using direct digital synthesis (DDS), and signal digitization methods. A first prototype was constructed to verify the proposed concepts, which revealed several design shortcomings and motivated the transition to a direct sampling method. Based on the findings, the next steps for the follow-up bachelor thesis are outlined.

KEYWORDS

Impedance meter, LCR meter, auto-balancing bridge, RLC measurement, direct digital synthesis, signal digitization, measuring device, test instrument

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 semestrální práce panu Ing. Alexandru Otáhalovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Obsah

Úvod	11
1 Teoretická část	12
1.1 Impedance	12
1.2 Veličiny odvozené z impedance	12
1.2.1 Primární parametry součástek	12
1.2.2 Činitel kvality	13
1.2.3 Ztrátový činitel	13
1.2.4 Ekvivalentní sériový odpór	13
1.3 Metody měření impedance	13
1.3.1 Můstková metoda	14
1.3.2 Rezonanční metoda	14
1.3.3 Metoda měření proudu a napětí	15
1.3.4 Samovyvažovací můstek	15
1.4 Měřiče impedance dostupné na trhu	16
1.4.1 Univerzální tester komponent	16
1.4.2 Ruční LCR měřiče	16
1.4.3 Stolní LCR měřiče	17
1.5 Závěr z teoretické části	18
2 Implementace analogového obvodu	20
2.1 Zdroj měřicího signálu	20
2.1.1 Přímá digitální syntéza (DDS)	20
2.1.2 Úprava stejnosměrné složky signálu	20
2.1.3 Úprava amplitudy	22
2.2 Samovyvažovací můstek	23
2.2.1 Výběr operačního zesilovače	23
2.2.2 Přepínání rozsahu	23
3 Digitalizace a zpracování signálů	25
3.1 Metoda převodu na stejnosměrná napětí	25
3.1.1 Špičkový detektor	25
3.1.2 Fázový detektor	26
3.2 Metoda vzorkování a digitálního zpracování	28
3.2.1 Vzorkování A/D převodníkem	28
3.2.2 Výpočet amplitud a fází z navzorkovaných signálů	29

4 První prototyp	30
4.1 Validované subsystémy	30
4.1.1 Napájecí systém	30
4.1.2 Generátor měřicího signálu	31
4.2 Zjištěné nedostatky	32
4.2.1 Zkreslující OZ	32
4.2.2 Nadbytečné zesilovače	32
4.2.3 Špatné měření fáze	32
Závěr	34
Literatura	35
Seznam symbolů a zkratek	37
Seznam příloh	38

Seznam obrázků

1.1	Schéma měřícího můstku	14
1.2	Schéma samo-vyvažovacího můstku	15
1.3	Univerzální tester komponent LCR-T4. Převzato z [4].	16
1.4	Ruční měřič LCR Keysight U1732C. Převzato z [3].	17
1.5	Stolní měřič Rohde & Schwarz LCX200. Převzato z [2].	18
2.1	Ilustrace principu DDS	21
2.2	Schéma obvodu pro úpravu stejnosměrné složky signálu.	21
2.3	Schéma obvodu pro nastavení amplitudy signálu.	22
3.1	Schéma špičkového detektoru	25
3.2	Graf vstupního a výstupního napětí šp. detektoru s demonstrací efektu šumu	26
3.3	Schéma XOR fázového detektoru. [6, str. 957]	27
3.4	Graf napětí XOR fázového detektoru.	27
3.5	Graf částí zašuměných sinusových signálů s vyznačenými průchody nulou	28
4.1	3D render prvního prototypu	30
4.2	Schéma napájecího systému prvního prototypu.	31
4.3	Schéma generátoru měřícího signálu.	32

Seznam tabulek

1.1 Porovnání LCR metrů [2] [3]	18
---	----

Úvod

V elektronické praxi se často setkáváme s požadavkem na měření impedance, od jednoduché identifikace hodnot součástek až po plnou charakterizaci kondenzátorů či cívek.

Měřiče impedance, často označované jako LCR metry, představují klíčové vybavení jak pro vývojové laboratoře, tak pro výrobní linky. Komerční LCR metry dosahují vysoké přesnosti a nabízejí široké spektrum funkcí, avšak jejich cena je často příliš vysoká pro běžné použití v domácích laboratořích a při vývoji prototypů. Tato skutečnost motivovala k návrhu vlastního měřicího zařízení, které by při rozumných nákladech poskytovalo dostatečnou přesnost pro běžné aplikace.

Práce se nejprve věnuje teoretickým základům měření impedance, včetně popisu různých měřicích metod se zaměřením na metodu samo-vyvažovacího můstku. Dále je popsána implementace zdroje měřicího signálu a jsou rozebrány metody digitálizace naměřených signálů. V praktické části je představen první prototyp zařízení, na kterém byly ověřeny navržené koncepty. Testování prototypu odhalilo několik nedostatků, které jsou v práci analyzovány a na základě kterých jsou navrženy další kroky pro navazující bakalářskou práci.

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 .

$$Z = R + jX \quad (1.1)$$

Impedance je často také vyjádřena v polárním tvaru:

$$Z = |Z| \cdot e^{j\varphi} = |Z| \angle \varphi \quad (1.2)$$

kde $|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$ je modul impedance a $\varphi = \arctan(\frac{X}{R})$ je fázový úhel (argument).

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

1.2 Veličiny odvozené z impedance

Při měření impedance součástek a obvodů je často cílem určit jejich fyzikální parametry nebo charakteristiky, které jsou z impedance odvozeny.

1.2.1 Primární parametry součástek

Pro základní pasivní součástky lze z naměřené impedance určit jejich primární parametry:

- **Odpor R** – reálná část impedance rezistoru
- **Indukčnost L** – vypočítá se z imaginární části impedance cívky podle vztahu:

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{\text{Im}(Z)}{2\pi f} \quad (1.3)$$

- **Kapacita C** – vypočítá se z imaginární části impedance kondenzátoru podle vztahu:

$$C = \frac{1}{2\pi f \cdot |X_C|} = \frac{-1}{2\pi f \cdot \text{Im}(Z)} \quad (1.4)$$

kde f je frekvence měřicího signálu.

1.2.2 Činitel kvality

Činitel kvality Q (quality factor) vyjadřuje poměr mezi reaktivní a rezistivní složkou impedance. [1] Pro cívky a kondenzátory se definuje jako:

$$Q = \frac{|X|}{R} = \frac{|\text{Im}(Z)|}{\text{Re}(Z)} \quad (1.5)$$

Vysoká hodnota Q znamená nízké ztráty v součástce. Typicky se Q používá pro charakterizaci cívek a rezonančních obvodů.

1.2.3 Ztrátový činitel

Ztrátový činitel D (dissipation factor) je převrácenou hodnotou činitele kvality:

$$D = \frac{1}{Q} = \frac{R}{|X|} = \frac{\text{Re}(Z)}{|\text{Im}(Z)|} \quad (1.6)$$

Tato veličina se často používá pro charakterizaci kondenzátorů, kde vyjadřuje poměr ztrátové energie k energii uložené v elektrickém poli [1].

1.2.4 Ekvivalentní sériový odpor

Ekvivalentní sériový odpor ESR (Equivalent Series Resistance) představuje rezistivní složku impedance v sériovém náhradním modelu součástky [1]. Pro kondenzátory a cívky je ESR důležitým parametrem, který charakterizuje jejich ztráty:

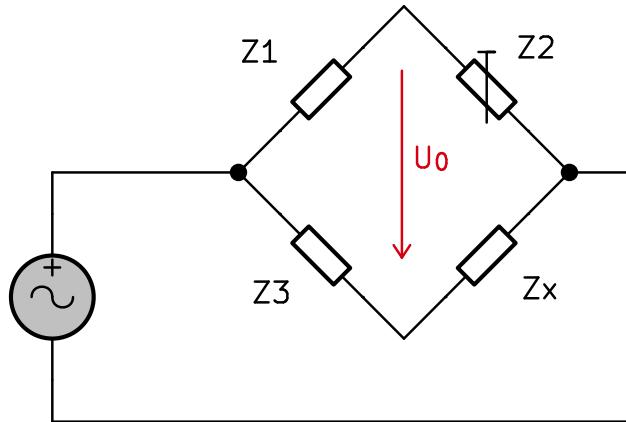
$$\text{ESR} = \text{Re}(Z) \quad (1.7)$$

Nízká hodnota ESR je žádoucí zejména u kondenzátorů používaných ve spínacích zdrojích a vysokofrekvenčních aplikacích.

1.3 Metody měření impedance

Existuje mnoho metod pro měření impedance, z nichž každá má své výhody a nevýhody. Neexistuje jediná nejlepší metoda – volba závisí na požadované přesnosti, měřeném frekvenčním rozsahu, typu měřené impedance a dalších faktorech.

Níže je popsáno několik metod, které se v běžné laboratorní praxi používají. Dále existuje několik specializovaných metod pro měření impedance při rádiových frekvencích, které zde nejsou zmíněny.



Obr. 1.1: Schéma měřícího můstku

1.3.1 Můstková metoda

Měření pomocí můstku je jednoduché a přesné, avšak často nepraktické. Princip metody spočívá v tom, že pokud jsou impedanční hodnoty obou větví (Z_2 a Z_x) stejné, pak musí být napětí mezi větvemi nulové. Schéma můstku je zobrazeno v obr. 1.1. [1]

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.

1.3.2 Rezonanční metoda

Rezonanční metoda měření impedance využívá vlastností rezonančního obvodu, který vznikne zapojením měřené impedance do sériového nebo paralelního RLC obvodu. [1]

Princip metody spočívá v tom, že při rezonanční frekvenci f_0 dosahuje sériový RLC obvod minimální impedance (pouze rezistivní složka), zatímco paralelní RLC obvod dosahuje maximální impedance. Rezonanční frekvence je dána Thomsonovým vzorcem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.8)$$

Pro měření neznámé impedance se obvykle používá sériový rezonanční obvod. Měřená impedance se zapojí sériově s opačným typem reaktance známé hodnoty:

- Pro měření **indukčnosti** (cívky) se zapojí sériově s kondenzátorem známé kapacity C . Z naměřené rezonanční frekvence f_0 se pak vypočítá indukčnost:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} \quad (1.9)$$

- Pro měření **kapacity** (kondenzátoru) se zapojí sériově s cívkou známé indukčnosti L . Z naměřené rezonanční frekvence f_0 se pak vypočítá kapacita:

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} \quad (1.10)$$

Výhodou této metody je její jednoduchost a možnost měření při vysokých frekvencích. Nevýhodou je nutnost znalosti přesné hodnoty referenční součástky a omezení na měření jen jedné z reaktivních složek (indukčnosti a kapacity), zatímco rezistivní složka se měří obtížněji.

1.3.3 Metoda měření proudu a napětí

Princip této metody je výpočet hodnoty neznámé impedance z naměřených hodnot napětí a proudu podle Ohmova zákona. [1] V praxi se proud měří pomocí měření napětí na bočníku.

$$|Z| = \frac{U_x}{I_x} = \frac{U_x}{U_r} \cdot R1 \quad (1.11)$$

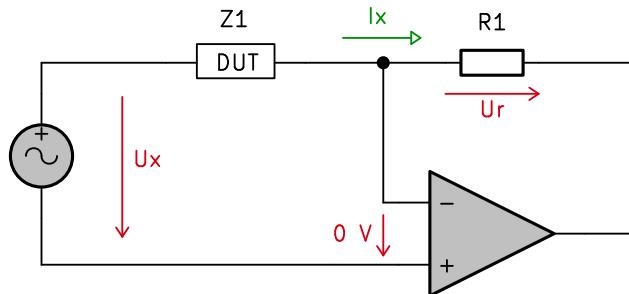
Takovým měřením však získáme pouze modul komplexní impedance, z čehož nelze určit, zda je charakter impedance rezistivní nebo reaktivní. Proto je nutné měřit také fázový posun U_x a U_r , který je roven argumentu φ .

$$Z = |Z| \angle \varphi \quad (1.12)$$

1.3.4 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). [1]

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

1.4 Měřiče impedance dostupné na trhu

Na trhu je mnoho dostupných zařízení pro měření impedance. Pro ukázku byly vybrány tři, každé reprezentující svou cenovou kategorii.

1.4.1 Univerzální tester komponent

Jako zástupce nejlevnější třídy byl vybrán tester LCR-T4 (viz obr. 1.3). Tento přístroj neměří přímo impedance, 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. Převzato z [4].

Přesnost měření není udávána, přístroj totiž slouží pouze pro hrubou identifikaci součástek. Cena se pohybuje okolo 350 Kč [4].

1.4.2 Ruční LCR měřiče

Pokročilejší přístroje jsou ruční měřiče LCR ve formě podobné multimeterům. 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. [3]



Obr. 1.4: Ruční měřič LCR Keysight U1732C. Převzato z [3].

1.4.3 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).

Tyto přístroje podporují čtyřbodovou metodu měření, která eliminuje parazitní indukčnost měřících sond. Na rozdíl 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. [2]



Obr. 1.5: Stolní měřič Rohde & Schwarz LCX200. Převzato z [2].

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 [2] [3]

Parametr	Keysight U1732C	Rohde & Schwarz LCX200
Konstrukce	Ruční	Stolní
Cena	≈ 13 000 – 15 000 Kč	≈ 120 000 – 300 000 Kč
Frekvenční rozsah	Pevné body: 100 Hz, 120Hz, 1 kHz, 10 kHz	Spojitý: 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)
Rychlosť měření	~ 1–2 měření/s	až 250 měření/s
Konektivita	IR-to-USB	USB, LAN, Digital I/O, GPIB

1.5 Závěr z teoretické části

Na základě rešerše komerčně dostupných přístrojů [3] [2] byly stanoveny klíčové parametry navrhovaného zařízení. Cílem je vytvořit přístroj, který se svými vlastnostmi

přiblíží profesionálním řešením, avšak s výrazně nižšími pořizovacími náklady.

Specifikace navrhovaného zařízení:

- **Frekvenční rozsah:** 100 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 V – 2 V
- **Stejnosměrná složka (Bias):** 0 – 2 V
- **Konektivita:** Komunikace s PC a napájení přes USB

2 Implementace analogového obvodu

Tato kapitola se zabývá obecnou implementací analogové měřící části zařízení.

2.1 Zdroj měřícího signálu

Komponentu, jejíž impedanci chceme měřit, je nezbytné vybudit adekvátním napětím.

Specifikace návrhových požadavků definuje, že budicí zdroj musí generovat harmonické střídavé napětí s plně nastavitelnými parametry: frekvence, amplituda a superponovaná stejnosměrná složka (DC offset).

2.1.1 Přímá digitální syntéza (DDS)

V moderních měřičích 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. [6, str. 451] Signál z převodníku je následně filtrován dolní propustí o adekvátní mezní frekvenci, která odstraní vyšší harmonické složky vzniklé z diskrétních digitálních kroků. Princip funkce DDS je ilustrován na obr. 2.1.

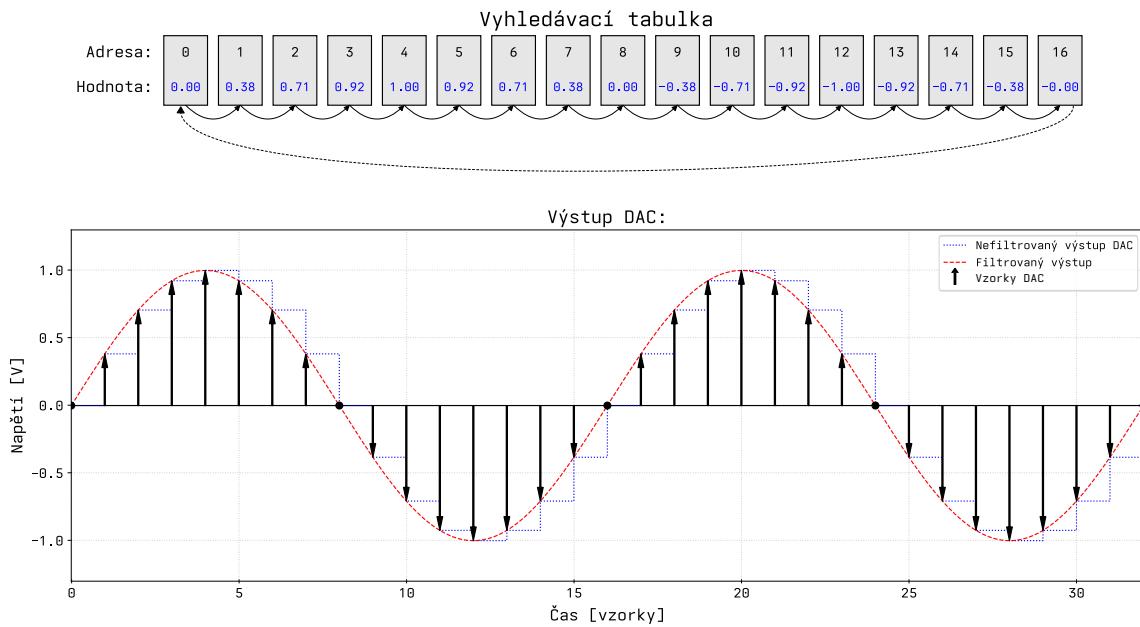
V praxi se používají integrované obvody, které řeší celou funkčnost DDS (např. AD9837 [7]). Vstupní parametr požadované frekvence se do nich zadává pomocí sériové sběrnice z mikrokontroléru.

2.1.2 Úprava stejnosměrné složky signálu

Integrované obvody DDS typicky generují signál s takovou superponovanou stejnosměrnou složkou, že výstupní napětí je vždy kladné. [7] 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 2.1. Hodnoty R a C jsou voleny tak, aby mezní frekvence byla v rozmezí 10 Hz až 30 Hz (rovnice 2.2).

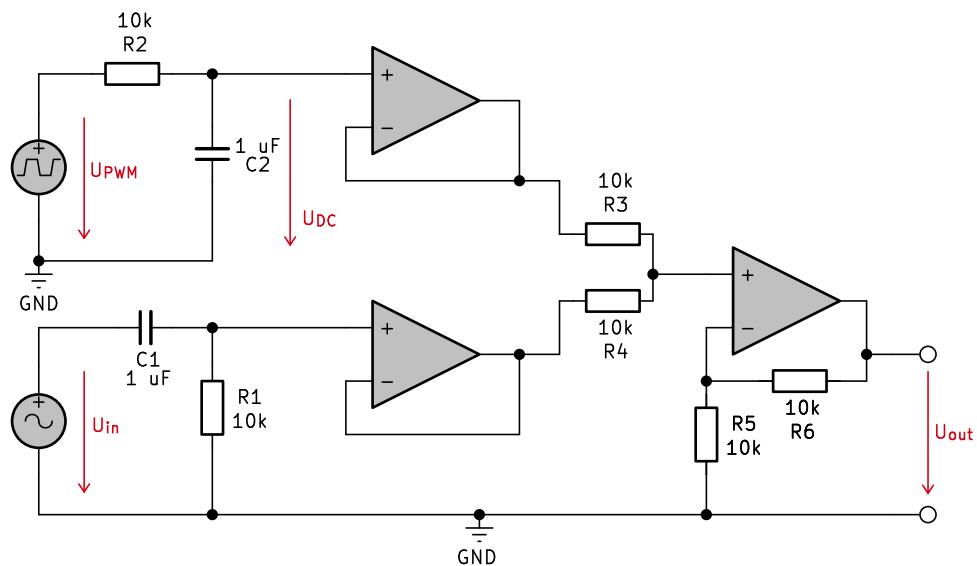
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.1)$$



Obr. 2.1: Ilustrace principu DDS

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 10000 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 15,92 \text{ Hz} \quad (2.2)$$

V některých případech je žádoucí k vyfiltrovanému signálu přidat nastavitelnou stejnosměrnou složku. Toho se jednoduše dosáhne 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. 2.2.



Obr. 2.2: Schéma obvodu pro úpravu stejnosměrné složky signálu.

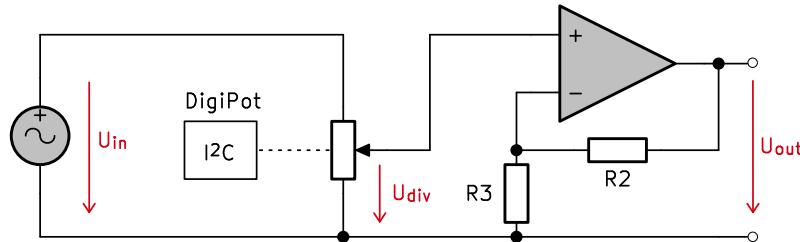
2.1.3 Úprava amplitudy

Jednoduché integrované obvody DDS typicky nepodporují nastavení amplitudy nebo stejnosměrné složky signálu, tuto úpravu je tedy nutno provést externě. [7]

Digitálního řízení amplitudy lze dosáhnout několika způsoby, například:

- Zapojit sinusový signál jako referenci D/A převodníku, který pak bude fungovat jako digitálně ovládaný dělič. [6, str. 413]
- Použít zesilovač s programovatelným zesílením (PGA). Tyto zesilovače většinou mají málo úrovní zesílení. [6, str. 371]
- 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 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 nízkoimpedanční.

Z těchto metod se jako nejvhodnější jeví poslední jmenovaná. Její schéma je zobrazeno na obr. 2.3.



Obr. 2.3: Schéma obvodu pro nastavení amplitudy signálu.

Fixní zesílení operačního zesilovače se řídí vztahem 2.3.

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_3} \quad (2.3)$$

Vstupní amplituda je dána $U_{in} = 0,6$ V, požadovaná maximální amplituda signálu je $U_{out} = 3$ V. Dosazením (rovnice 2.4) získáme poměr rezistorů R_2 a R_3 .

$$A = \frac{3}{0,6} = 5 = 1 + \frac{4}{1} \quad (2.4)$$

Prakticky můžeme použít např. $R_3 = 10$ k \cdot ; $R_2 = 4 \times 10$ k \cdot v sérii.

Celková amplituda výstupního signálu U_{out} vychází z rovnice 2.5. Digitální hodnotu potenciometru pro konkrétní amplitudu U_{out} vypočítáme ze vztahu 2.6.

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{X}{2^n} \cdot A \quad (2.5)$$

$$X = \frac{2^n \cdot U_{\text{out}}}{A \cdot U_{\text{in}}} \quad (2.6)$$

kde n je bitové rozlišení digitálního potenciometru.

2.2 Samovyvažovací můstek

Ústřední částí měřícího obvodu je samovyvažovací můstek, který se chová jako převodník proudu na napětí. Skládá se z OZ a referenčního rezistoru.

2.2.1 Výběr operačního zesilovače

Operační zesilovač v měřící 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 měřící frekvence.
2. **Vstupní proud** – Vstupní proud OZ by měl být co nejnižší, aby nedocházelo ke zkreslení zejména při měření vysokých impedancí. [18] 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. **Rychlosť přeběhu (slew rate)** – Rychlosť 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. [6, str. 248]

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. 1Ω , 10Ω), pro měření vysokých impedancí se použije větší bočník (např. $1 k\cdot$, $10 k\cdot$).

Pro přepínání bočníků lze použít několik metod:

- **Relé** – Mechanická relé poskytuje nejlepší vlastnosti z hlediska odporu v sepnutém stavu (typicky $< 100 m\cdot$) a izolace v rozepnutém stavu. Nevýhodou je jejich pomalé přepínání (typicky 5–10 ms), omezená životnost a vyšší cena. [19]
- **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 pod 10% plného rozsahu A/D převodníku, přepnout na menší bočník.
4. Pokud je napětí 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 měřícího signálu, než se provede finální měření, aby se přechodové jevy ustálily.

Hodnoty bočníků by mely být voleny tak, aby se jejich rozsahy překrývaly, což umožňuje plynulé přepínání bez mezer v měřitelném rozsahu.

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 možné vypočítat impedanci obvodu.

Pro výpočet komplexní impedance je potřeba znát amplitudy a fáze obou signálů. 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).

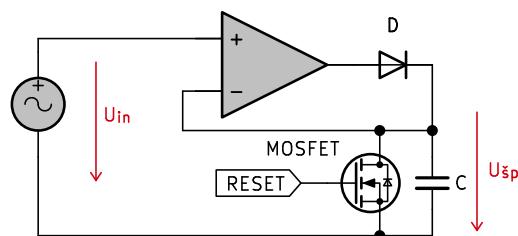
Výhodou takového přístupu je nízký nárok na vzorkovací rychlosť ADC, které proto může být velmi precizní. S tím se spojuje i jednoduchost zpracování v mikrokontroléru, který počítá pouze s několika vzorky.

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

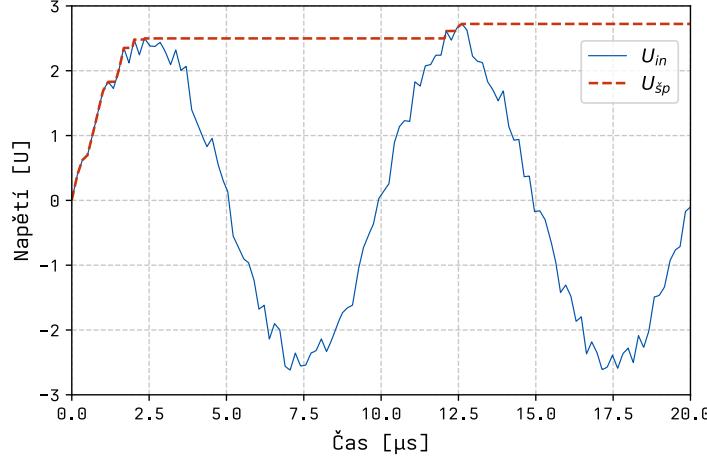
Pro měření amplitudy střídavého signálu lze použít špičkový detektor, který je realizován kondenzátorem nabíjeným přes diodu, která brání vybíjení v závěrném směru.

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. [5]



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 šp. 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 fazu, 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). [6, str. 957]

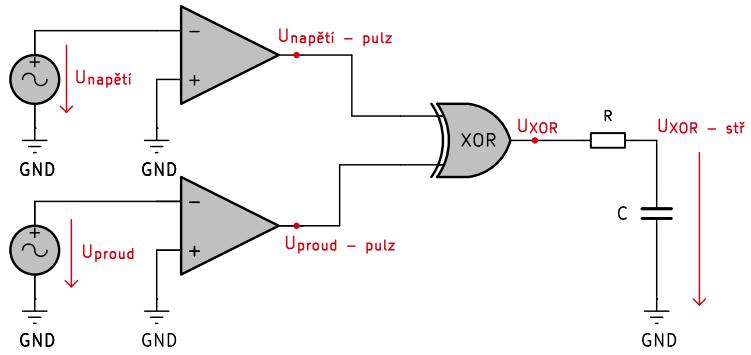
Fázový posun se ze střední hodnoty vypočítá následovně:

$$k = \frac{180}{U_{log}} \quad (3.1)$$

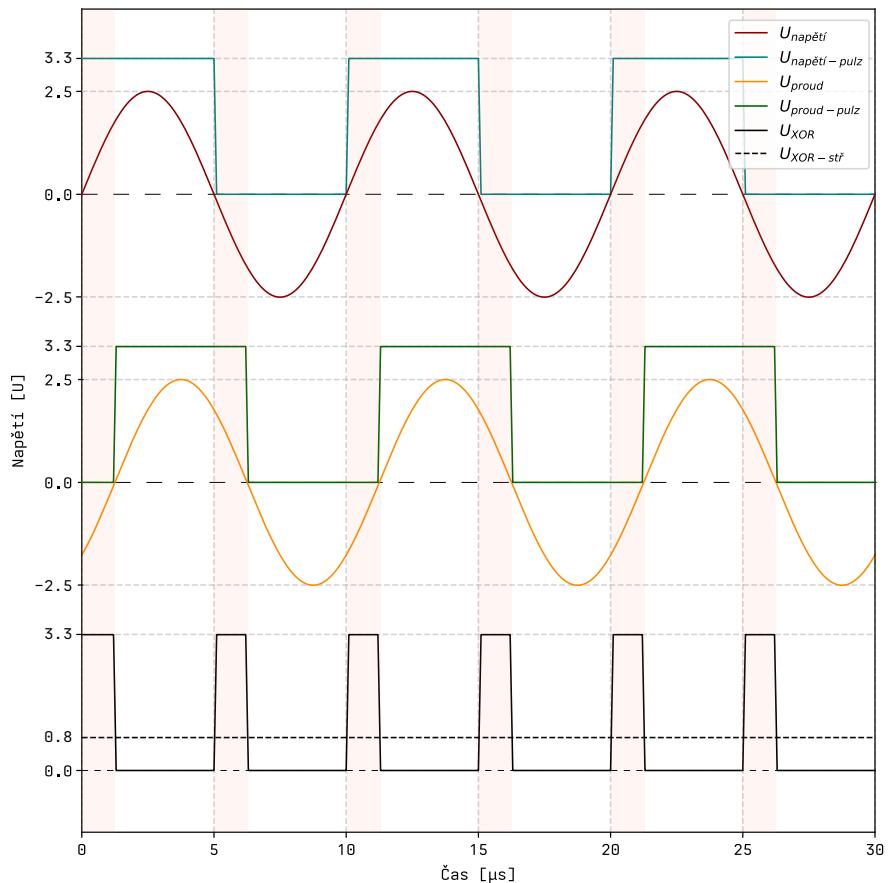
$$\varphi = k \cdot U_{XOR-stř} \quad [^\circ] \quad (3.2)$$

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. [6, str. 957]

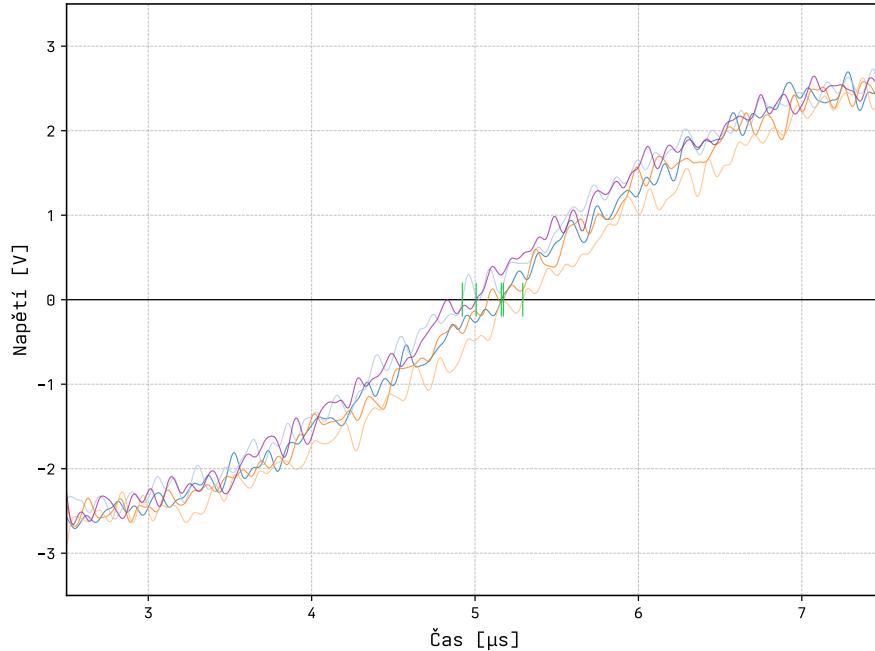


Obr. 3.4: Graf napětí XOR fázového detektoru.

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 ovlivněny 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 [17, str. 11], který říká, že vzorkovací frekvence f_{vz} musí být alespoň dvojnásobkem nejvyšší frekvence v signálu f_{max} :

$$f_{\text{vz}} \geq 2 \cdot f_{\text{max}} \quad (3.3)$$

V praxi se však používá vzorkovací frekvence výrazně vyšší, typicky 10 až 20násobek 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 $\frac{f_{vz}}{2}$.

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 dosáhnout použitím dvou A/D převodníků pracujících současně.

3.2.2 Výpočet amplitud a fází z navzorkovaných signálů

Amplituda a fáze se z navzorkovaných dat vypočítá pomocí diskrétní Fourierovy transformace (DFT), konkrétně se použije její zjednodušená forma pro jednu frekvenci (dosadí se frekvence budícího signálu) [8, kap. 8]. Pro zvýšení přesnosti měření se výpočet provádí z více navzorkovaných period signálu.

Pro harmonický signál ve tvaru $u(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$ lze amplitudu A a fázi φ vypočítat pomocí vztahů:

$$A = \sqrt{U_c^2 + U_s^2} \quad (3.4)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{-U_s}{U_c}\right) \quad (3.5)$$

kde U_c a U_s jsou kosinová a sinová složka signálu. Při vzorkování M period signálu s N vzorky na periodu (celkem $M \cdot N$ vzorků) jsou tyto složky vypočítány podle vztahů:

$$U_c = \frac{2}{M \cdot N} \sum_{i=1}^{M \cdot N} u_i \cos\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \quad (3.6)$$

$$U_s = \frac{2}{M \cdot N} \sum_{i=1}^{M \cdot N} u_i \sin\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \quad (3.7)$$

Tento výpočet se provede pro oba kanály – napětí i proud. Fázový posun mezi napětím a proudem je pak dán rozdílem jejich fází:

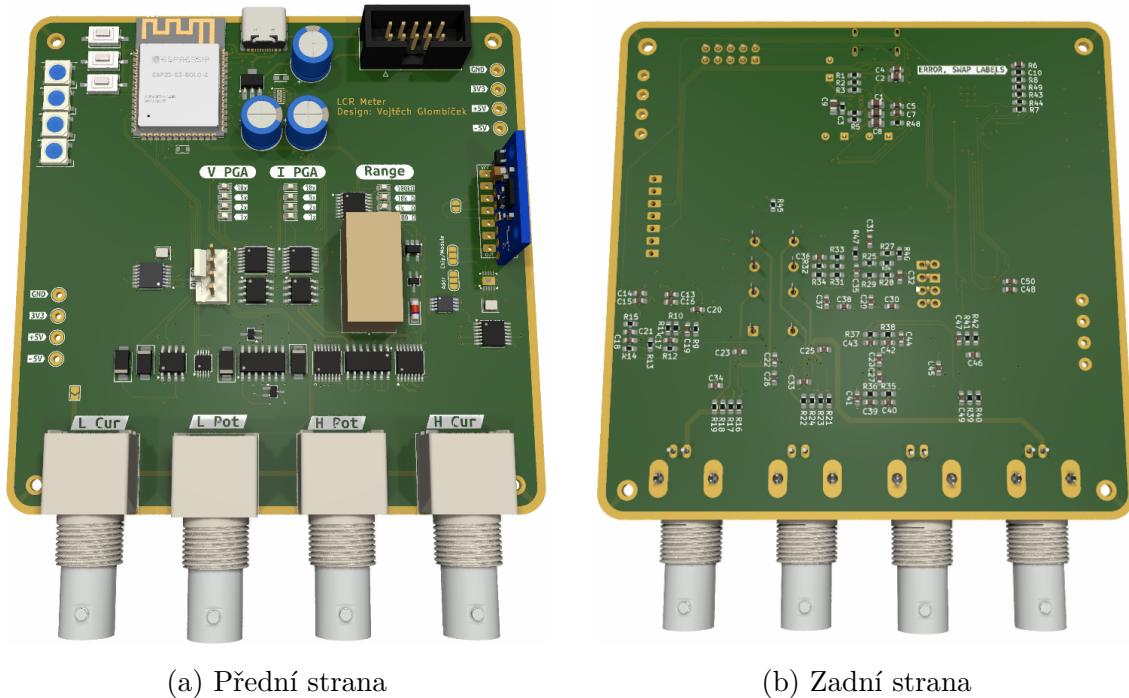
$$\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_i \quad (3.8)$$

Výhodou této metody je vysoká odolnost vůči šumu a harmonickým zkreslením, protože DFT extrahuje pouze složku na základní frekvenci měřeného signálu.

4 První prototyp

První pokus o návrh zařízení byl založen na metodě převodu na stejnosměrná napětí, která je blíže popsána v kapitole 3.1. Tato metoda se však později ukázala jako slepá vývojová větev, protože neposkytovala dostatečnou přesnost měření. Pro ověření konceptu byl vytvořen prototyp zařízení (obr. 4.1).

Prototyp obsahoval pouze měřící část bez uživatelského rozhraní. Naměřená data byla přenášena na počítač pomocí sériové linky. Původní záměr byl připojit ovládací modul s displejem a tlačítky později jako samostatný modul.



Obr. 4.1: 3D render prvního prototypu

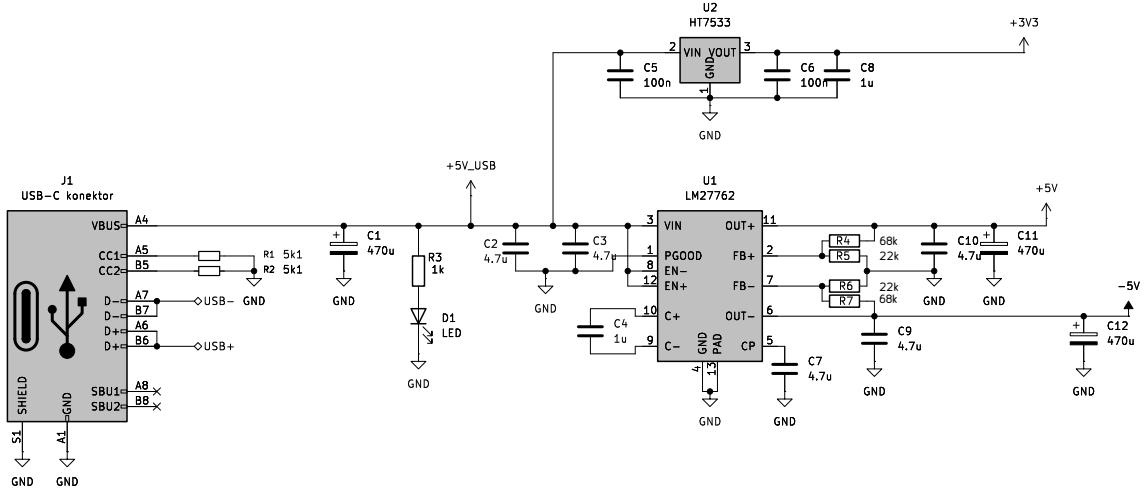
4.1 Validované subsystémy

Na prototypu byly odzkoušeny řešení pro napájení a generaci měřicího signálu. Tyto subsystémy fungovaly bezproblémově a budou proto přeneseny do finálního návrhu.

4.1.1 Napájecí systém

Celé zařízení je napájeno z 5V USB. Dále je zařazen jednoduchý lineární regulátor HT7533, který poskytuje napájecí linku 3,3 V pro digitální součástky.

Jelikož analogová část obvodu pracuje se střídavým napětím, potřebují OZ kladnou i zápornou napájecí linku. Tu zajišťuje integrovaný obvod LM27762 od společnosti Texas Instruments [11]. Tento čip v sobě sdružuje invertující nábojovou pumpu a lineární regulátory pro obě koleje. Schéma napájecího systému je zobrazeno na obr. 4.2.



Obr. 4.2: Schéma napájecího systému prvního prototypu.

Rezistory R_4 až R_7 tvoří děliče zpětné vazby a nastavují výstupní napětí regulátorů.

Výstupní napětí kladné kolej je dáno vztahem 4.1.

$$V_{OUT+} = 1,2 \text{ V} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_5} \quad (4.1)$$

Analogicky pro zápornou kolej platí vztah 4.2.

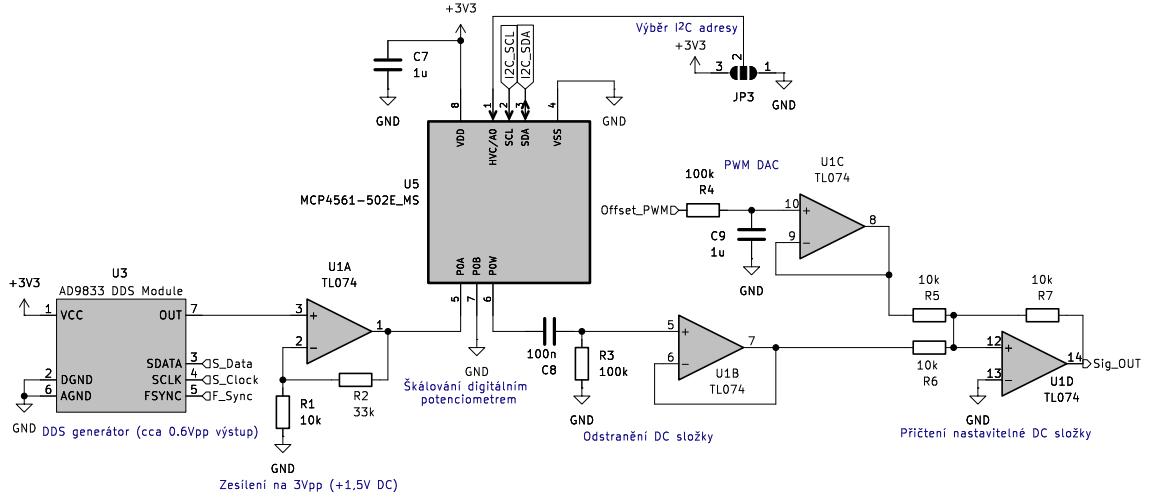
$$V_{OUT-} = -1,2 \text{ V} \cdot \frac{R_6 + R_7}{R_7} \quad (4.2)$$

Zvolením hodnot $R_4 = R_6 = 68 \text{ k}\cdot$ a $R_5 = R_7 = 22 \text{ k}\cdot$ je regulace výstupu nastavena na $\pm 4,91 \text{ V}$. Tím je zajištěn dostatečný prostor pro úbytek napětí na regulátorech. [11]

4.1.2 Generátor měřícího signálu

Generátor měřícího signálu je realizován pomocí DDS syntézy, jak bylo popsáno v kapitole 2.1.1. Jelikož výstupní signál integrovaného obvodu AD9837 má jak amplitudu, tak stejnosměrnou složku 0,3 V [7], bylo nutné použít upravovací obvod se zesilovačem, digitálním potenciometrem a sčítáčkou. V tomto prototypu byla nedopatřením zapojena sčítáčka jako invertující zesilovač, nastavený DC offset byl tedy záporný. Schéma generátoru je zobrazeno na obr. 4.3.

Měřením bylo zjištěno, že tento návrh generátoru signálu je plně funkční i při maximální frekvenci 100 kHz.



Obr. 4.3: Schéma generátoru měřicího signálu.

4.2 Zjištěné nedostatky

V průběhu testování prototypu došlo k odkrytí několika chyb v návrhu. Z toho pramenil další výzkum způsobů měření, jako metoda přímého vzorkování signálů.

4.2.1 Zkreslující OZ

V zájmu snížení nákladů na prototyp byl v samovyvažovacím můstku použit levnější OZ TLV9154 [15]. Při vyšších frekvencích bylo osciloskopem změřeno, že tento OZ zkresluje tvar sinusového signálu, což výrazně snižuje přesnost měření.

4.2.2 Nadbytečné zesilovače

V návrhu prototypu byly v dráze signálu měřeného napětí a proudu použity diferenční zesilovače INA823 s nastavitelným zesílením [16]. Zesílení bylo nastavováno připojením různých rezistorů pomocí analogového multiplexeru.

To se ukázalo jako zbytečná komplikace, nastavování rozsahů pak bylo příliš složité.

4.2.3 Špatné měření fáze

V tomto prototypu bylo měření fáze implementováno pomocí detekce průchodu nulou komparátorem a následném měření časové prodlevy hran pulzů mikrokontrolé-

rem. Takové měření je nejen nákladné na procesorový čas vzhledem k časté aktivaci přerušení, ale také při frekvenci 100 kHz neposkytuje vysoké rozlišení.

Závěr

Cílem této semestrální práce bylo nastudovat principy měření impedance elektrických součástek a navrhnout koncepci měřiče impedance pro frekvenční pásmo do 100 kHz.

V teoretické části práce byly popsány základní principy měření impedance a analyzovány různé metody realizace měřicích přístrojů. Jako hlavní koncept byl zvolen samo-vyvažovací můstek, který se používá v moderních komerčních LCR metrech. Dále byla zpracována problematika generace měřicího signálu metodou přímé digitální syntézy (DDS) a možnosti úpravy jeho parametrů – amplitudy a stejnosměrné složky.

Významná část práce byla věnována digitalizaci a zpracování signálů. Byla analyzována jednodušší metoda převodu na stejnosměrná napětí pomocí špičkových a fázových detektorů, která se však ukázala jako nevhodná pro přesná měření kvůli citlivosti na šum. Proto byla navržena alternativní metoda přímého vzorkování harmonických signálů A/D převodníkem a jejich následného zpracování diskrétní Fourierovou transformací.

Pro ověření navržených konceptů byl zkonstruován první prototyp měřiče. Na tomto prototypu byly úspěšně ověřeny subsystémy napájení a generátoru měřicího signálu. Testování však odhalilo několik nedostatků návrhu, což motivovalo přechod na metodu digitalizace přímým vzorkováním.

Na základě získaných poznatků bude práce v navazující bakalářské práci pokračovat následujícími kroky:

- Konstrukce testovacího přípravku pro ověření synchronního vzorkování dvou signálů při vzorkovací frekvenci 1 MHz.
- Finální návrh a realizace kompletního měřiče impedance s vylepšenou analogovou částí a implementací metody přímého vzorkování.
- Provedení ověřovacích měření na sadě referenčních součástek a porovnání výsledků s komerčním laboratorním přístrojem.
- Stanovení dosažené přesnosti měření a zhodnocení parametrů zařízení.

Literatura

- [1] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *Impedance Measurement Handbook: A Guide to Measurement Technology and Techniques*. [online]. 6th ed. Application Note 5950-3000. Dostupné z: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-06840/application-notes/5950-3000.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [2] ROHDE & SCHWARZ. *R&S LCX LCR Meters: Data Sheet*. [online]. Verze 03.00, Dok. č. 3609.8309.32. Dostupné z: 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. [cit. 2026-01-03].
- [3] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *U1730C Series Handheld LCR Meters: Data Sheet*. [online]. Dostupné z: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-02950/data-sheets/5990-7778.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [4] HADEX. *Univerzální tester součástek LCR-T4* [online]. Dostupné z: <https://www.hadex.cz/r098-univerzalni-tester-soucastek-lcr-t4/>. [cit. 2026-01-03].
- [5] ELLIOTT, Rod. *AN014 – Peak Detection Circuits* [online]. 2017. Dostupné z: <https://sound-au.com/appnotes/an014.htm>. [cit. 2026-01-03].
- [6] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. *The Art of Electronics*. 3rd ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2015. ISBN 978-0521809269.
- [7] ANALOG DEVICES, Inc. *AD9837: Low Power, 8.5mW, 2.3 V to 5.5 V, Programmable Waveform Generator*. [online]. Rev. A. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9837.PDF>. [cit. 2026-01-03].
- [8] SMITH, Steven W. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. San Diego: California Technical Publishing, 1997. ISBN 978-0-9660176-3-2. Dostupné také z: <http://www.dspsguide.com/>. [cit. 2026-01-03].
- [9] ESPRESSIF SYSTEMS. *ESP32-S3 Series Datasheet*. [online]. Dostupné z: https://documentation.espressif.com/esp32-s3_datasheet_en.pdf. [cit. 2026-01-03].
- [10] ESPRESSIF SYSTEMS. *ESP32-S3 Hardware Design Guidelines*. [online]. Dostupné z: <https://docs.espressif.com/projects/esp-hardware-design-guidelines/en/latest/esp32s3/esp-hardware-design-guidelines-en-master-esp32s3.pdf>. [cit. 2026-01-03].

- [11] TEXAS INSTRUMENTS. *LM27762 Switched Capacitor Inverting Regulator*. [online]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm27762.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [12] TEXAS INSTRUMENTS. *REF3033-Q1: 3.0-V, 50-ppm/°C, 50-µA, SOT-23-3 Voltage Reference*. [online]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ref3033-q1.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [13] ON SEMICONDUCTOR. *NCD9801: 16-Bit, 1MSPS, Single-Channel, Low-Power ADC*. [online]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/ncd9801-d.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [14] TEXAS INSTRUMENTS. *OPA2810 Wideband, Low-Noise, Voltage-Feedback Operational Amplifier*. [online]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2810.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [15] TEXAS INSTRUMENTS. *TLV9154 Quad-Channel, 16-V, Low-Noise, Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifier*. [online]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv9154.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [16] TEXAS INSTRUMENTS. *INA823 Precision, Low-Power, Wide-Supply (2.7-V to 36-V) Instrumentation Amplifier*. [online]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina823.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [17] SHANNON, Claude E. *Communication in the Presence of Noise*. v Proceedings of the IRE, vol. 37, no. 1, s. 10–21, 1949. DOI: 10.1109/JRPROC.1949.232969. Dostupné také z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1697831> [cit. 2026-01-03].
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. *LCR Meter Analog Front-End Reference Design (TIDA-060029)*. [online]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ug/tidueu6b/tidueu6b.pdf>. [cit. 2026-01-03].
- [19] CIT RELAY & SWITCH. *J104D Series Relay Datasheet*. [online]. Rev. B. Dostupné z: <https://www.citrelay.com/wp-content/uploads/2025/05/Relay-J104D.pdf>. [cit. 2026-01-03].

Seznam symbolů a zkratek

LCR	indukčnost, kapacita, odpor
ESR	equivalent series resistance (ekvivalentní sériový odpor)
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 approximace)
OZ	operační zesilovač
GBW	gain bandwidth product
DFT	discrete Fourier transform (diskrétní Fourierova transformace)
FFT	fast Fourier transform (rychlá Fourierova transformace)
RMS	root mean square (efektivní hodnota)
CMOS	complementary metal-oxide-semiconductor
I²S	inter-IC sound
DMA	direct memory access (přímý přístup do paměti)
DAC	digital-analog converter (digitálně-analogový převodník)
f_{vz}	vzorkovací kmitočet

Seznam příloh

1. Návrhové soubory prototypu (formát KiCAD 9.0) – [prototyp_LCRmetr.zip](#)