

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

LEVNÝ MODUL PRO ANALÝZU IMPEDANCÍ ZEMNĚNÝCH I PLOVOUCÍCH DVOJPÓLŮ NA OSCILOSKOPU S MĚŘENÍM KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY

LOW-COST MODULE FOR IMPEDANCE ANALYSIS OF GROUNDED AND FLOATING TWO-TERMINALS
WITH OSCILLOSCOPE HAVING FREQUENCY RESPONSE ANALYSIS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Marek Svoboda

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

BRNO 2021

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Marek Svoboda

ID: 211319

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Levný modul pro analýzu impedancí zemněných i plovoucích dvojpólů na osciloskopu s měřením kmitočtové charakteristiky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte metody (pasivní, aktivní) měření impedance (modulu a fáze) pomocí dvoukanálového osciloskopu s funkcí měření kmitočtové charakteristiky a diskutujte vlastnosti (výhody a nevýhody) a omezení takového měření (kmitočtové, modulové, rozlišení, odhadněte přesnost). Zaměřte se na analogovou část, digitální zpracování provede osciloskop. Dejte pozor na vliv případného DC napětí v aktivním obvodu, které by mohlo ovlivnit chování připojeného obvodu, ve kterém se impedance zjišťuje. Chování analogové části analyzujte simulacemi včetně vlivu výrobního rozptylu součástek na přesnost měření. Navrhněte přípravek jako miniaturní kompaktní zařízení k osciloskopu (krabíčka, plošný spoj), který využívá několik diskutovaných metod.

Přípravek vyrobte a několika metodami získané výsledky testů impedancí porovnejte. Provedte měření několika typických (R, C, L) i složitějších (prvky fraktálního charakteru) testovacích dvojpólů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BARTUŠEK, Karel. Měření v elektrotechnice. 2., přeprac. a dopl. vyd. Brno: VUTIUM, 2010. ISBN 978-80-2-4-4160-6.

[2] AL-ALI, Abdulwadood, Brent MAUNDY a Ahmed ELWAKIL. Design and Implementation of Portable Impedance Analyzers. Switzerland: Springer, 2019. ISBN 978-3-030-11783-2.

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 27.5.2021

Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

Práce se zabývá analýzou tří vybraných typů převodníků impedance-napětí. Převodníky jsou určeny k automatizovanému měření impedancí pomocí osciloskopu s implementovanou funkcí analýzy kmitočtové odezvy. Cílem práce je doporučit postup návrhu převodníků a ilustrovat dopad nesprávné volby součástek na přesnost měření. Pro všechny převodníky byly vypracovány simulační měření základních pasivních součástek a složitějších dvojpólů.

KLÍČOVÁ SLOVA

analýza kmitočtové odezvy, měření impedance, měřicí převodník, impedance-napětí, kmitočtově závislý dělič

ABSTRACT

The work deals with the analysis of three selected types of impedance-voltage converters. The converters are designed for automated impedance measurement using an oscilloscope with an implemented frequency response analysis function. The aim of this work is to recommend the procedure of transducer design and to illustrate the impact of incorrect component selection on measurement accuracy. Simulations and measurements of basic passive components and more complex passive elements were developed for all converters.

KEYWORDS

frequency response analysis, impedance measurement, measuring transducer, impedance-voltage, frequency dependent divider

SVOBODA, Marek. *Levný modul pro analýzu impedancí zemněných i plovoucích dvojpólů na osciloskopu s měřením kmitočtové charakteristiky*. Brno, 2020, 61 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Levný modul pro analýzu impedancí zem-něných i plovoucích dvojpólů na osciloskopu s měřením kmitočtové charakteristiky“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 zá-kona 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

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu doc. Ing. Romanu Šotnerovi, Ph.D. za příkladné vedení, trpělivost a ochotu.

Obsah

Úvod	17
1 Teoretický rozbor	19
1.1 Popis funkce FRA	20
1.2 Měření pomocí napětového děliče	20
1.3 Měření impedance pomocí VFA OZ	21
1.4 Měření impedance pomocí CFA OZ	22
1.5 Další metody měření	23
1.5.1 Měření pomocí speciálních integrovaných obvodů	23
1.6 Popis testovacích impedancí	24
1.6.1 Fraktální dvojpóly	25
2 Vyhodnocení vlastností převodníků	27
2.1 Převodník s CFA OZ	27
2.1.1 Měření C	28
2.1.2 Měření L	31
2.1.3 Měření fraktálního dvojpólu	33
2.1.4 Zhodnocení vlastností	33
2.2 Převodník s VFA OZ	34
2.2.1 Použité aktivní prvky	34
2.2.2 Měření C	35
2.2.3 Měření L	39
2.2.4 Měření fraktálního dvojpólu	41
2.2.5 Zhodnocení vlastností	42
2.3 Dělič	42
2.3.1 Použité aktivní prvky	42
2.3.2 Měření C	43
2.3.3 Měření L	45
2.3.4 Měření fraktálního dvojpólu	46
2.3.5 Zhodnocení vlastností	47
3 Návrh přípravku	49
3.1 Konstrukční řešení	49
3.2 Doporučení pro měření	50
3.3 Vyhotovený měřicí modul	50
3.4 Měření na výsledném modulu	51
Závěr	53

Literatura	55
Seznam symbolů, veličin a zkratk	59

Seznam obrázků

1.1	Kmitočtově závislý napěťový dělič	20
1.2	AD8130 jako rozdílový zesilovač s jednotkovým zesílením	21
1.3	VFA OZ jako převodník impedance-napětí	21
1.4	Vnitřní schéma CFA AD844	22
1.5	CFA OZ jako převodník impedance-napětí	23
1.6	Topologie měřených fraktálních dvojpólů	26
2.1	Náhradní schéma AD844 v programu SNAP	27
2.2	Experimentální určení referenčního rezistoru na základě simulace	28
2.3	Impedance kompenzačního uzlu, měřeno nakrátko	30
2.4	Měření modulu keramického kondenzátoru 100 nF, AD844	30
2.5	Měření fáze keramického kondenzátoru 100 nF, AD844	31
2.6	Měření modulu cívky 1000 μH , AD844	32
2.7	Měření fáze cívky 1000 μH , AD844	32
2.8	Měření modulu CPE řádu $\alpha = 1/4$, AD844	33
2.9	Měření fáze CPE řádu $\alpha = 1/4$, AD844	33
2.10	Histogram pro toleranci všech prvků náhradního schématu AD844	34
2.11	Náhradní schéma reálného OZ pro popis vodivostní maticí	36
2.12	Schéma měřicího obvodu pro popis vodivostní maticí	36
2.13	Demonstrace vlivu reálného OZ na měření kapacity	37
2.14	Měření modulu 1 μF kondenzátoru, LT1364	38
2.15	Měření fáze 1 μF kondenzátoru, LT1364	39
2.16	Měření modulu cívky 1000 μH , LT1364	40
2.17	Měření fáze cívky 1000 μH , LT1364	40
2.18	Měření modulu CPE řádu $\alpha = 1/4$, LT1364	41
2.19	Měření fáze CPE řádu $\alpha = 1/4$, LT1364	41
2.20	Vliv referenčního rezistoru na fázi (AD8130)	43
2.21	Měření modulu 1 μF kondenzátoru, AD8130	44
2.22	Měření fáze 1 μF kondenzátoru, AD8130	44
2.23	Měření modulu cívky 1000 μH , AD830	46
2.24	Měření fáze cívky 1000 μH , AD830	46
2.25	Měření modulu CPE řádu $\alpha = 1/4$, AD8130	47
2.26	Měření fáze CPE řádu $\alpha = 1/4$, AD8130	47
3.1	Schéma výsledného měřicího modulu (bez napájecí části)	49
3.2	Předloha DPS měřicího modulu (není 1:1)	50
3.3	Vyhotovený modul	51
3.4	Nastavení FRA při měření CPE řádu $\alpha = 1/2$, $R_{ref} = 1 \text{ k}\Omega$	51
3.5	Průběh měření CPE řádu $\alpha = 1/2$, $R_{ref} = 1 \text{ k}\Omega$	52

3.6	Změřené průběhy CPE řádu $\alpha = 1/2$, $R_{ref} = 1 \text{ k}\Omega$	52
-----	---	----

Seznam tabulek

1.1	Tabulka hodnot pro CPE řádu $\alpha = 3/4$	26
1.2	Tabulka hodnot pro CPE řádu $\alpha = 1/2$	26
1.3	Tabulka hodnot pro CPE řádu $\alpha = 1/4$	26

Úvod

„Ruční“ měření impedance na zadaném kmitočtovém pásmu (10 Hz až 10 MHz) je zdlouhavé a pracné, proto je vhodné takové měření automatizovat. Problémem je, že komerčně dostupné impedanční analyzátory jsou velmi drahé nebo nesplňují zadaný kmitočtový rozsah měření. Na trhu jsou dostupné také jednočipové integrované obvody (dále IO), které ke své funkci potřebují pouze mikrokontrolér nebo počítač s vhodným softwarem. I takováto řešení mají své nevýhody týkající se především kmitočtového rozsahu měření a stejnosměrné složky (dále DC složky) obsažené v měřicím signálu, který je generován pomocí poměrně přesného DDS generátoru mnohdy obsaženého v samotném IO. Z těchto důvodů je takový měřicí obvod poměrně komplikovaný co se týče hardwarového i softwarového řešení.

Zajímavým řešením by proto mohlo být využití osciloskopu s implementovanou funkcí měření kmitočtové odezvy (Frequency Response Analysis, dále FRA), doplněného o převodník impedance na napětí. Data měření z osciloskopu importovat ve vhodném formátu do PC a např. pomocí programu MS Excel tato data vhodným způsobem upravit tak, aby reprezentovala modul a fázi měřené impedance.

Cílem práce je tedy navrhnout jednoduchý a levný převodník impedance-napětí, který by bylo možné pomocí BNC konektorů přímo připojit na osciloskop bez potřeby propojování koaxilními kabely. Převodník by měl splňovat především velký kmitočtový a impedanční rozsah měření s uspokojivou přesností. V práci jsou analyzovány 3 možné zapojení převodníků s vyhodnocením výše jmenovaných požadavků a srovnáním vlivu různých aktivních prvků v těchto převodnících obsažených. Zapojení byla analyzována nejprve simulacemi v programu OrCad PSpice a následně byla všechna zapojení realizována v podobě vývojového prototypu. Všechny měřené impedance byly změřeny impedančním analyzátozem Agilent 4294A. Takto naměřené průběhy sloužili jako referenční pro stanovení přesnosti.

1 Teoretický rozbor

Obsahem práce je popis a analýza vlastností třech převodníků impedance na napětí. K určení modulu a fáze měřené impedance lze využít funkci FRA (Frequency Response Analysis) osciloskopu DSOX, která ve všech případech změří frekvenční odezvu mezi vstupním a výstupním napětím. Naměřená data pak budou ve vhodném formátu exportována a následně pomocí např. MS Excel vhodně upravena tak, aby výsledné hodnoty reprezentovaly modul a fázi impedance.

Nejjednodušší měření impedance lze realizovat pomocí napětového děliče, ve kterém rezistor připojený k nulovému potenciálu nahradíme měřenou impedancí. Tuto metodu lze nazvat metodou pasivní. Další dvě metody budou aktivní, ve kterých budeme využívat aktivních prvků jako převodníků impedance na napětí. K tomu lze využít klasický operační zesilovač s napětovou zpětnou vazbou (dále VFA) nebo operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (dále CFA). Základními požadavky na aktivní prvky jsou: především velká šířka pásma, tak aby měření bylo možné realizovat od desítek Hz až do jednotek MHz, velký vstupní diferenční odpor a malá vstupní kapacita (řádově jednotky pF).

1.1 Popis funkce FRA

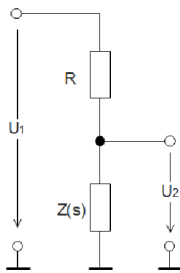
Osciloskop DSO X-3022 dokáže změřit kmitočtovou odezvu obvodu na pásmu od 10 Hz do 20 MHz. Implementovaný generátor má možnost změny amplitudy výstupního napětí od 20 mV do 5 V. Velikost tohoto napětí, respektive jeho trend, lze měnit v rámci každé dekády. Lze tak poměrně snadno dosáhnout dynamiky měření zhruba 100 dB. Nastavitelný je také počet bodů, které osciloskop změří na celém rozsahu, a to od 1 do 1000 bodů.

Velmi praktická je funkce průměrování, kterou osciloskop provádí po celou dobu měření. Tím je odstraněn šum přítomný při měření a je dosažena maximální rozlišitelnost osciloskopu. Za hranici rozlišitelnosti lze považovat napětí $100 \mu\text{V}$.

Na základě znalosti funkcí osciloskopu při měření FRA lze stanovit závěry a omezení pro jednotlivá zapojení, které budou uvedeny uváděny v kapitole „Vyhodnocení vlastností převodníků“.

1.2 Měření pomocí napěťového děliče

Nejjednodušším způsobem měření kmitočtové charakteristiky uzemněné impedance je použití prostého napěťového děliče, ve kterém rezistor připojený na nulový potenciál nahradíme měřenou impedancí $Z(s)$ (viz obrázek 1.1). Pak jednoduchou úpravou vztahu pro výstupní napětí děliče vyjádříme hodnotu modulu impedance na základě vstupního napětí, výstupního napětí a referenčního rezistoru.



Obr. 1.1: Kmitočtově závislý napěťový dělič

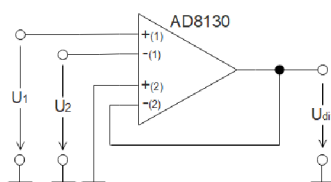
Vztah pro výstupní napětí děliče:

$$U_2 = U_1 \frac{Z}{R + Z(s)} \quad (1.1)$$

Po vyjádření impedance:

$$Z(s) = R \frac{U_2}{U_1 - U_2} \quad (1.2)$$

Jak je vidět, v čitateli se nachází rozdíl napětí. Je třeba použít ještě doplňující obvod, který bude tento rozdíl realizovat, aby bylo možné přípravek užít na dvoukanálovém osciloskopu. Doplňujícím obvodem rozumíme rozdílový zesilovač, např. AD8130[3] či AD830[4] od firmy Analog Devices zapojený jako rozdílový zesilovač s jednotkovým zesílením (viz obrázek 1.2), který realizuje operaci: $U_{\text{dif}} = U_1 - U_2$. Na jeden kanál osciloskopu pak připojíme výstupní napětí děliče U_2 a na druhý kanál napětí U_{dif} . Osciloskop se potom nastaví do režimu měření kmitočtové charakteristiky. Data se vyexportují ve vhodném formátu jako fáze a modul (v dB) napětí. Modul se pak „odlogaritmuje“ a vynásobí hodnotou referenčního rezistoru.



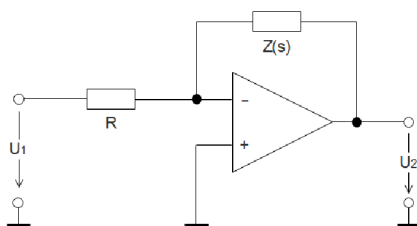
Obr. 1.2: AD8130 jako rozdílový zesilovač s jednotkovým zesílením

Úpravou vztahu 1.2 pro $Z(s)$:

$$Z(s) = \frac{RU_2}{U_{\text{dif}}} \quad (1.3)$$

1.3 Měření impedance pomocí VFA OZ

Pro měření parametrů neuzemněné impedance, tzv. plovoucí, lze využít operačního zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou zapojeného jako invertující zesilovač (podrobně rozebráno v kapitole 8.2.6 literatury [12]).



Obr. 1.3: VFA OZ jako převodník impedance-napětí

Pro výstupní napětí platí:

$$U_2 = U_1 \frac{Z(s)}{R_{\text{ref}}} \quad (1.4)$$

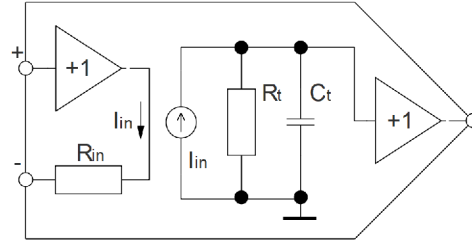
Z čehož lze vyjádřit impedanci:

$$Z(s) = R_{\text{ref}} \frac{U_2}{U_1} \quad (1.5)$$

Převodník k osciloskopu připojíme následovně: U_1 na kanál č. 1 a U_2 na kanál č. 2. Osciloskop se nastaví do režimu měření FRA a vyexportovaná data se upraví stejně jako v případě měření pomocí děliče.

1.4 Měření impedance pomocí CFA OZ

Operační zesilovače pracující v proudovém módu mají větší šířku pásma a rychlost přeběhu než zesilovače s napětovou zpětnou vazbou. Funkci lze vysvětlit na principiálním vnitřním schématu (viz obrázek 1.4), které konkrétně popisuje CFA AD844[6] od firmy Analog Devices.



Obr. 1.4: Vnitřní schéma CFA AD844

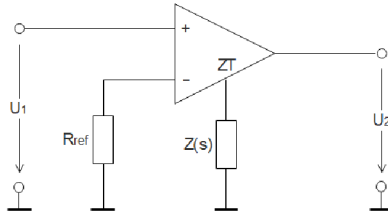
Vstup + je napěťový. Má tedy velmi vysoký vstupní odpor. Vstup - je naopak proudový a jeho vstupní odpor závisí na výstupním odporu jednotkového zesilovače. Napětí na vstupu + se tedy zrcadlí na vstup -. Pokud ke vstupu - připojíme referenční odpor R_{ref} , můžeme určit proud, který z této svorky vytéká: $I_x = \frac{U_1}{R_{\text{ref}}}$. Tento proud se zrcadlí (v opačném směru - záporné znaménko) na paralelním RC článku popsaným R_t a C_t na němž vytváří úbytek napětí, který je přes jednotkový zesilovač přiváděn na výstup. Vstupní uzel sledovače napětí bývá vyveden z pouzdra, aby bylo možné úbytek napětí korigovat vnější impedancí. V případě AD844[6] má označení ZT.

Výstupní napětí pak lze popsat rovnicí:

$$U_2 = (Z_t(s) || Z(s))(-I_x) \quad (1.6)$$

- kde: $||$ značí paralelní spojení
a protože: $I_x = -I_z$ lze psát:

$$U_2 = (Z_t(s) || Z(s))(I_x) \quad (1.7)$$



Obr. 1.5: CFA OZ jako převodník impedance-napětí

Zapojení převodníku impedance-napětí:

Při zanedbání vnitřní impedance lze výstupní napětí vyjádřit:

$$U_2 = U_1 \frac{Z(s)}{R_{\text{ref}}} \quad (1.8)$$

Z toho velikost impedance:

$$Z(s) = R_{\text{ref}} \frac{U_2}{U_1} \quad (1.9)$$

Pro získání kmitočtových charakteristik připojíme přípravek k osciloskopu stejně jako v případě VFA a děliče, musíme vhodně upravit vyexportovaná data.

1.5 Další metody měření

Pro měření impedance je možno použít např. i obyčejnou Ohmovu metodu měření rezistorů, ale se střídavým zdrojem napětí (kapitola 8.2.2 literatury [12]). Pro automatizované měření je vhodné užít osciloskop, kde lze místo ampérmetru použít buď proudovou sondu, nebo referenční rezistor - nutné použití diferenční sondy. Ovšem ceny proudových a diferenčních sond se pohybují v řádu tisíců (přesné sondy i desetitisíce), což odporuje zadání práce (modul má být „levný“).

Dalším možným způsobem měření je metoda tří voltmetrů (kapitola 8.2.5 literatury [12]). K automatizaci měření je opět vhodné použít osciloskop, ale naráží se zde na stejný problém jako v případě Ohmovy metody. Je třeba použít diferenční sondu (osciloskop v režimu FRA neumí matematicky odečít dvou kanálů a zároveň poměr s jedním z nich).

1.5.1 Měření pomocí speciálních integrovaných obvodů

Hlavním zdrojem této podkapitoly je publikace [11], kde je podrobně řešeno měření biologických struktur pomocí několika jednočipových impedančních analyzátorů a přídatných periférií.

AD5933[1]

Jedná se o jednočipový impedanční analyzátor od firmy Analog Devices (podobným obvodem je AD5934 [2]), jehož obsluha vyžaduje užití mikrokontroléru nebo počítače, protože nastavování parametrů měření a odesílání naměřených dat je realizováno přes digitální rozhraní I^2C . Podle katalogu je rozsah měřené impedance limitován v rozsahu 1 k Ω až 10 M Ω (při použití přídatného obvodu lze tento rozsah změnit na 100 Ω až 1 k Ω). Kmitočtové pásmo měření je pak limitováno anti-aliasingovým filtrem, který umožňuje měřit na maximálním kmitočtu 100 kHz. Pokud je využíván pouze interní časovač AD5933[1], je v zájmu rozlišení DFT omezen i dolní kmitočet měření, a to na 1 kHz. Užitím externího laditelného časovače lze dolní mezní kmitočet snížit až na 5 Hz (viz tabulka 2.2 publikace [11]).

AD5933[1] obsahuje interní DDS generátor s velmi dobrým rozlišením. Problémem je proměnná stejnosměrná složka měřicího signálu a proměnný výstupní odpor generátoru při změně amplitudy měřicího signálu (viz. tabulka 2.3 publikace [11]), což je nevhodné zejména při měření impedance biologických struktur, které se tímto polarizují a měření je nepřesné. K eliminaci těchto jevů se používá tzv. front-end analogový obvod připojený na výstup generátoru. Front-end obsahuje horní propust (eliminace DC složky), napěťový sledovač (stabilizace výstupního odporu) a rezistivní multiplexor (rozšíření měřicího rozsahu).

AD8302[5]

Je integrovaný obvod od firmy Analog Devices určený k měření zisku/útlumu a fáze z poměru dvou signálů. Tyto dva parametry přenosu jsou na výstupech (jeden pro zisk, druhý pro fázi) reprezentovány jako stejnosměrná napětí. Zisk lze měřit v rozsahu ± 30 dB (30 mV/dB) a fázi od 0° do 180° (10 mV/deg). AD8302[5] umožňuje měření na poměrně širokém rozsahu kmitočtů (až do 2,7 GHz), nejstabilnější výsledky jsou však v rozsahu 1 Hz až 10 MHz.

AD8302[5] se používá především jako jakýsi analogový front-end obvod, který opět doplňuje měřicí obvod sestavený z DDS generátoru, mikrokontroléru a počítače s vhodným programem pro zpracování dat (obr. 4.1 a obr. 4.2 publikace [11]), nebo jako zpětnovazební člen monitorující zisk a fázi signálu např. zesilovače či směšovače.

1.6 Popis testovacích impedancí

Pro přibližné určení rozsahu měřených impedancí různých charakterů je třeba analyzovat chování měřicích obvodů při měření „čistě“ kapacitní či induktivní impedance (s „čistě“ rezistivní impedancí nebývají větší problémy). Proto byly všechny

obvody napřed podrobeny analýze chování při simulovaném měření ideálních setrvačných prvků.

Pro praktická měření byly vybrány běžně dostupné cívky a kondenzátory, jejichž impedanční průběhy byly nejprve změřeny přesným spektrálním analyzátozem. Tyto průběhy jsou považovány za referenční a podle nich je posuzována přesnost jednotlivých zapojení.

1.6.1 Fraktální dvojpóly

Zadáním práce není rozbor matematického popisu ani praktického návrhu různých druhů fraktálních dvojpólů. Podrobněji se tomuto tématu věnuje například práce [14] či [17]. Konkrétní využití je popsáno např. v literatuře [15] [18].

Kalkulus fraktálního řádu je poměrně starou matematickou myšlenkou spočívající ve spojitém přechodu mezi derivacemi a integracemi necelistvých řádů změnou jediné konstanty, tzv. diferintegrál. Používá se například pro matematické modelování dynamických systémů reálně se vyskytujících v přírodě, např. difuze, pomalé chemické děje, elektrochemické chování dotyku dvou kovů a podobně. V elektrotechnice fraktální dvojpóly využívají především návrháři analogových elektronických obvodů, zejména jako zpětnovazební členy aktivních prvků filtrů, oscilátorů, $PI^\alpha D^\beta$ regulátorů a řídicích členů.

Pro testovací měření a simulaci bude v této práci využit tzv. Constant Phase Element (dále CPE) [16]. Imitance takového dvojpólu je komplexní a argument je nezávislý na kmitočtu. Průběh modulové charakteristiky vyjadřuje vzorec:

$$Z_{dB} = 20 \cdot \log_{10} D + \alpha \cdot 20 \cdot \log_{10} \omega \quad (1.10)$$

A průběh fázové charakteristiky je vyjádřen jako:

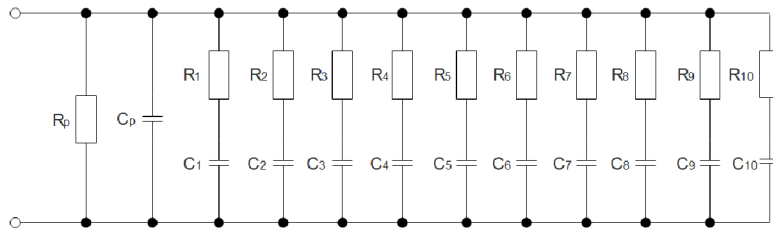
$$\varphi = \frac{\pi}{2} \alpha \quad (1.11)$$

-kde α je fraktální řád náležící do intervalu $\langle -1; 1 \rangle$. V případě, že se $\alpha = -1$, jedná se o kondenzátor s kapacitou $C = \frac{1}{D}$. Naopak při $\alpha = 1$ se jedná o cívku s indukčností $L = D$.

Takovýchto charakteristik však není možné v praxi dosáhnout, proto se při návrhu volí toleranční pásmo zvlnění fáze a kmitočtový rozsah, na kterém je ideální průběh aproximován. Reálný dvojpól je pak silně závislý na dostupnosti hodnot napočítaných součástí. Proto se tyto hodnoty upravují v rámci komerční dostupnosti, což ztěžuje návrh a mnohdy i zhoršuje vlastnosti CPE.

Topologie použitých CPE

Pro měření byly vybrány tři řady CPE, jejichž topologie je na obrázku 1.6 (všechny tři mají stejnou). Hodnoty součástek pro jednotlivé řady jsou pak v tabulkách 1.3, 1.2 a 1.1.



Obr. 1.6: Topologie měřených fraktálních dvojpólů

k	p	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R_k [Ω]	820 k	1,3 M	268 k	55 k	11 k	2,3 k	463	100	20	4	0,8
C_k [F]	80 n	7,6 μ	4,4 μ	2,6 μ	1,5 μ	900 n	538 n	320 n	182 n	101 n	66 n

Tab. 1.1: Tabulka hodnot pro CPE řádu $\alpha = 3/4$

k	p	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R_k [Ω]	15 k	9,1 k	3,65 k	1,46 k	583	220	83	30	15	6	3
C_k [F]	0,5 n	11 μ	4,4 μ	1,68 μ	680 n	267 n	100 n	38 n	11 n	6 n	3 n

Tab. 1.2: Tabulka hodnot pro CPE řádu $\alpha = 1/2$

k	p	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R_k [Ω]	2,15 k	3,33 k	2,1 k	1,33 k	842	532	336	210	135	85	53
C_k [F]	4,7 p	3 μ	748 n	182 n	49 n	12 n	3,3 n	780 p	200 p	50 p	13 p

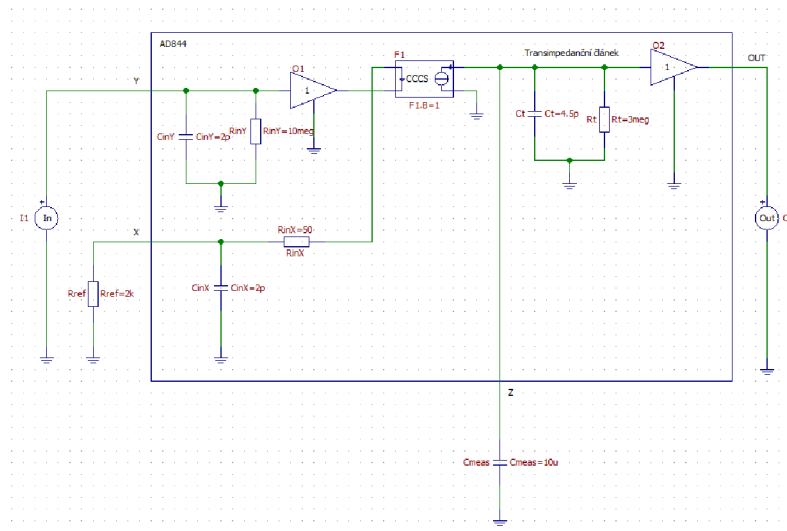
Tab. 1.3: Tabulka hodnot pro CPE řádu $\alpha = 1/4$

2 Vyhodnocení vlastností převodníků

2.1 Převodník s CFA OZ

Při měření je třeba brát v potaz několik omezení. Jmenovitě signálovou dynamiku samotného AD844[6], topologii transimpedančního článku, vnitřní topologii AD844[6] a rozsah výstupního napětí osciloskopu. Tato omezení jsou na sebe úzce vázána ve smyslu určení obecného rozsahu měření.

Nejprve věnujme pozornost vnitřní topologii a topologii transimpedančního článku. Na základě náhradního modelu z katalogu aktivního prvku a na základě parametrů vstupních bran lze AD844[6] interpretovat takto:

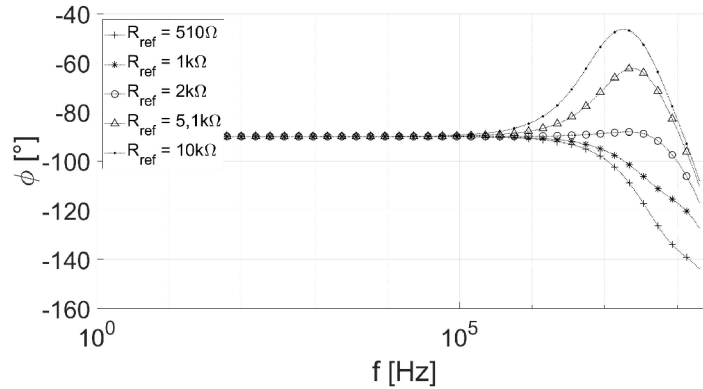


Obr. 2.1: Náhradní schéma AD844 v programu SNAP

Schéma pochází z programu SNAP, díky němuž byl i vyjádřen symbolický napěťový přenos:

$$K_V(s) = \frac{R_t + s[R_t C_{inX} R_{ref}]}{\{R_{ref} + R_{inX} + s[C_t R_t R_{ref} + R_t C_{meas} R_{ref} + R_{inX} R_{ref} C_{inX} + \dots + R_{inX} C_t R_t + R_{inX} R_t C_{meas}] + s^2[R_{inX} C_{inX} R_{ref} R_t C_{meas} + R_{inX} C_{inX} R_{ref} R_t C_t]\} \quad (2.1)$$

Je jasné, že hodnota referenčního rezistoru ovlivňuje „nulu“ napěťového přenosu. S rostoucí hodnotou tohoto rezistoru klesá kmitočet, na nějž je nula vázána, a tím na konci měřeného pásma dochází dříve k odklonu fáze směrem k 0°. Na základě programu OrCad PSpice a komerčně dostupných hodnot rezistorů byla ideální hodnota referenčního rezistoru stanovena na 2 kΩ (řada E24).



Obr. 2.2: Experimentální určení referenčního rezistoru na základě simulace

Transimpedanční článek (převodník proudu na napětí) sestává z paralelního spojení kapacity o velikosti asi 4,5 pF a rezistoru o velikosti asi 3 M Ω . Jelikož je tento článek buzen zdrojem proudu, uplatní se nejdříve jeho rezistivní charakter, který, v kombinaci s referenčním rezistorem, omezuje zesílení zapojení. Při volbě reference na základě předchozího pojednání, tedy 2 k Ω , je výsledná hodnota odporu vstupu X, v kombinaci se samotným vstupním odporem (50 Ω [6]), 2050 Ω . Maximální zesílení je podílem hodnoty rezistoru transimpedančního uzlu a celkového odporu vstupu X. Nejvyšší dosažitelné zesílení je tedy asi 63 dB.

2.1.1 Měření C

Omezení zapojení

Transimpedanční článek bude mít společně s měřenou impedancí vliv na fázi výstupního napětí. Na nízkých kmitočtech bude převládat jeho rezistivní charakter a za mezním kmitočtem, asi 12 kHz, kapacitní. Do mezního kmitočtu bude fázový posuv napětí 0° a za ním -90°. Při měření kondenzátoru srovnatelného s C_t se bude mezní kmitočet stále nacházet v měřeném pásmu, což na nízkých kmitočtech vnese do měření fáze chybu +90°. Cílem je najít takovou velikost celkové kapacity, aby se mezní kmitočet posunul pod měřené pásmo (s rostoucí kapacitou přejde článek dříve do kapacitního charakteru). Je tedy třeba vycházet z mezního kmitočtu daného rezistorem R_t a součtem C_t s měřeným kondenzátorem (paralelní spojení = součet kapacit). Jednoduchý postup pro určení nejmenší možné měřené kapacity je dán rovnicí:

$$C_{\min} = \frac{1}{2\pi R_t f_{\min}} - C_t \quad (2.2)$$

Tento postup je zjednodušený, protože na 10 Hz bude chyba fáze $+45^\circ$ (fáze na mezním kmitočtu) a postupně se bude snižovat. Přesněji lze velikost určit symbolickým přenosem proudu a vyjádřit jeho argument. Tak by bylo možno získat fázový posuv napětí na RC članku a třeba i zvolit počáteční chybu fáze.

Stanovení rozsahu možných měřených kondenzátorů vyplývá z dynamiky převodníku, která je dána maximálním zesílením aktivního prvku, omezením vstupu a citlivostí osciloskopu. Na počátku pásma bude velikost impedance kondenzátoru největší a je tedy třeba zajistit, aby tato kapacita nezpůsobovala deformaci (ořezání) výstupního napětí. Toho lze dosáhnout nastavením velmi malého vstupního napětí. Lze využít pouze limit osciloskopu, který je 20 mV, nebo lze toto napětí v rámci zapojení převodníku ještě snížit (za přijatelné nejnižší vstupní napětí lze považovat 2 mV). Toto se odvíjí od napájecího napětí převodníku. Při volbě vyššího napájecího napětí a dodatečného zeslabení vstupního signálu je třeba vzít v úvahu maximální zesílení a za omezující velikost impedance kondenzátoru lze považovat právě hodnotu rezistoru R_t . Bude-li převodník napájen např. 5 V, jeho maximální výstupní napětí je 1,4 V. Dodatečné zeslabení vstupního signálu právě na 2 mV povede k omezení velikosti kondenzátoru na 11 nF podle vzorce odvozeného z obecného přenosu dvojbranu připojeného na osciloskop prostřednictvím převodníku, referenčního rezistoru a neznámé impedance:

$$C \geq \frac{U_1}{2\pi f_{\min} R_{\text{ref}} U_{2\max}} \quad (2.3)$$

Další omezení plyne z citlivosti osciloskopu. Vzato z čistě teoretického hlediska je tedy třeba zajistit, aby výstupní napětí na celém pásmu nekleslo pod citlivost osciloskopu. V případě buď ideálního kondenzátoru, nebo kondenzátoru s rezonancí až za 10 MHz je klíčovým bodem impedance právě na konci pásma. Z toho lze jednoduše odvodit vztah pro výpočet maximální možné měřené kapacity:

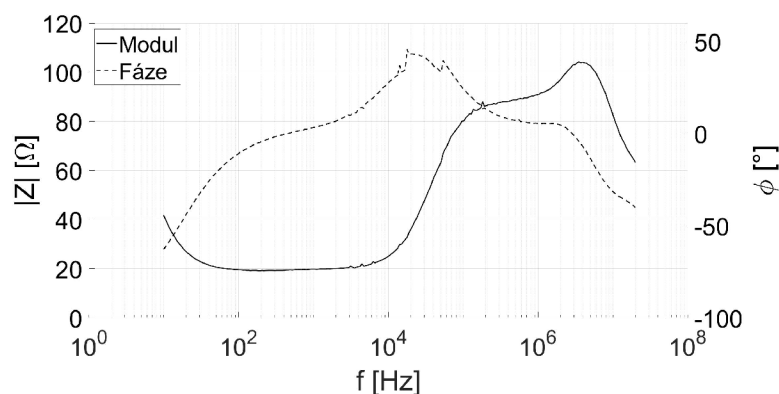
$$C \leq \frac{U_{1\max}}{2\pi f_{\max} R_{\text{ref}} U_{2\min}} \quad (2.4)$$

Dosadíme-li do tohoto vztahu hodnoty náležící napájení 5 V, dojdeme k maximální kapacitě asi 388 nF. Měřitelný rozsah tedy není příliš velký. Nachází-li se rezonance na měřeném pásmu, pak velikost impedance závisí na její jakosti, což v případě neznámého kondenzátoru nelze nijak posoudit. Zde se tedy otevírá prostor pro „ruční doladění“ převodníku a posouzení, zda je, nebo není takovou kapacitu schopen změřit.

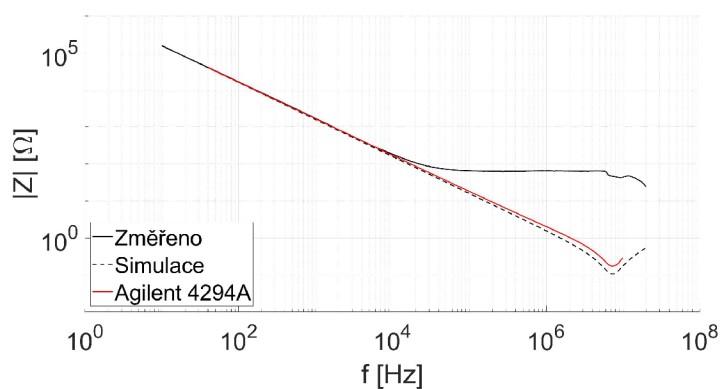
Vlastní měření

Při zkušebních měřeních se na přípravku projevil velmi závažný nedostatek, a sice to, že AD844[6] není schopen změřit impedance nižší, než je výstupní impedance

jeho kompenzačního uzlu (projeví se při měření zkratu). Ta je do cca 10 kHz zhruba 20Ω a za 10 kHz přechází na hodnotu zhruba 90Ω . Na následujících grafech je vyobrazen průběh měření zkratu (obr. 2.3) a průběh měření keramického kondenzátoru o kapacitě 100 nF (obr.2.4 a obr. 2.5). Napájecí napětí je 5 V. Je vyneseno též referenční průběh získaný spektrálním analyzátozem a průběh získaný simulací¹

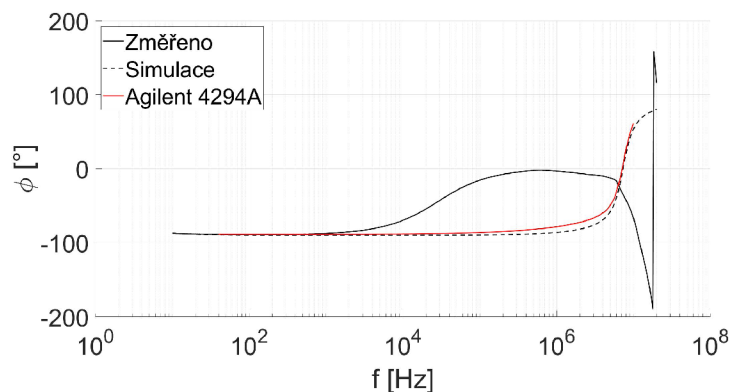


Obr. 2.3: Impedance kompenzačního uzlu, měřeno nakrátko



Obr. 2.4: Měření modulu keramického kondenzátoru 100 nF, AD844

¹Modely měřených součástek pro účel simulace jsou doplněny na základě dat z analyzátoru o své parazitní vlastnosti. Toto platí pro všechna grafická srovnání v rámci podkapitol „Vlastní měření“.



Obr. 2.5: Měření fáze keramického kondenzátoru 100 nF, AD844

Je vidět, že hodnota impedance se ustálí zhruba na hodnotě 90 Ω a dále neklesá. Patrné je též ovlivnění fáze. Podle výsledků dalších měření byl tento převodník pro měření kondenzátorů vyloučen.

2.1.2 Měření L

Hodnota referenčního rezistoru se řídí stejným pravidlem jako v případě měření kondenzátoru. Zůstává tedy na 2 k Ω .

Omezení zapojení

V případě ideální indukčnosti by bylo třeba omezit velikost indukčnosti tak, aby na počátku pásma nebylo výstupní napětí menší, než je citlivost osciloskopu, a na vysokých kmitotech nebylo větší, než je omezení vstupu (aplikace podobných vztahů jako 2.3 a 2.4). Při uvážení reálné cívky, která má nenulový stejnosměrný odpor v řádu jednotek Ω , je třeba uvažovat jako minimální impedanci právě toto. Ovšem jak bylo popsáno v kapitole o měření kondenzátorů, samotný kompenzační uzel vykazuje jisté parazitní vlastnosti, a to zejména velikost impedance nakrátko v rozsahu 20 až 90 Ω . To velmi citelně ovlivňuje přesnost měření modulu i fáze zejména na počátku pásma.

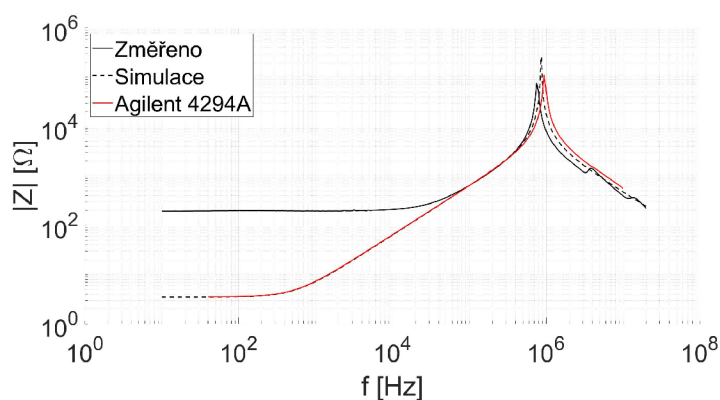
Reálná cívka má také parazitní rezonanci a právě tehdy je impedance cívky největší. To klade omezení z hlediska maximálního zesílení, popřípadě z hlediska omezení vstupu a minimálního vstupního napětí. Impedance cívky je v tomto okamžiku „nepředvídatelná“ a záleží pouze na možnostech ladění převodníku. S parazitní rezonancí souvisí i „nakmitání“ spektrálních složek rezonance (velká impedance = velké zesílení = zesílení šumu na rezonančním kmitočtu) na měřený průběh na nižších kmitočtech, které FRA v rámci průměrování nedokáže eliminovat. Toto lze odstranit vhodným nastavením vstupního napětí např. pomocí funkce FFT (rychlá

Fourierova transformace). Vstupní napětí pak lze nastavit tak, že výstupní napětí patřičného kmitočtu má dostatečný odstup od spektrálních složek na rezonančním kmitočtu, ale současně ještě není omezeno dovolenou dynamikou aktivního prvku.

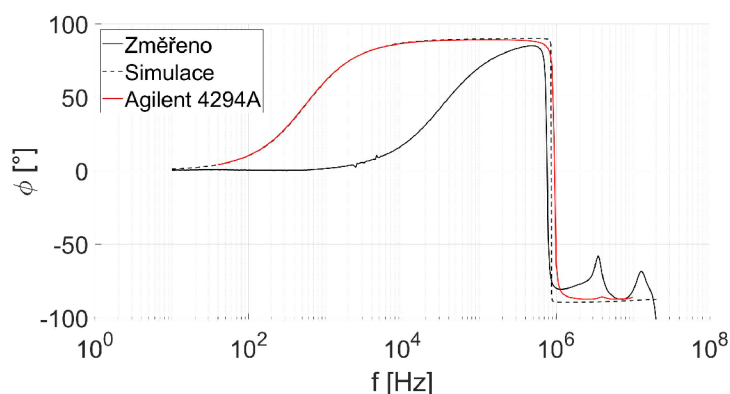
Transimpedanční uzel pak obsahuje kapacitu asi 4,5 pF, která je tak spojena paralelně s měřenou cívku. To má za následek posunutí rezonančního kmitočtu na kmitočet nižší odpovídající právě kapacitě transimpedančního uzlu.

Vlastní měření

Na obrázcích 2.6 a 2.7 je prezentováno měření cívky 1000 μH . Referenční měření je též vyneseno. Převodník byl napájen 5 V.



Obr. 2.6: Měření modulu cívky 1000 μH , AD844



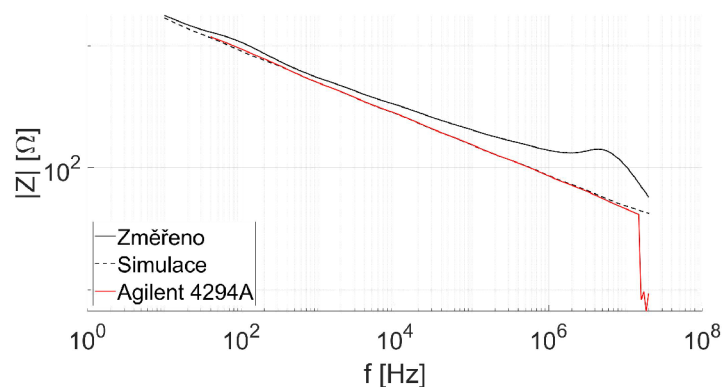
Obr. 2.7: Měření fáze cívky 1000 μH , AD844

Rezonance v simulaci odpovídá kapacitě transimpedančního uzlu 3,3 pF a v případě reálného měření asi 4,4 pF. Změřený průběh modulu a fáze má od referenčního

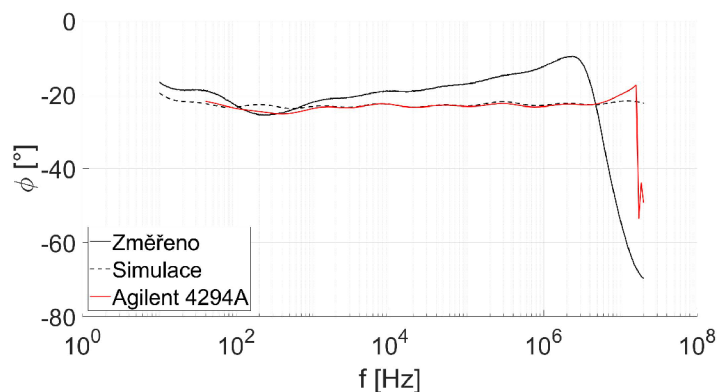
měření velkou odchylku. Na základě dalších měření na převodníku byl tento vyloučen pro nedostatečnou přesnost. Na výsledném přípravku tedy nebude převodník s CFA použit vůbec.

2.1.3 Měření fraktálního dvojpólu

Na obrázcích 2.8 a 2.9 je prezentováno měření pouze jednoho řádu CPE. Změřeny byly i ostatní řády podle tabulek 1.2 a 1.1 a výsledky nebyly ani v jednom případě uspokojivé. Projevovala se neschopnost měřit velmi malé impedance, s čímž je úzce spojená i chyba měřené fáze. Tato měření pouze potvrdila nevhodnost tohoto převodníku pro požadovaný účel.



Obr. 2.8: Měření modulu CPE řádu $\alpha = 1/4$, AD844



Obr. 2.9: Měření fáze CPE řádu $\alpha = 1/4$, AD844

2.1.4 Zhodnocení vlastností

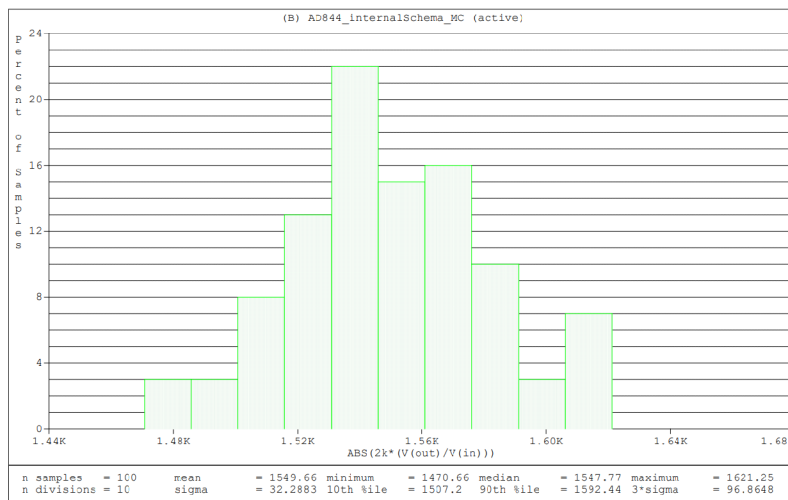
Měření je náročnější z hlediska nastavování napěťových hladin v jednotlivých dekadách, zejména když průběh měření impedance není vůbec znám. Limitem zapojení

je potom špatné chování převodníku při měření velmi malých impedancí. Rozsah se tedy pohybuje zhruba od 1 M Ω (transimpedanční uzel má 3 M Ω - nutná rezerva) do 100 Ω na kmitočtovém pásmu 10 Hz až 10 MHz.

Toleranční analýza

Na základě katalogových hodnot a náhradního modelu z obrázku 2.1 byla provedena analýza Monte Carlo v simulátoru PSpice. Analyzováno bylo měření kapacity 100 nF s referenčním rezistorem 2 k Ω na kmitočtu 1 kHz. Zde by měla mít kapacita impedanci 1591,5 Ω .

Největší vliv na přesnost má rezistor záporného vstupu (X), jehož hodnota se dle katalogu pohybuje v tolerančních mezích 50 až 65 Ω . Měření je v krajním případě zatíženo chybou 6,4 %. Vezmou-li se v úvahu vlivy všech součástek se zadanou tolerancí (kapacity vstupů 2 %, odpor vstupu Y -70 %, odpor vstupu X +77 %, tolerance hodnot transimpedančního uzlu 2 %, referenční rezistor 1 %), vychází chyba měření v krajním případě 7,5 %.



Obr. 2.10: Histogram pro toleranci všech prvků náhradního schématu AD844

2.2 Převodník s VFA OZ

2.2.1 Použité aktivní prvky

TL072[10]: je nízkošumový J-FET operační zesilovač firmy STMicroelectronics, který lze napájet symetrickým napětím až 18 V. Jelikož se jedná o J-FET technologii, vyznačuje se velmi vysokým vstupním odporem, podle katalogu až 10¹² Ω . Ovšem jeho tranzitní kmitočet je pouze 4 MHz.

OPA2652[9]: jedná se o klasický operační zesilovač od firmy Texas Instruments s mezním kmitočtem až 700 MHz v malosignálovém módu, napájený maximálně 6 V symetrickými. Udávaný vstupní odpor a kapacita: 18 M Ω a 1 pF.

NE5532[8]: pro svůj velmi nízký šum, dobré THD a rychlost přeběhu se nejčastěji používá v audioaplikacích, DVD přehrávačích a obecně ve sdělovací technice. Udávaný tranzitní kmitočet je 10 MHz a typický vstupní odpor 300 k Ω . Vyrábí ho opět společnost Texas Instruments a lze ho napájet až 22 V symetrickými.

LT1364[7]: řadí se sice mezi klasické operační zesilovače, ale jeho topologie je v jistém smyslu nekonvenční. Ačkoliv se jedná o bipolární technologii, vyznačuje se tento aktivní prvek velkým vstupním odporem. Dle katalogu 5 M Ω . Toho je docíleno použitím sledovačů napětí v jeho vstupech. Další zvláštností je zavedení proudové vazby. Vstupní napětí za sledovači je převáděno na proud, který se zrcadlí do vysokoimpedančního uzlu, ze kterého je pomocí sledovače přenášeno na výstupní zesilovací stupeň. Díky tomuto je dosaženo velké rychlosti přeběhu (až 1000 V μ s) a šířky pásma 70 MHz. Výrobcem je firma Linear Technology a lze ho napájet až 15 V symetrickými.

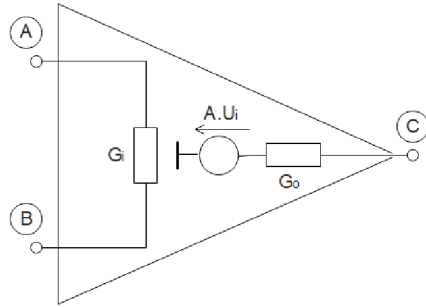
2.2.2 Měření C

Omezení zapojení

Měřicí zapojení je vlastně zesilovač s kmitočtově závislým zesílením, které je největší na nízkých kmitočtech, kde má kapacita velkou impedanci. Je třeba zajistit, aby na počátku měřeného pásma, tj. na 10 Hz, nebylo zesílení tak velké, že by došlo k omezení vstupu aktivního prvku. Toto je třeba zjistit u každého konkrétního zesilovače pro konkrétní napájecí napětí např. na základě simulace. Potom lze pomocí vztahu pro výpočet zesílení zapojení a impedance kapacity odvodit minimální velikost měřené kapacity:

$$C_{\min} = \frac{1}{2\pi f_{\min}} \frac{U_1}{U_{2\max} R_{\text{ref}}} \quad (2.5)$$

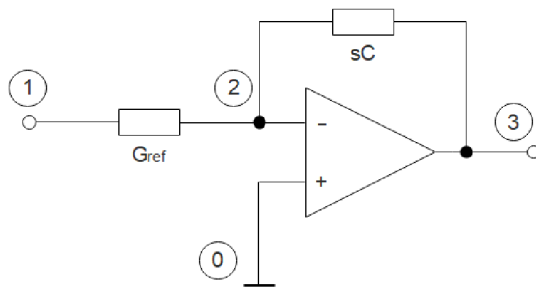
Dalším zajímavým jevem je vliv reálného operačního zesilovače (literatura [13], kapitola 14). Ten lze popsat třemi základními parametry, jimiž jsou vstupní odpor R_i , konečné zesílení v otevřené smyčce A a výstupní odpor R_o . Takový zesilovač (obr. 2.12) lze popsat vodivostní maticí (2.6) na základě schématu, které je na obrázku 2.11.



Obr. 2.11: Náhradní schéma reálného OZ pro popis vodivostní maticí

$$\begin{bmatrix} U_A : & U_B : & U_C : \\ I_A : & G_i & -G_i & 0 \\ I_B : & -G_i & G_i & 0 \\ I_C : & -G_o A & G_o A & G_o \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Měřicí obvod lze popsat také vodivostní maticí:



Obr. 2.12: Schéma měřicího obvodu pro popis vodivostní maticí

$$\begin{bmatrix} G_{\text{ref}} & -G_{\text{ref}} & 0 \\ -G_{\text{ref}} & G_{\text{ref}} + sC & -sC \\ 0 & -sC & sC \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Sečtením matic vznikne kompletní vodivostní matice popisující měřicí obvod s uvažovaným vlivem reálného operačního zesilovače.

$$Y = \begin{bmatrix} G_{\text{ref}} & -G_{\text{ref}} & 0 \\ -G_{\text{ref}} & G_{\text{ref}} + sC + G_i & -sC \\ 0 & G_o A - sC & G_o + sC \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Napětový přenos takového zapojení lze pomocí vodivostní matice vyjádřit následujícím způsobem:

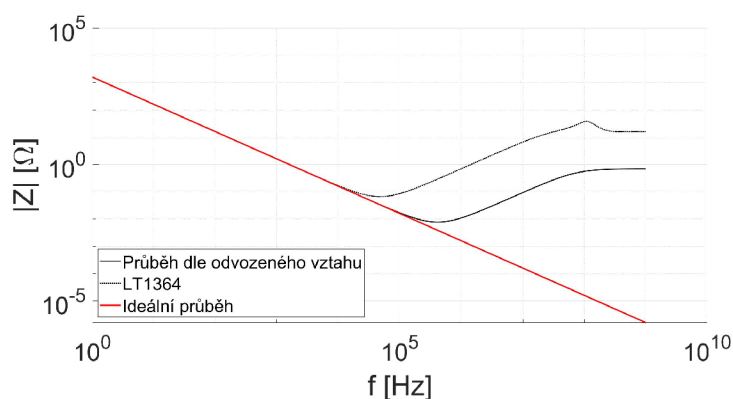
$$K_u(s) = \frac{\Delta_{1:3}(-1)^{1+3}}{\Delta_{1:1}(-1)^{1+1}} = \dots = \frac{sCG_{\text{ref}} - G_{\text{ref}}G_oA}{G_oG_{\text{ref}} + G_oG_i + sC(G_{\text{ref}} + G_i + G_o + G_oA)} \quad (2.9)$$

Dále je třeba podotknout, že zesílení OZ není na celém jeho kmitočtovém pásmu konstantní, ale klesá se směrnici 20 dB/dek podle vzorce:

$$A = \frac{\tilde{A}\omega_T}{\omega_T + j\omega\tilde{A}} \quad (2.10)$$

- kde ω_T je tranzitní kmitočet OZ a \tilde{A} je stejnosměrné zesílení OZ

Analýzou vztahu 2.9 lze chování obvodu rozdělit do třech oblastí. V první fázi, kde má impedance kapacity „rozumnou“ hodnotu, je skutečně přenos zapojení úměrný impedanci a klesá. Ve druhé fázi, která nastat může, ale také nemusí, se začíná kondenzátor chovat jako zkrat a zesílení OZ klesá. To má za následek vznik jakéhosi minima přenosu, od kterého zesílení opět začíná stoupat. Třetí fází je dosažení tranzitního kmitočtu OZ, kde zesilovač již nezsiluje a přenos obvodu je dán pouze referenčním rezistorem a vnitřními vodivostmi OZ.



Obr. 2.13: Demonstrace vlivu reálného OZ na měření kapacity

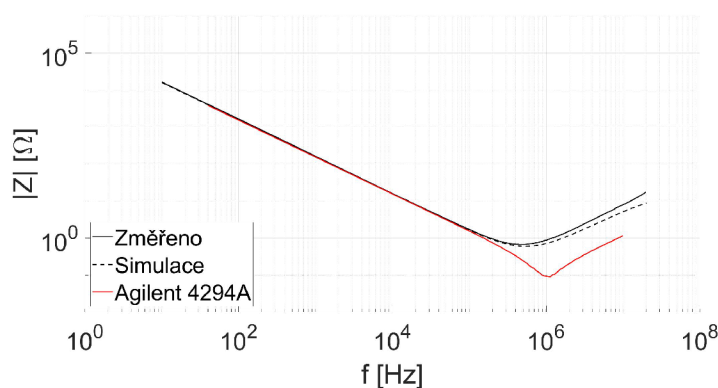
Na obrázku 2.13 je grafické znázornění vztahu 2.9 pomocí MATLABU pro $R_{\text{ref}} = 100 \Omega$, $C = 100 \mu\text{F}$. Vnitřní parametry modelu OZ byly nastaveny podle katalogového listu LT1364[7]. Je vidět, že model nerespektuje vysokofrekvenční vlastnosti reálné součástky, ale jinak průběhy vcelku korespondují, což potvrzuje předchozí domněnky.

K eliminaci výskytu druhé oblasti až za měřené pásmo je třeba stanovit maximální hodnotu kapacity, kterou lze měřit, protože se zvyšující se kapacitou se snižuje kmitočet, kde se kapacita začíná chovat jako zkrat. Experimentálně lze zjistit, že u

širokopásmovějších OZ (OPA2652[9], LT1364[7]) je maximální hodnota řádově v desítkách nF a u zbylých dvou OZ ještě menší, řádově v pF. Bohužel ani změnou referenčního rezistoru tuto skutečnost nelze ovlivnit. Pro takto malé kapacity si lze optimalizovat velikost referenčního rezistoru úpravou vztahu 2.5, ale pro větší (běžnější) kapacity druhá fáze průběhu nastane a je třeba počítat s tím, že měření bude přesné pouze na malém rozsahu kmitočtů.

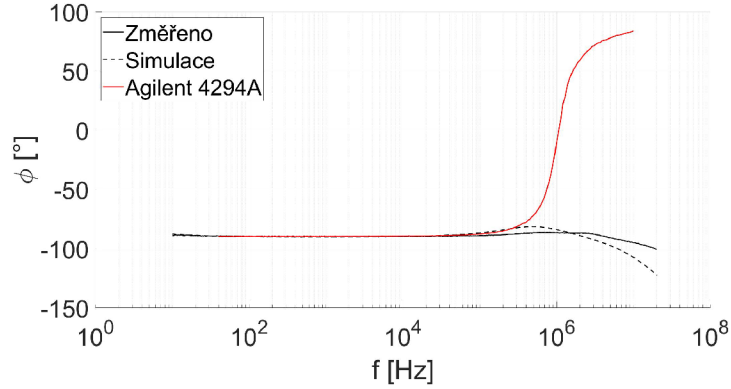
Vlastní měření

Na vyhotoveném přípravku byly postupně vystřídány všechny výše prezentované OZ a jako nejvhodnější se jeví LT1364[7]. Na následujícím obrázku je prezentováno měření² polyesterového kondenzátoru o kapacitě 1 μF při napájení 5 V symetrických a zařazeném referenčním rezistoru 100 Ω . Pro porovnání je vynesena též průběh měřený na spektrálním analyzátoru (začíná na 40 Hz, což je dolní mez analyzátoru) a průběh stanovený simulací.



Obr. 2.14: Měření modulu 1 μF kondenzátoru, LT1364

²z principu zapojení (obr. 1.3) je fáze invertovaná, do grafů jsou tedy vyneseny průběhy s již započítanou systematickou odchylkou, která činí $+180^\circ$



Obr. 2.15: Měření fáze 1 μF kondenzátoru, LT1364

2.2.3 Měření L

Omezení zapojení

Jestliže by byla měřená indukčnost ideální a OZ též ideální, lze měřicí rozsah stanovit na základě rozsahu výstupního napětí generátoru, citlivosti osciloskopu, omezení vstupu aktivního prvku a hodnotě referenčního rezistoru. Rozsah měření lze potom postihnout těmito vzorci:

$$L_{\min} = \frac{1}{2\pi f_{\min}} \frac{R_{\text{ref}} U_{2\min}}{U_1} \quad (2.11)$$

$$L_{\max} = \frac{1}{2\pi f_{\max}} \frac{R_{\text{ref}} U_{2\max}}{U_1} \quad (2.12)$$

Ovšem při uvážení dynamiky konkrétního OZ na maximálním měřeném kmitočtu se rozsah omezí podle vzorce:

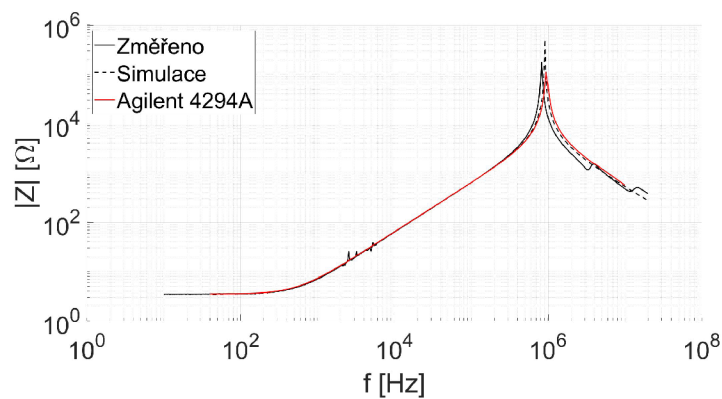
$$L_{\max} = \frac{1}{2\pi f_{\max}} R_{\text{ref}} U_{2\max}(A(\omega)) \quad (2.13)$$

A konečně při uvážení reálné cívky a jejich parazitních vlastností (sériový stejnosměrný odpor a paralelní kapacita) je měření limitováno impedancí cívky v rezonanci a kmitočtem parazitní rezonance. Pokud by byla vlastní rezonance až za horním měřeným kmitočtem, lze k určení rozsahu uvažovat předchozí rovnici. Pokud ne, záleží na velikosti impedance v rezonanci a také na tom, zda je konkrétní aktivní prvek schopen dosáhnout na daném kmitočtu potřebné dynamiky. Vzhledem ke stejnosměrnému odporu cívky, který se pohybuje v řádu jednotek Ohmů, není prakticky třeba velikost indukčnosti omezovat zdola.

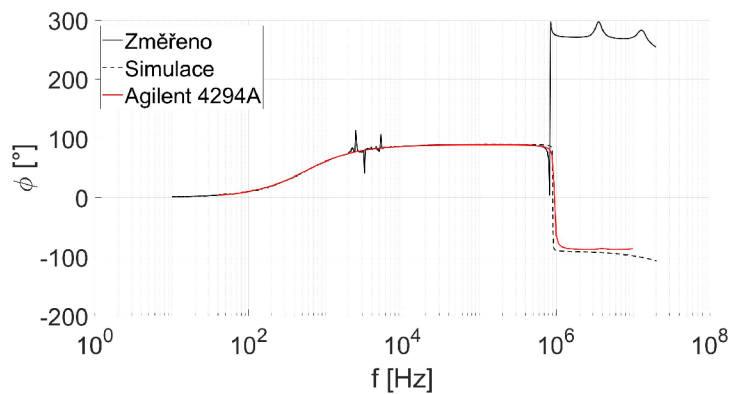
Vlastní měření

Opět bylo provedeno měření různých hodnot cívek s různými kombinacemi referenčních rezistorů se všemi aktivními prvky. Jelikož běžná reálná cívka má vlastní rezonanci dříve než reálný kondenzátor, prakticky zde odpadá vliv reálného OZ. Největší potíže zde působí právě vlastní rezonance, kde je impedance cívky největší, což v kombinaci s malým referenčním rezistorem může způsobit překročení dynamiky aktivního prvku. Dalším problémem je „nakmitání“ spektrálních složek odpovídajícím kmitočtu vlastní rezonance cívky (zisk může v rezonanci jít řádově do vyšších desítek dB a zesílí tak patřičné složky šumu), což může při měření způsobit náhodné odchylky.

Opět se nejlépe osvědčil OZ LT1364. Následující obrázek prezentuje měření na vyhotoveném přípravku porovnané se simulací a přesným měřením na analyzátoru. Měření proběhlo při napájení 5 V symetrických, se zařazeným referenčním rezistorem o hodnotě 1 k Ω . Měřena byla cívka 1000 μH .



Obr. 2.16: Měření modulu cívky 1000 μH , LT1364

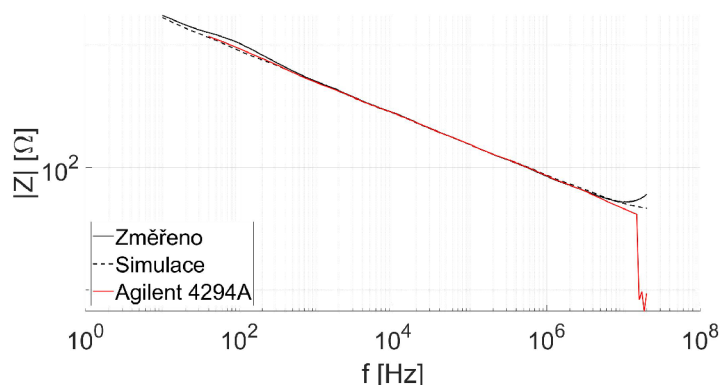


Obr. 2.17: Měření fáze cívky 1000 μH , LT1364

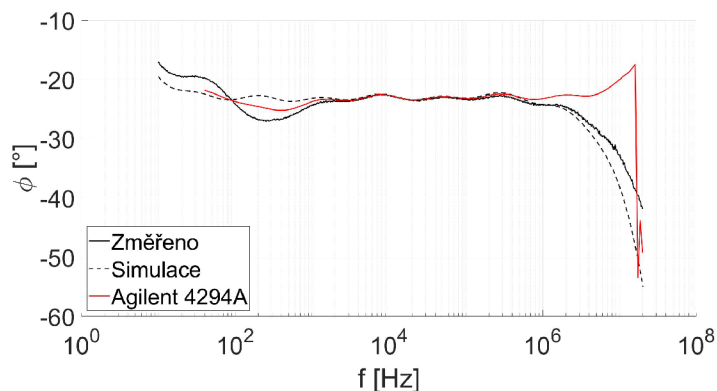
Nespojitosti kolem kmitočtu 3 kHz jsou způsobeny právě nakmitanými složkami z rezonance, což FRA již nedokáže odstranit (umí pouze průměrovat za účelem odstranění šumu). Toto lze eliminovat zvýšením úrovně vstupního napětí, které bylo vzhledem k použité topologii přípravku na svém maximu. Průběhy modulu spolu velmi dobře korespondují a průběhy fáze jsou taktéž ve velmi dobré shodě. Způsob zápisu dat osciloskopu při FRA způsobil vystoupení fáze na konci pásma na 270° . Odečtením 360° se však dostáváme na -90° . Měření tedy proběhlo v pořádku.

2.2.4 Měření fraktálního dvojpólu

Měření prezentované na obrázcích 2.18 a 2.19 lze označit za přesné zhruba do kmitočtu 1 MHz. Dále se již začíná projevovat vliv reálného OZ. Jako reference byl zvolen $1\text{ k}\Omega$ rezistor a přípravek byl napájen 5 V symetrickými.



Obr. 2.18: Měření modulu CPE řádu $\alpha = 1/4$, LT1364



Obr. 2.19: Měření fáze CPE řádu $\alpha = 1/4$, LT1364

2.2.5 Zhodnocení vlastností

Tento převodník opět pracuje jako kmitočtově závislý zesilovač a stejně jako u převodníku s AD844[6] je třeba pečlivě nastavit napěťové hladiny v jednotlivých kmitočtových dekadách a postihnout tak dynamiku aktivního prvku a měřené impedance. Obecně lze říci, že měření je přesné zhruba do 1 MHz s teoretickým rozsahem měřitelných impedancí od řádově stovek $m\Omega$ do stovek $k\Omega$.

2.3 Dělič

Jak již bylo řečeno v kapitole o metodách měření, je třeba použít rozdílový zesilovač, který realizuje rozdíl nacházející se ve jmenovateli (rovnice 1.2). Pro simulaci byly zvoleny zesilovače od firmy Analog Devices, a to konkrétně AD830[4] a AD8130[3]. Jsou to zesilovače přímo určené k zesilování rozdílu napětí. Takovýto zesilovač jde realizovat i pomocí klasického OZ, ovšem vstupní odpor invertujícího vstupu je závislý na síti zpětnovazebních rezistorů. Výše jmenované zesilovače mají stejný, a tedy velký vstupní odpor obou vstupů realizující rozdíl napětí. Ovlivnění měřeného obvodu je tedy minimální.

2.3.1 Použité aktivní prvky

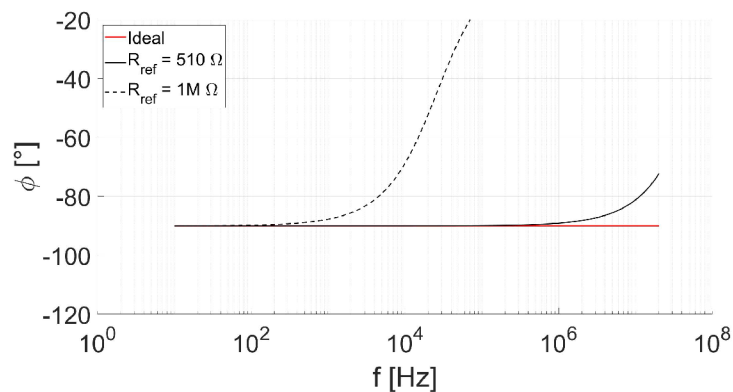
AD8130[3]: Vnitřní zapojení se v podstatě skládá ze dvou operačních zesilovačů a napěťového sumátoru. Jeden zesilovač je určen např. k realizaci právě rozdílu či obyčejného zesílení a druhý zesilovač slouží k zavedení zpětné vazby a případnému offsetu výstupní úrovně. Výstupní napětí dílčích zesilovačů se pak sečtou a přes buffer objeví na výstupu. Vstupní odpor pro mód používaný v převodníku je dle katalogového listu $6 M\Omega$ a vstupní kapacita $3 pF$. Udávaná šířka pásma je $175 MHz$.

AD830[4]: Jeho vnitřní schéma je oproti AD8130[3] poněkud odlišné. Skládá se ze dvou převodníků napětí na proud s transkonduktancí G_M . Výstupní proudy převodníků se pak sečtou a výsledný proud se ve vysokoimpedančním uzlu převede na napětí, které se přes buffer vyvede na výstup. Funkce převodníků v rámci vnitřního zapojení je stejná jako v případě zesilovačů v AD8130[3]. Vstupní odpor je podle katalogu $370 k\Omega$ a vstupní kapacita $2 pF$. Šířka pásma je pak v porovnání s AD8130[3] podstatně menší. Její typická hodnota je $85 MHz$.

2.3.2 Měření C

Omezení zapojení

Návrh měřicího zapojení vychází (obr. 1.2) především z průběhu fáze, která je ovlivňována vstupní impedancí zesilovače a jeho póly. Volba referenčního rezistoru závisí na průběhu fáze na konci měřeného pásma, protože, obdobně jako v případě zapojení s CFA, hodnota reference ovlivňuje polohu nul či pólů zesilovače. Pomocí modelu 2. úrovně AD8130[3] (model s jedním pólem) a jeho doplněním vstupních impedancí na základě údajů z katalogu vyplývá, že čím je hodnota rezistoru větší, tím je nula, která je na něho vázaná, na nižším kmitočtu. Potom dochází ke změně fáze diferenčního napětí z žádané hodnoty směrem k nule ještě před dosažením konce pásma. Demonstrace tohoto jevu je na obrázku 2.20. Ideální hodnota referenčního rezistoru se pohybuje řádově ve stovkách Ohmů. Tento jev se objevuje u obou popisovaných aktivních prvků.



Obr. 2.20: Vliv referenčního rezistoru na fázi (AD8130)

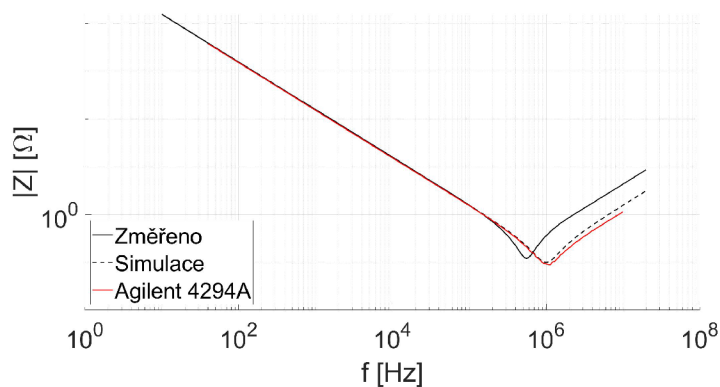
Velikost referenčního rezistoru se tedy odvíjí od jeho vlivu na polohu nul a pólů a také od mezního kmitočtu vzniklého RC článku. Je v zájmu přesnosti měření fáze na nízkých kmitočtech, aby se mezní kmitočet pokud možno pohyboval pod nejnižším měřeným kmitočtem. Je tedy třeba volit kompromis mezi těmito dvěma vlivy. Pak na základě zvolené hodnoty referenčního rezistoru je třeba omezit velikost měřené kapacity. Tato úvaha se odvíjí od citlivosti osciloskopu.

$$C_{\min} = \frac{1}{\omega_{\min}} \frac{U_{2\min}}{R_{\text{ref}}(U_1 - U_{2\min})} \quad (2.14)$$

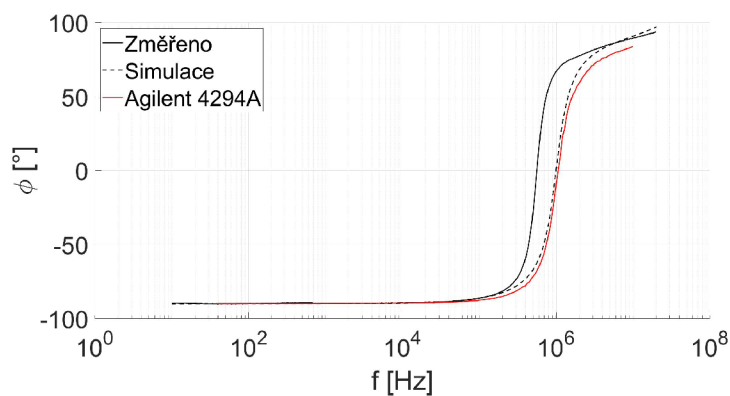
$$C_{\max} = \frac{1}{\omega_{\max}} \frac{U_1 - U_{2\min}}{R_{\text{ref}}U_{2\min}} \quad (2.15)$$

Vlastní měření

Na obrázcích 2.21 a 2.22 jsou výsledky reálného měření porovnaného se simulací a s referenčním měřením na impedančním analyzátoru. Měřen byl polyesterový kondenzátor o kapacitě $1 \mu\text{F}$. V případě obou aktivních prvků byl zvolen referenční rezistor o velikosti 100Ω . Do prezentujících grafů byl vybrán lepší z prvků, což je v tomto případě AD8130.



Obr. 2.21: Měření modulu $1 \mu\text{F}$ kondenzátoru, AD8130



Obr. 2.22: Měření fáze $1 \mu\text{F}$ kondenzátoru, AD8130

Všechny tři průběhy spolu vcelku dobře korespondují, až na polohu parazitní rezonance kondenzátoru. Ta je ovlivněna indukčností přívodů k měřicím svorkám (odpovídá asi 80 nH , což je reálná hodnota vzhledem k předloze DPS). Analyzátor dokáže tuto indukčnost na základě kalibrace vyloučit a v simulaci nebyla uvažována.

2.3.3 Měření L

Omezení zapojení

Pokud by se jednalo o ideální indukčnost, velikost referenčního rezistoru by, stejně jako v případě měření ideálního kondenzátoru, měla vliv na polohu nul a pólů a velká impedance indukčnosti by tento vliv ještě více podpořila (viz 2.20). To by mělo za následek hrubé nepřesnosti měření jak fáze, tak modulu na konci pásma. Takže na základě simulací byla hodnota referenčního rezistoru stanovena opět v řádu stovek Ohmů. Tato hodnota spolu s citlivostí osciloskopu stanovuje rozsah měřitelných indukčností podle vztahů:

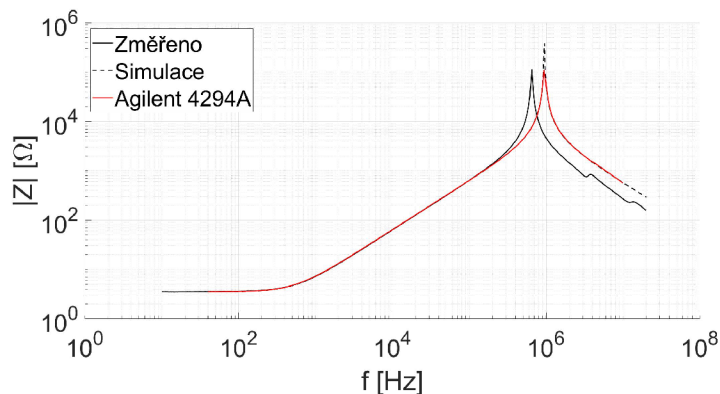
$$L_{\min} = \frac{1}{\omega_{\min}} \frac{R_{\text{ref}} U_{2\min}}{U_1 - U_{2\min}} \quad (2.16)$$

$$L_{\max} = \frac{1}{\omega_{\max}} \frac{R_{\text{ref}} (U_1 - U_{2\min})}{U_{2\min}} \quad (2.17)$$

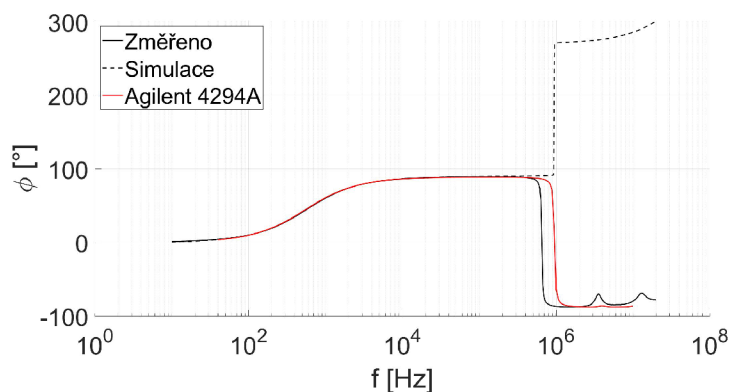
Má-li však reálná indukčnost sériový odpor vinutí, odpadá tím stanovení minimální měřitelné hodnoty, protože takovýto odpor se pohybuje řádově v jednotkách Ohmů, a tím pádem se neprojeví vzhledem k hodnotě referenčního rezistoru. Přidá-li se ještě vlastní rezonance s kmitočtem na měřeném pásmu, odpadá v podstatě i určení maximální měřitelné indukčnosti. Měřitelnost dané cívky je pak závislá na její impedanci v rezonanci a dynamice převodníku.

Vlastní měření

Po provedení testovacích měření (obrázek 2.23 a 2.24) různých hodnot indukčností cívek s různými hodnotami referenčního rezistoru se ukázalo, že oba dva prvky vykazují velmi dobré vlastnosti. Pro znázornění výsledků byl tedy namátkou vybrán diferenční zesilovač AD830[4], jenž měl za úkol změřit impedanci cívky o velikosti 1000 μH se zařazeným referenčním rezistorem o hodnotě 100 Ω . Naměřený průběh je opět doplněn o výsledek simulace a o referenční měření.



Obr. 2.23: Měření modulu cívky 1000 μH , AD830

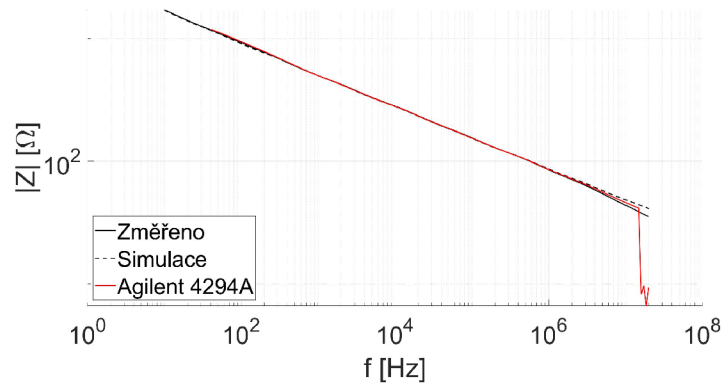


Obr. 2.24: Měření fáze cívky 1000 μH , AD830

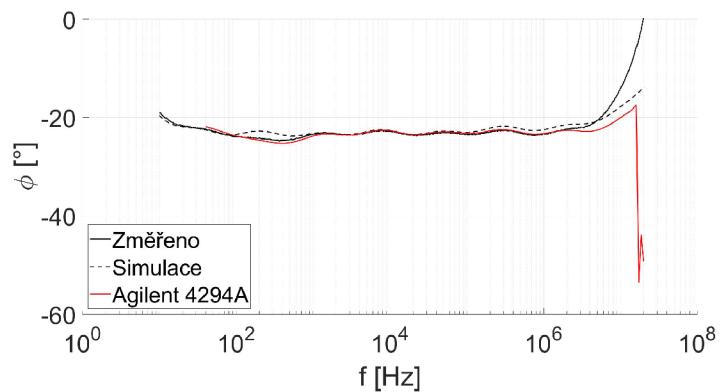
Opět je vidět dobrá shoda všech tří křivek a opět je zde citelné posunutí vlastní rezonance cívky vlivem vstupní kapacity osciloskopu (v simulaci uvažována), vstupní kapacity diferenčního zesilovače a parazitní kapacity na tištěném spoji. Tyto kapacity jsou s cívkou spojeny paralelně. Průběhy fáze jsou též v dobré shodě. Jde pouze o rozdílný způsob zápisu dat programu PSpice a zbylých měření.

2.3.4 Měření fraktálního dvoj pólu

Výsledky měření (obrázek 2.25 a 2.26) jsou velmi dobré. Nechalo by se zde diskutovat o vlivu vstupní kapacity osciloskopu, která v tomto konkrétním případě ovlivňuje hodnotu korekčního kondenzátoru (C_p) CPE, který upravuje průběh fáze na nízkých kmitočtech. Není ovšem k dispozici referenční průběh od 10 Hz. Při měření zbylých dvou řádů CPE je tento vliv zanedbatelný, protože jejich korekční kondenzátory jsou v řádu nF (u měřeného CPE je 4,7 pF). Jako reference byl zvolen opět rezistor o hodnotě 100 Ω a přípravek byl napájen 5 V symetrickými.



Obr. 2.25: Měření modulu CPE řádu $\alpha = 1/4$, AD8130



Obr. 2.26: Měření fáze CPE řádu $\alpha = 1/4$, AD8130

2.3.5 Zhodnocení vlastností

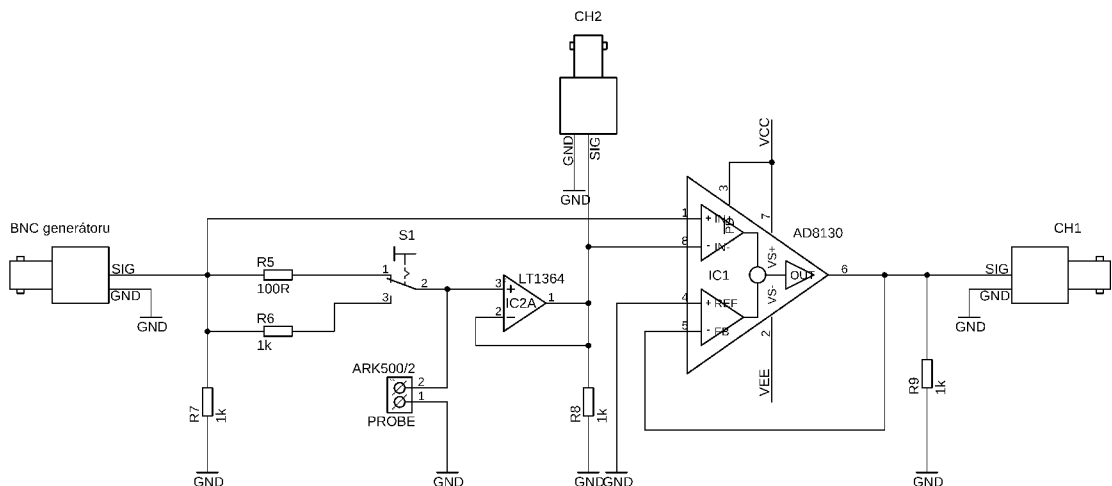
Měření s tímto převodníkem je velmi jednoduché, protože aktivní prvek nepracuje jako kmitočtově závislý zesilovač, ale jako diferenční zesilovač. To umožňuje měření bez nutnosti nastavování napěťových hladin budícího signálu v rámci každé dekády. Impedance tak lze měřit jedinou úrovní. Limitem je zde citlivost osciloskopu, která umožní měřit impedance v rozsahu od desítek mΩ do nízkých jednotek MΩ. Daní za jednoduchost měření je potom parazitní kapacita osciloskopu. Tu lze částečně eliminovat použitím sledovače na měřené impedanci a precizním návrhem DPS.

3 Návrh přípravku

Vzhledem k dobrým výsledkům měření na vývojových modulech byl pro výsledný modul vybrán převodník pracující na principu děliče a diferenciálního zesilovače. Oba diferenciální zesilovače poskytovaly téměř totožné výsledky, ale na základě vstupních parametrů byl vybrán AD8130[3].

3.1 Konstrukční řešení

Převodník s diferenčním zesilovačem poskytuje výhodu pohodlného měření. S jednou amplitudou vstupního signálu lze proměřit celou převodní charakteristiku, protože díky děliči a diferenčnímu zesílení nemůže dojít k limitaci vstupu zesilovače. Problémem je pouze citlivost osciloskopu, ale ta je do jisté míry řešitelná nastavením vstupního signálu na maximální možnou hodnotu (pouze v případě měření pasivní impedance). Cenou za velmi jednoduché měření je vstupní kapacita osciloskopu, která ovlivňuje výsledky měření (např. posun vlastní rezonance cívky). Za účelem její eliminace, je měřená impedance oddělená od osciloskopu pomocí napěťového sledovače realizovaného z LT1364[7]. Jeho udávaná vstupní kapacita je totiž pouze 3 pF. Kanál osciloskopu má zhruba 15 pF. Na desce se také nachází přepínač, který umožňuje přepínání mezi dvěma hodnotami referenčního rezistoru (100 Ω nebo 1 k Ω).



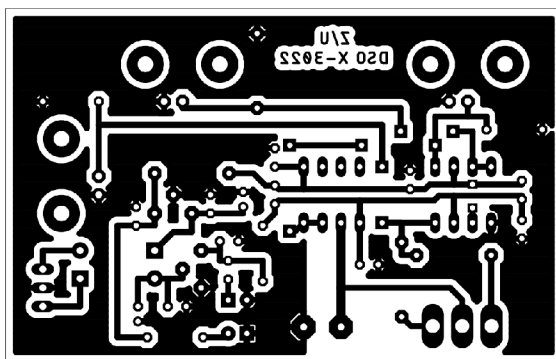
Obr. 3.1: Schéma výsledného měřicího modulu (bez napájecí části)

3.2 Doporučení pro měření

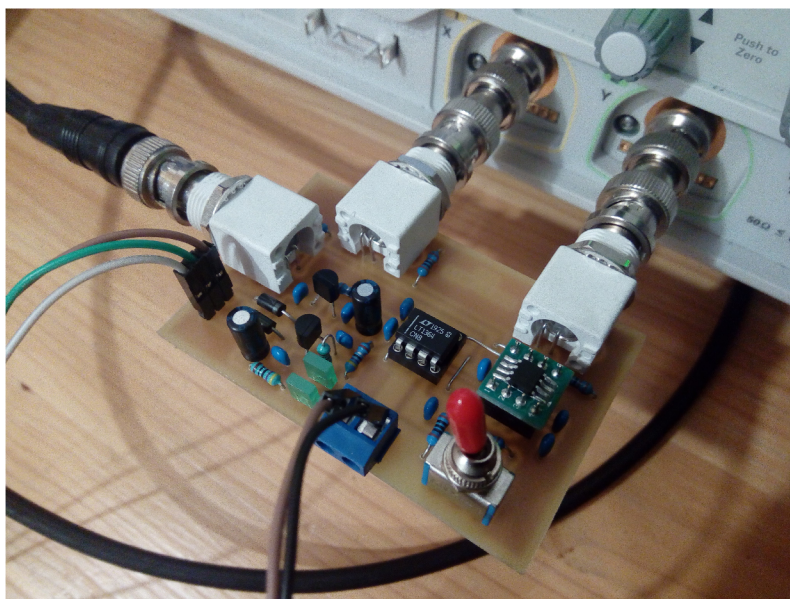
Jelikož má zesilovač jednotkové zesílení, není třeba řešit nastavení offsetu, které na desce ani není implementováno. Jak je uvedeno výše, měření je velmi jednoduché a lze si vystačit s jednou úrovní vstupního signálu na celém rozsahu kmitočtů. Ovšem v rámci zvýšení přesnosti je vhodné, aby se výstupní signál pohyboval v rozumných mezích (pokud toho lze dosáhnout). Pro nastavení vhodné amplitudy vstupního napětí je na místě provést nejprve „zrychlené“ měření, např. s 25 body na rozsahu, pozorovat tvar a úroveň signálů indikovaných oscilokopem a na základě toho rozhodnout o případné změně úrovně vstupního napětí nebo změně referenčního rezistoru. Počet bodů na rozsahu při vlastním měření je třeba přizpůsobit charakteru impedance. Pokud její modul či fáze neobsahují rychlé změny vysoce selektivního charakteru, lze si vystačit např. s 250 body. V případě měření např. vlastní rezonance cívky je naopak vhodné nastavit počet bodů na maximální hodnotu. Měření trvá sice poměrně dlouho, ale jsou zachyceny i lokální rychlé změny průběhu.

Měřicí rozsahy se pohybují ve stejných mezích pro obě hodnoty referenčních rezistorů. Na základě teoretických předpokladů a jejich praktickým ověřením lze rozsah určit v mezích od desítek $m\Omega$ do $1\text{ M}\Omega$. Spodní hodnota rozsahu je omezena citlivostí osciloskopu a horní hodnota konečným odporem vstupu sledovače. Ten je podle katalogu $5\text{ M}\Omega$. Horní mez by se tedy nechala zvýšit použitím operačního zesilovače s FET tranzistorem na vstupu, jejichž vstupní odpor je velmi vysoký. Hodnota reference je volitelná např. z důvodu měření čistě kapacitní impedance, kde je třeba menší hodnoty reference (mezní kmitočet vzniklého RC článku).

3.3 Vyhotovený měřicí modul



Obr. 3.2: Předloha DPS měřicího modulu (není 1:1)

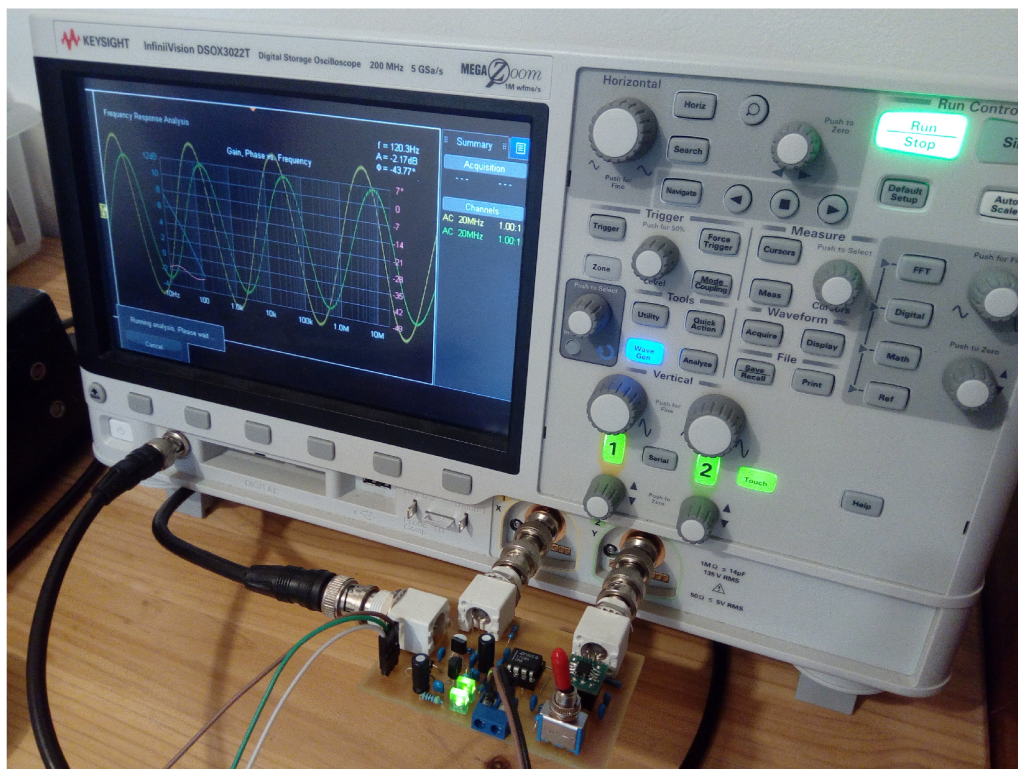


Obr. 3.3: Vyhotovený modul

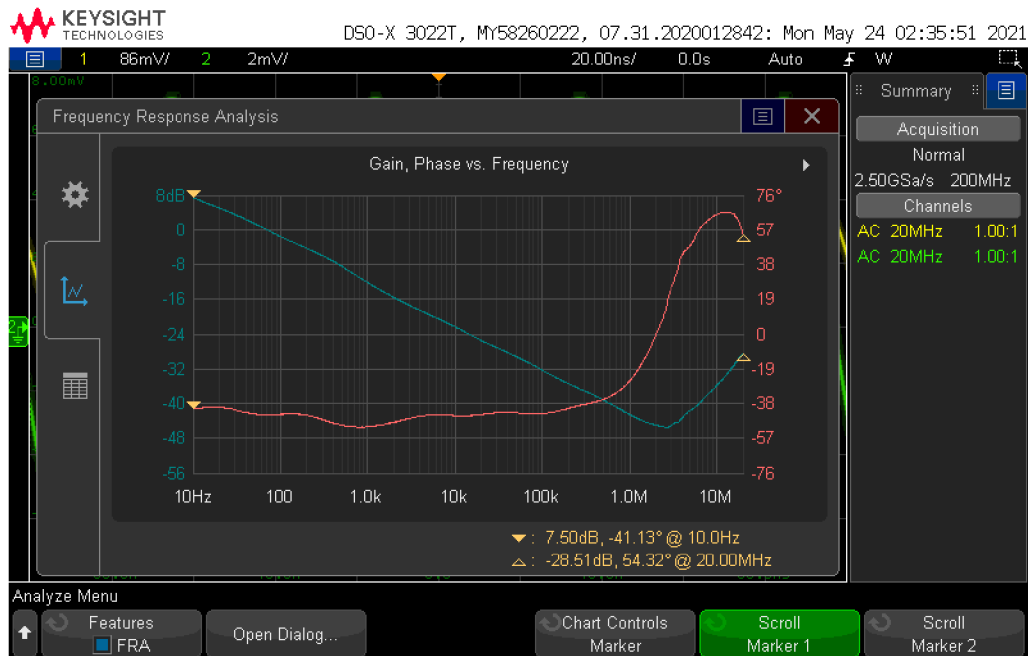
3.4 Měření na výsledném modulu



Obr. 3.4: Nastavení FRA při měření CPE řádu $\alpha = 1/2$, $R_{ref} = 1 \text{ k}\Omega$



Obr. 3.5: Průběh měření CPE řádu $\alpha = 1/2$, $R_{ref} = 1 \text{ k}\Omega$



Obr. 3.6: Změřené průběhy CPE řádu $\alpha = 1/2$, $R_{ref} = 1 \text{ k}\Omega$

Závěr

Na základě získaných dat ze simulací i z reálných měření byly určeny jak teoreticky, tak prakticky dosažitelné měřicí rozsahy. Bylo též přihlédnuto ke konstrukční složitosti a náročnosti měřicí procedury. Převodník s CFA, konkrétně s AD844[6], byl shledán jako naprosto nevyhovující až po praktické realizaci. Jeho teoretické předpoklady byly velmi dobré. Převodníky s VFA byly samozřejmě závislé na kvalitě použitých OZ, ze kterých jako nejlepší vychází LT1364[7], který je velmi stabilní (potřebuje tudíž minimum doplňujících součástek - jednoduchost) a má dobré parametry vstupních terminálů. Naproti tomu měření s takovým převodníkem je časově náročné z hlediska nastavování vhodných úrovní budicího signálu pro jednotlivé kmitočtové dekády tak, aby nedocházelo k limitacím vstupu nebo naopak nebyla úroveň napětí pod citlivostí osciloskopu. Z tohoto důvodu nebyl ani tento převodník použit ve výsledném modulu. Nakonec byl tedy pro svou všeobecnou jednoduchost vybrán převodník s diferenčním zesilovačem, konkrétně s AD8130[3], pro jeho lepší parametry oproti AD830[4].

Vyhotovený převodník vykazuje převahu pozitivních vlastností, mezi které patří např. velmi jednoduché měření, dostatečný měřicí rozsah (10 Hz až 20 MHz), neinvertovaná hodnota fáze a velmi jednoduchá konstrukce. Mezi nevýhody lze zařadit vstupní kapacitu cca 10 pF a vstupní odpor 5 M Ω . To lze řešit použitím kvalitnějšího OZ jako sledovače na měřené impedanci. Teoretický měřicí rozsah totiž sahá do desítek M Ω , takže je zde hodně prostoru pro další experimentování.

Vstupní parametry, zejména kapacita, ovlivňují např. vlastní rezonance měřených cívek či průběh impedance a fáze odporu. Je třeba si uvědomit, že při měření obyčejného rezistoru se vytvoří se vstupní kapacitou RC článek s mezním kmitočtem f_m . Vstupní odpor sledovače pak omezuje měřitelné impedance do stovek k Ω až 1 M Ω (již s velkou chybou). Celková měřicí dynamika je, díky nastavitelné amplitudě generátoru (20 mV až 5 V) a citlivosti osciloskopu (v řádu stovek μ V), přibližně 100 dB.

Cenově modul vychází cca na 600 Kč. Nejdražší jsou samozřejmě aktivní prvky a elektromechanické součástky (BNC, přepínač, atd.). Modul byl vyráběn běžně dostupnými technologiemi pro domácí výrobu DPS. Rozměry činí 76 mm na délku a 49 mm na šířku. Z uvedeného vyplývá, že cíle práce byly splněny. Modul je kompaktní, není potřeba používat koaxiální kabely (až na generátor), modul je levný a jeho měřicí rozsah (jak kmitočtový, tak impedanční) je dostačující a respektuje zadání práce.

Literatura

- [1] AD5933: 1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 2/2020.
URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5933.pdf>
- [2] AD5934: 250 kSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 2/2020.
URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5934.pdf>
- [3] AD8129_8130: Low Cost 270 MHz Differential Receiver Amplifiers, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 9/2019.
URL https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8129_8130.pdf
- [4] AD830: High Speed, Video Difference Amplifier, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 9/2019.
URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD830.pdf>
- [5] AD8302: LF–2.7 GHzRF/IF Gain and Phase Detector, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 9/2019.
URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8302.pdf>
- [6] AD844: 60 MHz, 2000 V/ μ s, Monolithic Op Amp with Quad Low Noise, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 9/2019.
URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD844.pdf>
- [7] LT1364: Dual and Quad 70MHz, 1000V/ μ s Op Amps, Linear Technology [online]. poslední aktualizace 2/2020.
URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/13645fa.pdf>
- [8] NE5532 data sheet, product information and support | TI.com.
URL https://www.ti.com/product/NE5532?utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=asc-null-null-GPN_EN-cpc-pf-google-wwe&utm_content=NE5532&ds_k=NE5532&DCM=yes&gclid=Cj0KCQiAtqL-BRCOARIsAF4K3WFMTz3LkmX8gAl3U5ytxtPZ31bPBCMX_k9WtSOqDPfdjMzAk0qfwoaAlMDEALw_wcB&gclsrc=aw.ds

- [9] OPA2652: Dual,700MHz,Voltage-Feedback Operational Amplifier, Texas Instruments [online]. poslední aktualizace 10/2020.
URL <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2652.pdf>
- [10] TL072: TL07xx Low-Noise FET-Input Operational Amplifiers, Texas Instruments [online]. poslední aktualizace 12/2020.
URL https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl072.pdf?ts=1607058751454&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTL072%253FHQS%253DTI-null-null-octopart-df-pf-null-wwe
- [11] Al-Ali, A. A.; Maundy, B. J.; Elwakil, A. S.: *Design and Implementation of Portable Impedance Analyzers*. Springer International Publishing, ISBN 978-3-030-11783-2 978-3-030-11784-9, doi:10.1007/978-3-030-11784-9.
URL <http://link.springer.com/10.1007/978-3-030-11784-9>
- [12] Bartušek, K.; Vysoké učení technické v Brně; Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky: *Měření v elektrotechnice*. Brno: VUTIUM, 2010, ISBN 978-80-214-4160-6, oCLC: 703549283.
- [13] Brtník, Bohumil: *Navrhování a analýza elektronických obvodů*. Praha: Nakladatelství BEN - odborná literatura, první vydání, 2019, ISBN 978-80-7300-557-3.
- [14] Domanský, O.: *Syntéza obvodových prvků s fraktální dynamikou*. Diplomová práce, vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Brno, Květen 2016.
URL https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=124857
- [15] Petržela, J.: POSOUVAČE FÁZE ZALOŽENÉ NA VYUŽITÍ PASIVNÍCH REALIZACÍ FRAKTÁLNÍCH KAPACITORŮ. ročník 70 (2014), è. 2: str. 7.
URL <http://slaboproudyobzor.webzdarma.cz/index.php?lg=cze&pg=2&jid=28>
- [16] Petržela, J.; Slezák, P.: Aproximace fraktálních dvojpólů v kmitočtové oblasti. ročník 2011, è. 1: str. 10, ISSN 1213-1539.
URL <http://elektrorevue.cz/cz/clanky/analogova-technika--vzajemny-a-d-prevod/10/aproximace-fraktalnich-dvojpolu-v-kmitoctove-oblasti/>
- [17] Shah, Z. M.; Kathjoo, M. Y.; Khanday, F. A.; aj.: A survey of single and multi-component Fractional-Order Elements (FOEs) and their applications. *Microelectronics Journal*, ročník 84, Únor 2019: s. 9–25, ISSN 00262692, doi:10.1016/j.mejo.2018.12.010.

URL <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0026269218307390>

- [18] Sotner, R.; Jerabek, J.; Langhammer, L.: Tunable Fractional-Order Capacitance Multiplier Using Current Gain Adjustment: str. 4. ISSN 1213-1539, doi: 10.1109/ICECS49266.2020.9294960.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

<i>OZ</i>	operační zesilovač
<i>CFA</i>	zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (Current Feedback Amplifier)
<i>VFA</i>	zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou (Voltage Feedback Amplifier)
<i>FRA</i>	analýza kmitočtové odezvy (Frequency Response Analysis)
<i>FFT</i>	rychlá Fourierova transformace (Fast Fourier transform)
<i>CPE</i>	fraktální dvojpól s konstantní fází (Constant Phase Element)
<i>DFT</i>	diskrétní Fourierova transformace
R_{ref}	referenční rezistor
<i>DPS</i>	deska plošných spojů

Obsah přiloženého .zip souboru

Kořenový adresář obsahuje simulační soubory, které byly využity jak pro analýzu chování jednotlivých druhů převodníků, tak pro export průběhů označených v grafech jako „Simulace“. Simulace byly prováděny v programu PSpice, verze 16.6.

Kořenový adresář dále obsahuje návrhy DPS všech vývojových modulů používaných pro analýzu vlastností jednotlivých převodníků. Pro návrh bylo použito prostředí EAGLE 9.6.2. free. Součástí projektu jsou též knihovny součástek, které nejsou běžně dostupné.

BAP	kořenový adresář přiloženého .zip souboru
├── PSpice_files	simulační soubory pro prezentované výsledky
│ ├── CFA	
│ │ ├── AD844cap	přísluší obr. 2.4 a 2.5
│ │ ├── AD844coil	přísluší obr. 2.6 a 2.7
│ │ └── AD844frac	přísluší obr. 2.8 a 2.9
│ ├── VFA	
│ │ ├── LT1364cap	přísluší obr. 2.14 a 2.15
│ │ ├── LT1364coil	přísluší obr. 2.16 a 2.17
│ │ └── LT1364frac	přísluší obr. 2.18 a 2.19
│ └── Delic	
│ ├── AD830coil	přísluší obr. 2.23 a 2.24
│ ├── AD8130cap	přísluší obr. 2.21 a 2.22
│ └── AD8130frac	přísluší obr. 2.25 a 2.26
└── EAGLE	... obsahuje návrhy všech vývojových DPS, včetně výsledného převodníku
├── AD830	
├── AD844	
├── AD8130	
├── VFAs	vzhledem ke stejnému pinoutu všech OZ postačila jedna deska
└── Výsledný modul	přísluší obr. 3.1 a 3.2