

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

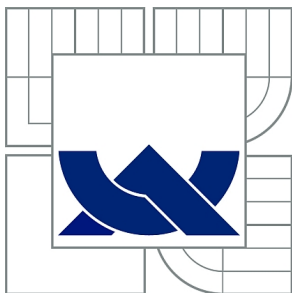
NÁVRH VF MĚŘIČE IMPEDANCE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

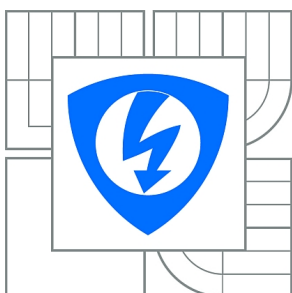
Bc. JIŘÍ WIESNER

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH VF MĚŘIČE IMPEDANCE

THE DESIGN OF RF IMPEDANCE METER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

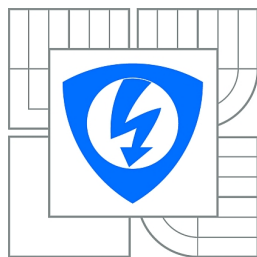
Bc. JIŘÍ WIESNER

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ZDENĚK ROUBAL

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jiří Wiesner

ID: 125343

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Návrh vf měřiče impedance

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s měřením impedancí v kmitočtovém pásmu do 100 MHz. Vyberte vhodnou měřicí metodu využívající obvod AD8302. Zaměřte se na správné určení znaménka fáze impedance. Navrhněte zapojení a DPS analogového modulu a realizujte jej.

K měřicímu analogovému modulu navrhněte řídicí modul využívající procesor ARM. Naprogramujte ovládací program a komunikaci s PC. Změřte dosažené vlastnosti celého zařízení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Agilent Impedance Measurement Handbook [online]. Agilent technologies, 2003 - [cit. 8.5.2014]. Dostupné na <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>.

[2] GESCHIEDTOVÁ, E., REZ, J., STEINBAUER, M. Měření v elektrotechnice. Skriptum FEKT VUT v Brně. Brno: Vydavatelství VUTUM, 2002.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 21.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Roubal

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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

V první části práce se pojednává o základních metodách pro měření neznámé impedance. Po určení parametrů požadovaného impedančního analyzátoru byla zvolena metoda střídavého Wheatstonova nevyváženého můstku. Jako zdroj harmonického signálu byl vybrán obvod přímé digitální syntézy a samotné měření zajišťuje analogový vektorvoltmetr. Následně je diskutována problematika určování znaménka fáze neznámé impedance. V práci je popsáno zapojení obvodů AD8302 a obvodu přímé digitální syntézy AD9958, pro který je i uveden příklad kódu. Dále je diskutován návrh a simulace rekonstrukčního filtru. V závěru práce jsou uvedeny naměřené hodnoty výstupního napětí a spektra syntezátoru.

KLÍČOVÁ SLOVA

Měření impedance, můstková metoda měření, Agilent příručka, impedanční analyzátor, DDS.

ABSTRACT

The first part deals with the basic methods for measuring an unknown impedance. After determining the parameters of the desired impedance analyzer method was chosen AC unbalanced Wheatstone bridge. As a source of harmonic signal has been selected direct digital synthesis circuit and measure provides the analog vector voltmeter. Subsequently, it is discussed the issue of determining the sign of the unknown phase impedance. The thesis describes the wiring of circuit AD8302 and circuit AD9958 direct digital synthesis for which it is also an example of the code. It discusses the design and simulation of a reconstruction filter. Finally there are the measured output voltage and spectrum synthesizer.

KEYWORDS

Impedance measuring, bridge method of measurement, Agilent Handbook, impedance analyzer, DDS.

WIESNER, J. *Návrh vf měřiče impedance*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky, 2015. 31 s., 15 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: ing. Zdeněk Roubal.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma VF měřič impedance jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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 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.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce ing. Zdeňku Roubalovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Obsah	iv
Seznam obrázků	vii
Seznam tabulek	ix
Úvod	1
1 Metody měření impedance	2
1.1 Můstková metoda.....	3
1.2 Rezonanční metoda.....	5
1.3 Ohmova metoda pro měření na nízkých kmitočtech	5
1.4 Vysokofrekvenční Ohmova metoda	6
1.5 Obvodová analýza, směrová odbočnice.....	7
1.6 Automaticky vyvážený můstek.....	7
1.7 Příklady současných impedančních analyzátorů	9
2 Impedanční analyzátor	10
2.1 Analogový vektor-voltmetr AD8302.....	11
2.1.1 Vyšetření znaménka fáze	13
2.2 Obvod přímé digitální syntézy [12].....	14
2.2.1 Složení obvodu DDS	14
2.2.2 Popis funkce DDS.....	15
2.2.3 Obvod AD9958.....	16
2.3 Obecné blokové schéma	19
2.4 Blokové schéma s obvodem AD8302.....	20
3 Realizace	21
3.1 Vývojový kit	21
3.2 Zapojení obvodu AD8302	22
3.3 Zapojení obvodu AD9958	23
3.3.1 Registry obvodu AD9958	23
3.3.2 Program.....	24
3.3.3 Ukázka kódu pro nastavení kmitočtu.....	25
3.3.4 Ukázka kódu pro nastavení fázového posuvu.....	26

3.3.5	Zesilovače OPA843 v diferenciálním zapojení	27
3.3.6	Antialiasingový filtr	27
3.3.7	Oddělovací zesilovače OPA656	30
3.4	Zapojení napájecích zdrojů	30
4	Závěr	31
	Literatura	32
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	33
A	Návrh zařízení – Měřicí modul	34
A.1	Obvodové zapojení	34
A.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	35
A.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	35
A.4	Seznam součástek	36
B	NÁVRH ZAŘÍZENÍ – DDS modul	37
B.1	Obvodové zapojení	37
B.2	Deska plošného spoje – top (strana spojů).....	38
B.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	38
B.4	Seznam součástek	39
C	NÁVRH ZAŘÍZENÍ – Napájecí modul	40
C.1	Obvodové zapojení	40
C.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	41
C.3	Seznam součástek	41
D	Měření rekonstrukčního FILTRU	42
E	Výsledný vzhled zařízení	42
F	Naměřené průběhy obvodu DDS	43
F.1	Výstupní signál 100 kHz.....	43
F.2	Výstupní signál 1 MHz	43
F.3	Výstupní signál 10 MHz	44
F.4	Výstupní signál 100 MHz	44
F.5	Kmitočtová závislost výstupního napětí kanálů DDS	45
G	Naměřené spektrum obvodu DDS	45
G.1	Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 10 MHz	45

G.2	Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 20 MHz	46
G.3	Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 30 MHz	46
G.4	Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 40 MHz	47
G.5	Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 50 MHz	47
G.6	Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 70 MHz	48
G.7	Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 100 MHz	48

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Měřicí rozsah jednotlivých metod [2].	3
Obr. 1.2:	Zapojení Wheatstoneova můstku (a), klasického Scheringova můstku (b) a jeho vf. úpravy (c) [4].	3
Obr. 1.3:	Rezonanční metoda měření impedance indukčnosti (a) a kapacity (b) pomocí Q-metru.	5
Obr. 1.4:	(a) Ohmova metoda bez kompenzace, (b) Ohmova metoda s kompenzací oddělovacím transformátorem, převzato z [10].	6
Obr. 1.5:	Schéma modifikované vysokofrekvenční Ohmovy metody [1].	6
Obr. 1.6:	Schéma pro měření impedance pomocí směrové odbočnice [10].	7
Obr. 1.7:	Automaticky vyvážený můstek [1].	7
Obr. 1.8:	Zapojení automaticky vyváženého můstku pro nízké kmitočty do 100 kHz [1].	8
Obr. 1.9:	Příklad zapojení automaticky vyváženého můstku pro čtyřsvorkové připojení do 100 kHz [9].	9
Obr. 1.10:	Impedanční analyzátor od firmy Keysight E4990A	10
Obr. 1.11:	Čtyřsvorkový RLC měřič Keysight E4980A (vlevo) a RLC měřič LCR819 (vpravo)	10
Obr. 2.1:	Rozsah možných měřených impedancí Ohmovou metodou.	11
Obr. 2.2:	Funkční blokové schéma obvodu AD8302 [11]	12
Obr. 2.3:	Amplitudová a fázová převodní charakteristika.	13
Obr. 2.4:	Závislost chyby fáze na fázovém posuvu obou kanálů [10]	14
Obr. 2.5:	Základní princip obvodu DDS	14
Obr. 2.6:	Digitální fázová kružnice (převzato z [6])	15
Obr. 2.7:	Příklad spektra generovaného signálu při $f_{\text{CLOCK}} = 300\text{MHz}$ (převzato z [6])	16
Obr. 2.8:	Vnitřní zapojení obvodu AD9958	17
Obr. 2.9:	Obecné zapojení impedančního analyzátoru (a) pro malé impedance, (b) pro velké impedance	19
Obr. 2.10:	Blokové schéma impedančního analyzátoru s obvodem AD8302.	20
Obr. 3.1:	Vývojový kit STM32 F0	21
Obr. 3.2:	Zapojení pro kompenzaci měřicího kanálu	22
Obr. 3.3:	Odezva měřicího kanálu na obdélníkový signál o kmitočtu 1 MHz	22

Obr. 3.4:	Kmitočtová závislost poměru zesílení obou měřicích kanálů.....	23
Obr. 3.5:	Blokový diagram.....	24
Obr. 3.6:	Toleranční pole filtru	27
Obr. 3.7:	Zapojení antialiasingového filtru podle programu NAF.....	27
Obr. 3.8:	Modulová a fázová frekvenční charakteristika podle programu NAF.....	28
Obr. 3.9:	Výsledná charakteristika simulace Monte Carlo	29
Obr. 3.10:	Přenosová kmitočtová charakteristika filtru	29
Obr. 3.11:	Fázová kmitočtová charakteristika filtru	30

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1:	Metody měření impedance.....	2
Tab. 1.2:	Parametry impedančních analyzátorů	10
Tab. 2.1:	Požadované parametry navrhovaného měřiče impedance	10
Tab. 2.2:	Parametry obvodu AD8302	12
Tab. 2.3:	Parametry obvodu AD9958	16
Tab. 2.4:	Rozložení jednotlivých pinů zvoleného obvodu DDS [14]	18
Tab. 3.1:	Rozložení a zapojení vstupně/výstupních pinů.....	21
Tab. 3.2:	Navržené a skutečné hodnoty dolní propusti	28

ÚVOD

Tato práce pojednává o problematice spojené s měřením neznámých impedancí. Jsou probrány základní metody měření. V dalším textu je pak navrženo blokové schéma zapojení s analogovým voltmetrem. Toto zapojení využívá střídavého nevyváženého Wheatstonova mostu, který vyžaduje zdroj harmonického signálu.

Důkladná pozornost byla věnována výběru stěžejních součástek, jako je dvoukanálový zdroj přímé digitální syntézy, nebo vektorový voltmetr. Je diskutována problematika s určením znaménka fáze, je popsáno řešení pomocí dvou zdrojů harmonického signálu se vzájemným fázovým posuvem.

Po podrobném výběru byl zvolen obvod AD9958 jako zdroj harmonického signálu. Vybraný syntezátor umožňuje nastavení fáze jednotlivých kanálů, což je využito v měřicím algoritmu jehož součástí je obvod AD8302. Celé měření zprostředkovává vývojový kit STM Discovery. V práci je popsán vývojový kit, návrh rekonstrukčního filtru a v závěru jsou diskutovány naměřené průběhy výstupního napětí a spektra.

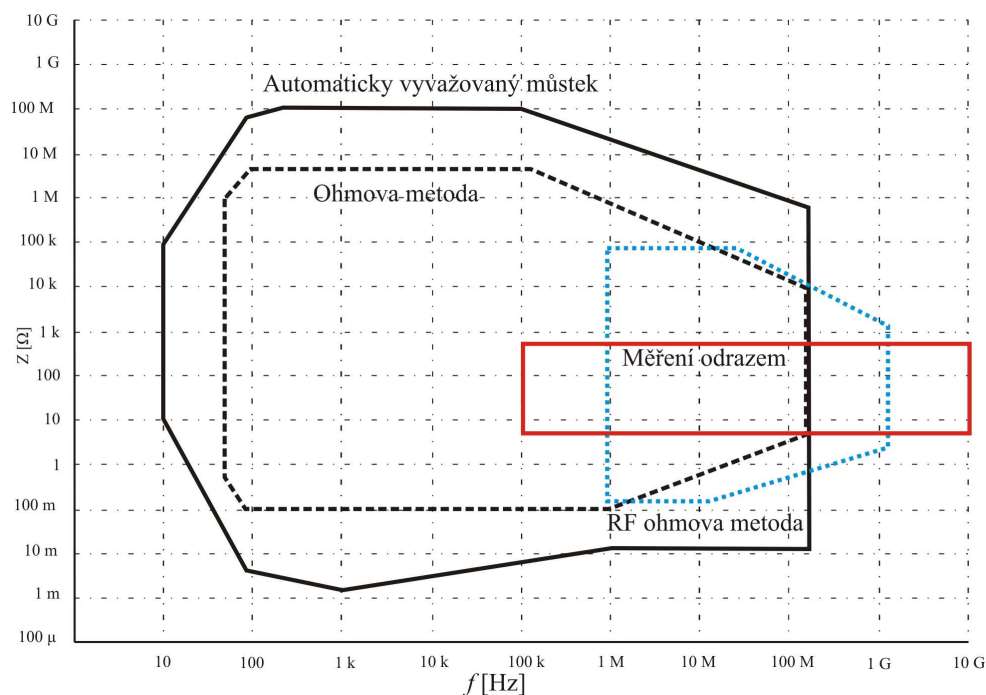
1 METODY MĚŘENÍ IMPEDANCE

V následujícím textu bude rozebráno několik měřicích metod včetně krátké diskuze o jejich výhodách a nevýhodách. Tyto metody zachycuje Tab. 1.1[1].

Tab. 1.1: Metody měření impedance

	Výhody	Nevýhody	Frekvenční rozsah
Můstková metoda	- vysoká přesnost - velký frekvenční rozsah	- můstek se obtížně vyvažuje	DC až 300 MHz
Rezonanční metoda	- umožňuje přesné měření činitele jakosti Q	- nutnost ladit do rezonance - nepřesné pro malé impedance	10 kHz až 70 MHz
Ohmova metoda	- s modifikací lze dosáhnout velkého frekvenčního rozsahu	- použití oddělovacího transformátoru omezuje frekvenční rozsah	10 kHz až 100 MHz 1 MHz až 3 GHz
Obvodová analýza	- velký frekvenční rozsah - vysoká přesnost v okolí měřené impedance	- nutná kalibrace při změně frekvence - malý rozsah měřených impedancí	300 kHz a vyšší
Automaticky vyvážený můstek	- vysoká přesnost - velký frekvenční rozsah - velký rozsah měřených impedancí	- nevhodné pro vyšší frekvence	20 Hz až 110 MHz

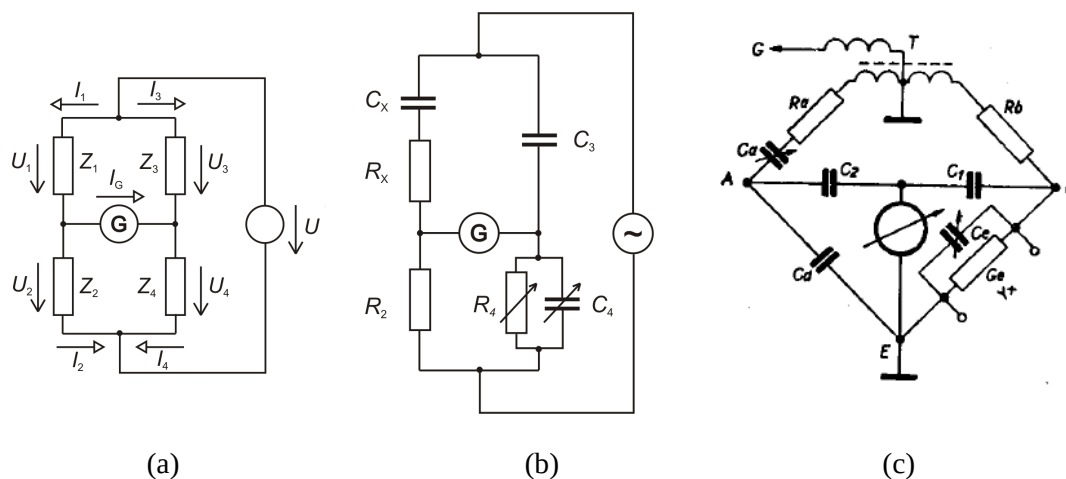
Graficky je tabulka znázorněna Obr. 1.1:



Obr. 1.1: Měřicí rozsah jednotlivých metod [2].

1.1 Můstková metoda

Jednou z možností měření neznámé impedance Z je metoda pomocí Wheatstonova můstku, jak je zobrazeno na Obr. 1.2 (a). Přesnost je určena přesností jednotlivých členů můstku. Měřicí přístroj je použit pouze k indikaci vyvážení můstku, jeho přesnost neovlivňuje přesnost měření.



Obr. 1.2: Zapojení Wheatstoneova můstku (a), klasického Scheringova můstku (b) a jeho vf. úpravy (c) [4].

V případě rovnosti impedancí v sousedních větvích jsou úbytky napětí shodné a současně galvanometrem neteče proud, dostáváme podmínku pro rovnováhu můstku:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3. \quad (1.1)$$

Modifikací Wheatstonova můstku je možno obdržet Scheringův můstek, který je svou koncepcí vhodnější spíše pro impedance převažující kapacitním charakterem – Obr. 1.2 (b). Paralelní kombinace R_4 a C_4 je laditelná a umožňuje tak celkové vyvážení můstku. Pro tento můstek platí stejná podmínka jako pro Wheatstonův můstek. Pro zjednodušení je Scheringův můstek uvažován jako spojení dvou napěťových děličů. Potom lze stanovit podmínku pro reálnou a imaginární složku zvlášť:

$$\begin{aligned} \frac{Z_2}{Z_2 + Z_X} &= \frac{Y_3}{Y_3 + Y_4}, \\ \frac{R_2}{R_2 + R_X + \frac{1}{j\omega C_X}} &= \frac{j\omega C_3}{j\omega C_3 + \frac{1}{R_4} + j\omega C_4}, \\ \frac{1}{1 + \frac{R_X}{R_2} + \frac{1}{j\omega C_X R_2}} &= \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_4 C_3} + \frac{C_4}{C_3}}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

rozdělením vztahu na reálnou a imaginární složku vzniknou dvě podmínky, které jsou frekvenčně nezávislé:

$$R_X C_3 = R_2 C_4, \text{ pro reálnou složku,} \quad (1.3)$$

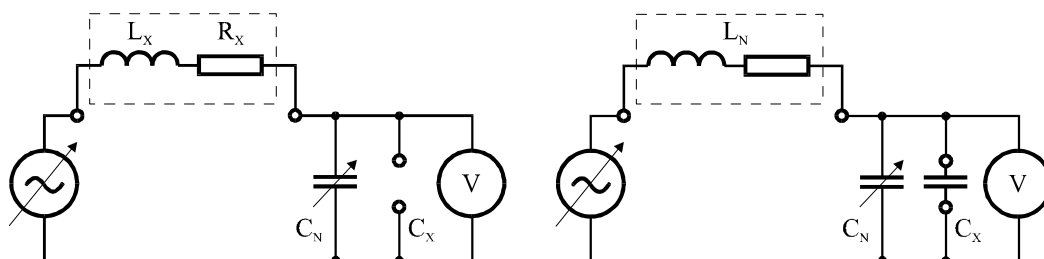
$$R_2 C_X = R_4 C_3, \text{ pro složku imaginární.} \quad (1.4)$$

Z předešlých rovnic je zřejmé, že Scheringův můstek umožňuje měření impedancí o libovolné frekvenci. V praxi však lze dosáhnout frekvencí řádově stovky MHz. Pro vysokofrekvenční úpravy se používá zapojení na Obr. 1.2 (c). Zde je most napájen ze dvou sekundárních vinutí vstupního transformátoru T. Výhodou je, že primární i sekundární vinutí je uzemněno, což můstek činí použitelným v širokém rozsahu kmitočtů. Napětí pro indikátor vyvážení můstku je odebíráno ze středu kapacitního děliče C_1 a C_2 . Indikátor je tím pádem též uzemněn, což usnadňuje konstrukci následného zesilovače. Většina rozptylových kapacit se neuplatňuje, jelikož lze jednoduše přičíst ke kapacitám ve větvích mostu.

Hlavní nevýhodou můstkových metod je nutnost přesných a kvalitních kapacitních a odporových normálů, které mají významný vliv na přesnost celého měření. Na vyšších kmitočtech se uplatňují jejich nežádoucí parazitní vlastnosti. Jelikož je většinou k vyvažování použit kvalitní vzduchový kondenzátor, je nutné k jeho automatickému ladění použít servomechanismu, což je pomalé a mechanicky náročné.

1.2 Rezonanční metoda

Tato metoda využívá jednoznačného vztahu mezi rezonančním kmitočtem, kapacitou a indukčností. Většinou se při ní měří i činitel jakosti připojené cívky nebo kondenzátoru. Takový přístroj se nazývá Q-metr. Zjednodušené schéma pro měření indukčnosti je na Obr. 1.3 (a) a pro měření neznámé kapacity na Obr. 1.3 (b). Sériový rezonanční obvod je připojen ke generátoru takovým způsobem, aby tento generátor nezhoršoval činitel jakosti měřené cívky. To je provedeno buď přes odporový nebo kapacitní dělič [5] nebo přes kvalitní transformátor [6], [7]. V případě měření neznámé cívky je obvod pomocí kvalitního ladícího kondenzátoru C_N vyladěn do rezonance a hodnota indukčnosti se určí ze znalosti budícího kmitočtu a hodnoty ladícího kondenzátoru C_N . Zároveň je z napětí na ladícím kondenzátoru možné určit hodnotu činitele jakosti měřené cívky. Z něj lze následně určit hodnotu rezistoru R_p , respektive R_s měřené cívky podle zvoleného náhradního schématu. V případě měření kapacit hodnot menších jak C_N lze použít sadu normálových cívek. Z rozladění ladícího kondenzátoru v rezonanci bez připojení neznámého kondenzátoru C_X a po jeho připojení lze vypočítat jeho kapacitu a činitel jakosti. U Q-metrů se měřené cívky a kondenzátory většinou připojují přes šroubovací svorky. V minulosti běžně vyráběné typy mají dolní kmitočtový rozsah omezeny nejvyšší kapacitou ladícího kondenzátoru (bylo by ale možné připojit kvalitní externí kondenzátor paralelně k ladícímu kondenzátoru pro měření cívek vysokých indukčností), horní kmitočet býval běžně okolo 35-70 MHz. Speciální vysokofrekvenční Q-metry umožňovaly měřit až do kmitočtu 300 MHz (BM409 [8]). V současné době se Q-metry již nevyrábějí, pravděpodobně kvůli vysokým nárokům na kvalitní ladící kondenzátor a možnosti měřit jakost cívky Q pomocí vysokofrekvenční Ohmovy metody. Nevýhodou je navíc pouze dvou vodičové připojení cívky, což omezuje měření malých indukčností.



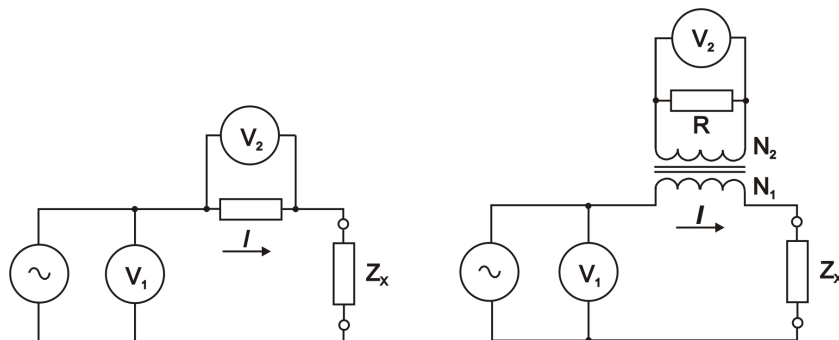
Obr. 1.3: Rezonanční metoda měření impedance indukčnosti (a) a kapacity (b) pomocí Q-metru.

1.3 Ohmova metoda pro měření na nízkých kmitočtech

Základem metody je měření napětí a proudu neznámou impedancí. Neznámá impedance pak může být spočítána ze znalosti Ohmova zákona. Prvním voltmetrem V_1 je měřen úbytek napětí na neznámé impedanci, druhý voltmetr V_2 měří úbytek na známém odporovém normálu R (Obr. 1.4 (a)). Pro předešlé veličiny platí:

$$Z_X = \frac{U_X}{I_X} = \frac{U_1}{U_2} \cdot R. \quad (1.5)$$

Zapojení je vhodné pro měření velkých hodnot impedance Z_X . Vzniká nejistota měření, která je způsobena nenulovým úbytkem napětí na rezistoru R . Nejistotu měření lze omezit připojením odporového normálu přes oddělovací transformátor viz Obr. 1.9 (b).



Obr. 1.4: (a) Ohmova metoda bez kompenzace, (b) Ohmova metoda s kompenzací oddělovacím transformátorem, převzato z [10].

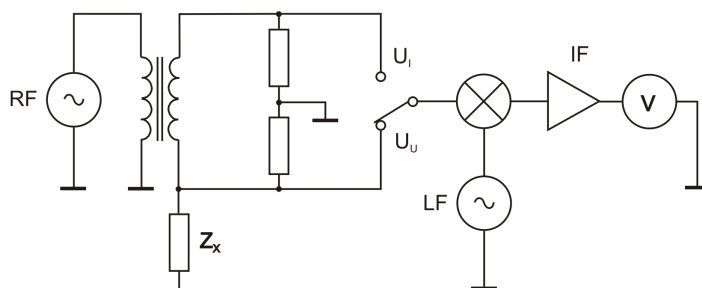
Nejdůležitějším požadavkem na oddělovací transformátor jsou jeho ztráty, které by měly být na měřené frekvenci co nejnižší. Pro schéma na Obr. 1.4(b) platí:

$$Z_X = \frac{U_X}{I_X} = \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot R, \quad (1.6)$$

kde N_1 a N_2 jsou počty závitů na primárního a sekundárního vinutí oddělovacího transformátoru. Popisovanou metodu lze použít řádově do desítek MHz. Pro vyšší kmitočty je nutné Ohmovu metodu modifikovat.

1.4 Vysokofrekvenční Ohmova metoda

Blokové schéma vysokofrekvenční Ohmovy metody ukazuje Obr. 1.10. Jedním ze základních prvků je RF oscilátor generující harmonický signál s frekvencí pro měření neznámé impedance Z_X . Oddělovací transformátor galvanicky odděluje RF oscilátor, odporové normály a neznámou impedanci Z_X . Vysokofrekvenční přepínač umožňuje měření napětí U_I nebo U_U , v prvním případě hodnota odpovídá proudu impedancí Z_X , v druhém případě pak napětí na impedanci Z_X .

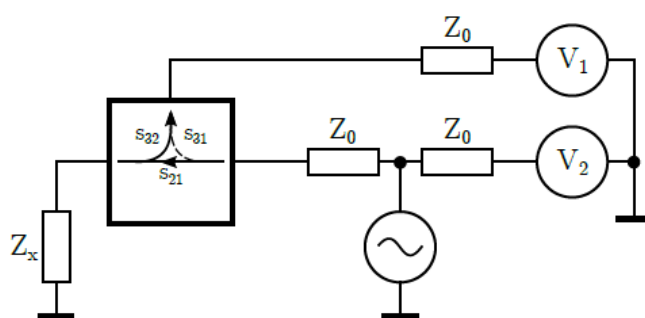


Obr. 1.5: Schéma modifikované vysokofrekvenční Ohmovy metody [1].

Následujícím prvkem je směšovač, který pomocí LF oscilátoru posouvá měřené napětí na mezifrekvenční frekvenci IF měřitelnou voltmetrem.

1.5 Obvodová analýza, směrová odbočnice

Základem metody je znalost přímé a odražené vlny na vedení. K odražené vlně dochází v případě, kdy není impedance zdroje, vedení ani zátěže stejná. Využívá se směrové odbočnice nebo zapojení do můstku, které detekuje odraženou vlnu na vedení. S touto metodou lze měřit impedance řádově až do stovek kHz. Měřicí systém bývá většinou přizpůsoben na impedanci $Z_0 = 50 \Omega$ (Obr. 1.6). Voltmetry V_1 a V_2 měří přímou a odraženou vlnu. Za předpokladu impedančního přizpůsobení lze činitel odrazu spočítat ze zmiňovaných hodnot (U_1 a U_2).

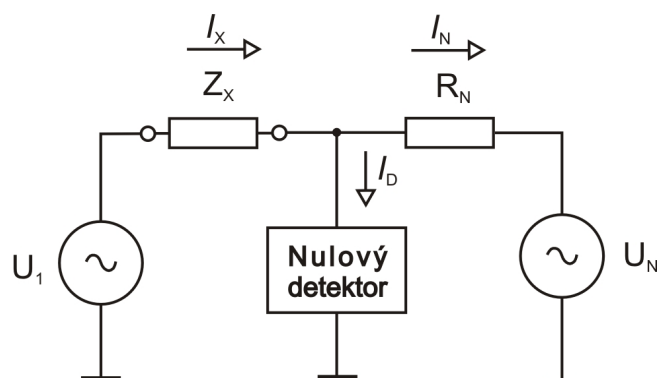


Obr. 1.6: Schéma pro měření impedance pomocí směrové odbočnice [10].

1.6 Automaticky vyvážený můstek

Metodu automaticky vyvážený můstek si můžeme představit jako zapojení dvou harmonických generátorů a nulového detektoru, který se snaží o udržení nulového napětí v bodě 0. Signál z oscilátoru je připojený na neznámou impedanci Z_x , kterým prochází proud i_x . Podle Obr. 1.7 platí:

$$i_d = i_x - i_N. \quad (1.7)$$



Obr. 1.7: Automaticky vyvážený můstek [1].

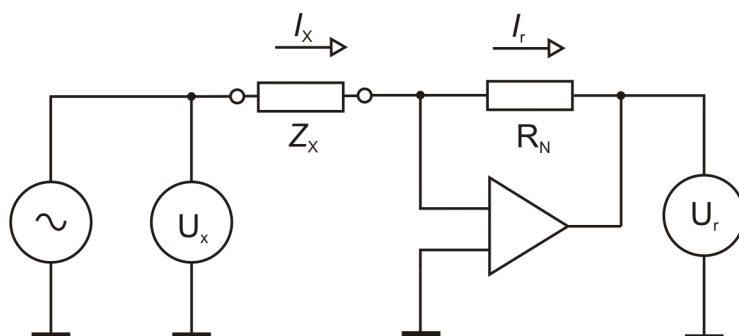
Nastavováním druhého oscilátoru lze dosáhnout podmínky, kdy proud $i_d = 0$ a výsledná impedance může být spočtena ze známých hodnot napětí na obou oscilátorech, protože platí:

$$i_x = \frac{U_1}{Z_x}, i_N = \frac{U_N}{R_N}, \quad (1.8)$$

za předpokladu $i_x = i_N$ lze vyjádřit vztah pro neznámou impedanci Z_x :

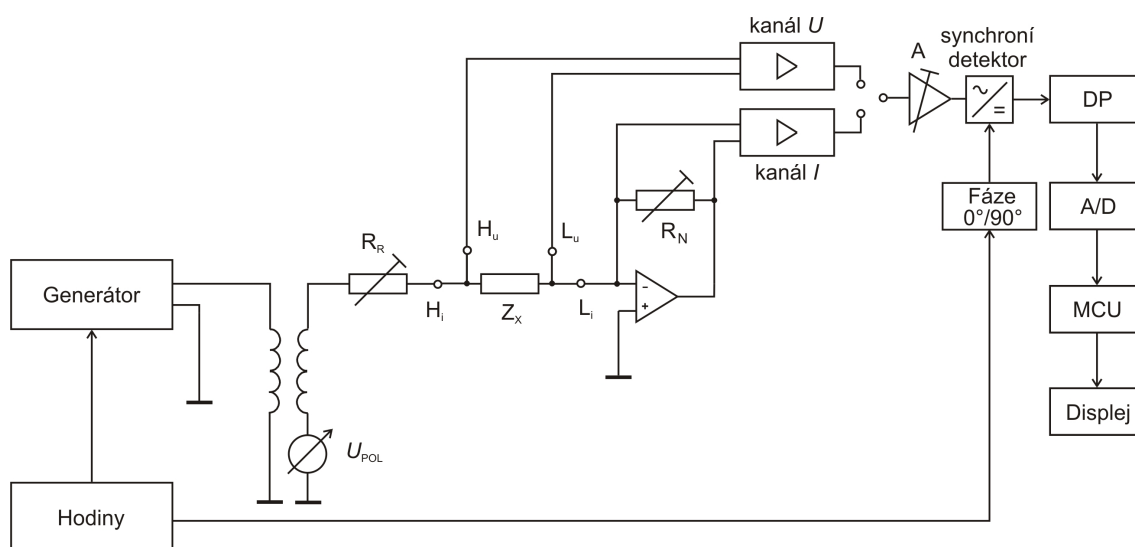
$$Z_x = \frac{U_1}{U_N} \cdot R_N. \quad (1.9)$$

V případě měření do 100 kHz lze nulový detektor a oscilátor U_N nahradit převodníkem I-U, který je tvořen operačním zesilovačem s odporem R_N v záporné zpětné vazbě (Obr. 1.8). Díky této modifikaci není měření zatíženo chybou danou vnitřním odporem voltmetru měřícího napětí U_N . Další výhodou je možnost změny rozsahu pomocí změny odporu R_N ve zpětné vazbě. Jednodušší zapojení bylo například využito u měřicího přístroje Tesla BK134, v současné době u levnějších RLC můstků. Celé zapojení je možno realizovat pomocí analogové techniky. Pro podíl napětí na neznámé impedanci a normálovém rezistoru lze výhodně použít měřené a referenční napětí A/D převodníku s dvojitou integrací ICL7106.



Obr. 1.8: Zapojení automaticky vyváženého můstku pro nízké kmitočty do 100 kHz [1].

Zapojení na Obr. 1.8 lze upravit na čtyřsvorkové a tím měřit i nízké hodnoty impedancí. Příklad takového řešení je na Obr. 1.9 [9]. Rozdílové zesilovače snímají napětí na neznámé impedanci a odporu R_N , následuje zesilovač upravující signál na jednotnou úroveň. Reálnou a imaginární část napětí a proudu získáme pomocí synchronní detekce, kdy je k dispozici referenční signál z generátoru a fázovém posunu 0° a 90° . Po nezbytné filtraci je stejnosměrné napětí převedeno A/D převodníkem většinou typu dvojité nebo vícetaktní integrace. Tímto uspořádáním se velmi účinně potlačí veškerý šum v měřicím řetězci a rušení od síťového kmitočtu. Výsledná přesnost závisí na přesnosti použitých normálových rezistorů R_N , přesnosti zesilovacích stupňů a jejich kmitočtové závislosti. Dá se dosáhnout přesnosti 0,1% na středních rozsazích u přesných laboratorních můstků pak i pod 0,05 %.



Obr. 1.9: Příklad zapojení automaticky vyváženého můstku pro čtyřsvorkové připojení do 100 kHz [9].

Při kmitočtech nad 100 kHz se již používá zapojení od HP (následně Agilent, nyní Keysight technology), kdy převodník I-U pracuje pouze jako nulový indikátor. Místo řízeného oscilátoru U_N je použit speciální modulátor skládající se z dvou kanálů synchronního detektoru, integrátoru, modulátoru a následného sloučení sumačním zesilovačem. Zapojení je velmi efektivní a v současné době špičkový impedanční analyzátor postavený na této metodě Keysight E4990A je schopen měřit až do 110 MHz, přičemž ovšem na horním kmitočtovém pásmu přesnost klesne až na 10 %. Pro vyšší kmitočty je pak již výhodnější připojení pomocí 7 mm měřicího N konektoru. Nevýhodou je značná obvodová složitost celé koncepce, která je vhodná jen pro špičkové přístroje.

1.7 Příklady současných impedančních analyzátorů



Obr. 1.10: Impedanční analyzátor od firmy Keysight E4990A



Obr. 1.11: Čtyřsvorkový RLC měřič Keysight E4980A (vlevo) a RLC měřič LCR819 (vpravo)

Nejdůležitější parametry výše uváděných měřicích přístrojů jsou uvedeny v následující tabulce.

Tab. 1.2: Parametry impedančních analyzátorů

	Frekvenční rozsah	Rozsah impedance	Přesnost	Orientační cena
Keysight E4990A	20 Hz - 120 MHz	25 mΩ až 40 MΩ	0,08%	1 000 000,-
Keysight E4980A	20 Hz - 2 MHz	1 Ω až 100 kΩ	0,1%	400 000,-
Instek LCR 819	2 Hz až 200 kHz	10 μΩ až 99 MΩ	0,1%	40 000,-

2 IMPEDANČNÍ ANALYZÁTOR

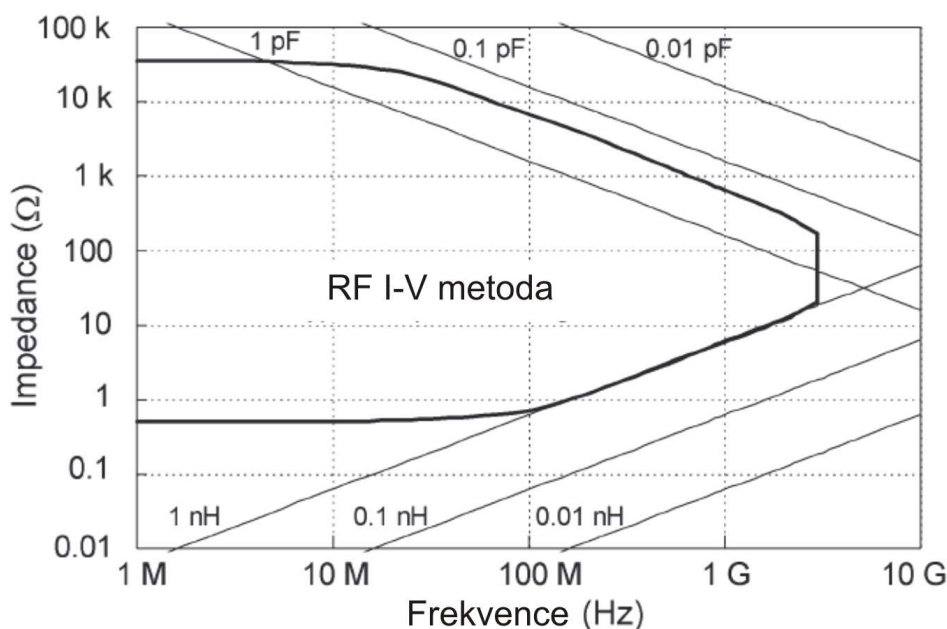
Při uvážení měřicích metod uvedených v předcházející kapitole bude pro zvolení vhodné koncepce rozhodující požadovaný rozsah modulu měřené impedance a kmitočtové pásmo v kterém jej budeme chtít měřit. V předcházející kapitole bylo popsáno, že rozsah měřených impedancí bude s rostoucím kmitočtem klesat. Jako dobrý výsledek lze považovat splnění podmínek uvedených v Tab. 2.1.

Tab. 2.1: Požadované parametry navrhovaného měřiče impedance

Parametr	Požadavek zadání
Kmitočtové pásmo	100 kHz až 100 MHz
Modul měřené impedance	10 Ω až 10 kΩ
Fáze měřené impedance	-90 ° až +90 °

Z požadavků zadání nám vyplývá, že stačí dvou vodičové připojení impedancí a že nebudou měřeny velmi nízké impedance. Vzhledem k rozsahu kmitočtů nebude použit automaticky nulovaný můstek, protože by bylo nutné použít složitější variantu proudového kanálu a náročnost celkového řešení by byla neúnosná. Klasický vyvažovaný Wheatstonův můstek by u námi požadované automatizace měření vedl k použití servomechanismu na vyvažování, navíc by měření kmitočtové charakteristiky impedance bylo příliš pomalé. To vede i k zavrnutí použití Q-metru, kde jsou dále kladeny ještě vysoké požadavky na kvalitu ladícího kondenzátoru. Použití vysokofrekvenční Ohmovy metody se jeví jako optimální, jsme však na nízkých kmitočtech limitováni vlastností oddělovacího transformátoru, který musí být navíc velmi kvalitní. Proto se nakonec využije koncepce vysokofrekvenční Ohmovy metody s odporovým můstkem místo oddělovacího transformátoru.

Pro příklad je uvedeno omezení měření Ohmovou metodou, kde pro dvou vodičové měření je omezující parazitní kapacita a indukčnost přívodů, viz Obr. 2.1. Je také patrné, že s narůstajícím kmitočtem se zmenšuje měřicí rozsah impedancí.



Obr. 2.1: Rozsah možných měřených impedancí Ohmovou metodou.

2.1 Analogový vektor-voltmetr AD8302

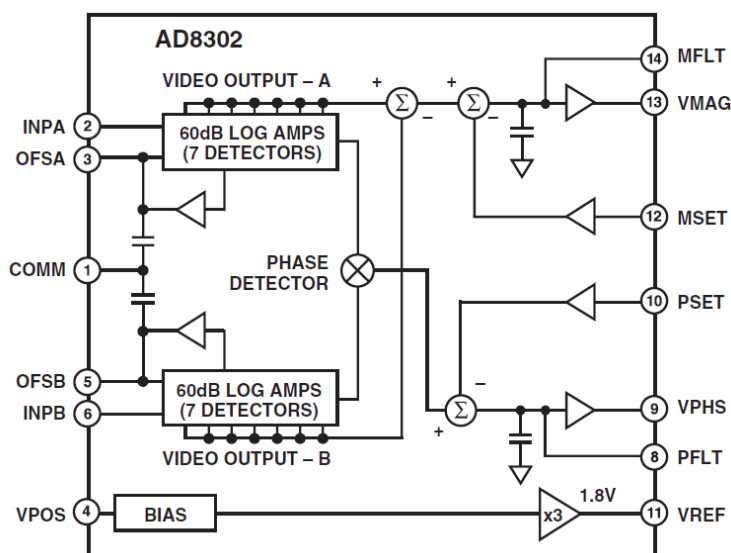
Zvolený obvod od firmy Analog Devices je určen pro měření fázových posunů a poměrů dvou amplitud vysokofrekvenčního signálu, které převádí na stejnosměrné napětí. Napětí pak může být vyhodnoceno pomocí A/D převodníku a příslušného mikroprocesoru.

Výhodou vybraného obvodu AD8302 je možnost měření fáze v rozsahu 0 až 180 stupňů, obvod je schopný měřit až do kmitočtu 2,7 GHz. Nevýhodou je, že obvod v základním zapojení neurčí znaménko fáze. Základní parametry zachycuje Tab. 2.2.

Tab. 2.2: Parametry obvodu AD8302

Kmitočtový rozsah	až 2,7 GHz
Vstupní výkon při 50Ω	-60 dBm až 0 dBm
Dynamický rozsah	60 dB
Strmost fázové charakteristiky	10 mV/°
Typická nelinearita	< 1 °
Strmost amplitudové charakteristiky	30 mV/dB
Typická nelinearita	< 0,5 dB
Výstupní referenční napětí	1,8 V
Pracovní napětí	2,7 – 5,5 V
Maximální proudový odběr	< 25 mA
Maximální výstupní proud	8 mA
Vstupní odpor	3 kΩ
Vstupní kapacita	2 pF

AD8302 se skládá ze dvou logaritmických zesilovačů se zisky 60 dB. Následuje fázový detektor a tři sumační obvody, které zajišťují určení přenosu mezi vstupy a také nastavení přenosu a offsetu fáze, viz. Obr. 2.2.



Obr. 2.2: Funkční blokové schéma obvodu AD8302 [11]

Výstupní napětí a fázový posuv je vypočítán pomocí následujících vztahů:

$$V_{MAG} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{INPA}}{V_{INPB}} \right), \quad (2.2)$$

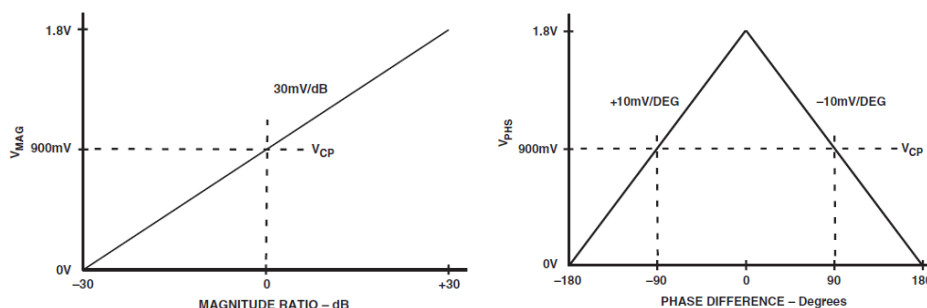
pro fázový výstup:

$$V_{PHS} = V_{\phi} [\phi(V_{INPA}) - \phi(V_{INPB})]. \quad (2.3)$$

Protože je rozsah výstupního napětí na pinech INPA, INPB a VPHS 0 až 1,8 V, je možné obdržet strmost 30 mV/dB a 10 mV/°. Základní zapojení umožňuje přímé měření zisku a fáze.

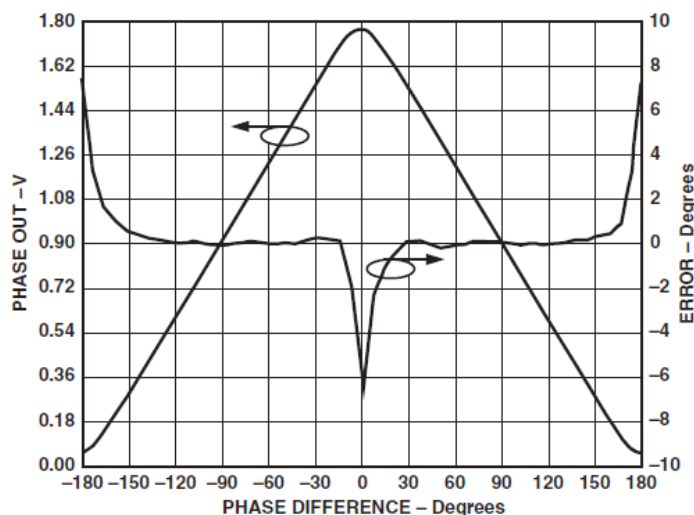
2.1.1 Vyšetření znaménka fáze

Zvolený analogový voltmetr umožňuje měření fáze v rozsahu -180° až $+180^\circ$, z převodní charakteristiky je však zřejmé, že při běžném zapojení obdržíme stejné napětí pro dva různé úhly. Je nutno využít dvoukanálového zdroje signálů, měření tak proběhne ve dvou krocích. V prvním kroku jsou na diagonály můstku přivedeny dva shodné signály, následně je zaveden známý fázový posuv mezi oběma signály. Díky této diferenci je možno z převodní charakteristiky určit znaménko fáze. Při obdržení větší hodnoty napětí oproti nulovému fázovému posuvu se jedná o záporné znaménko fáze a naopak viz Obr. 2.3.



Obr. 2.3: Amplitudová a fázová převodní charakteristika.

Podle katalogového listu je nejmenší odchylka měření fáze pro fázové posuvy v okolí $\pm 90^\circ$, viz. Obr. 2.4. Tuto skutečnost řeší právě zvolený dvoukanálový obvod přímé digitální syntézy AD9958, který umožňuje nastavení vzájemného fázového posuvu obou kanálů například právě v blízkosti 90° .



Obr. 2.4: Závislost chyby fáze na fázovém posuvu obou kanálů [11]

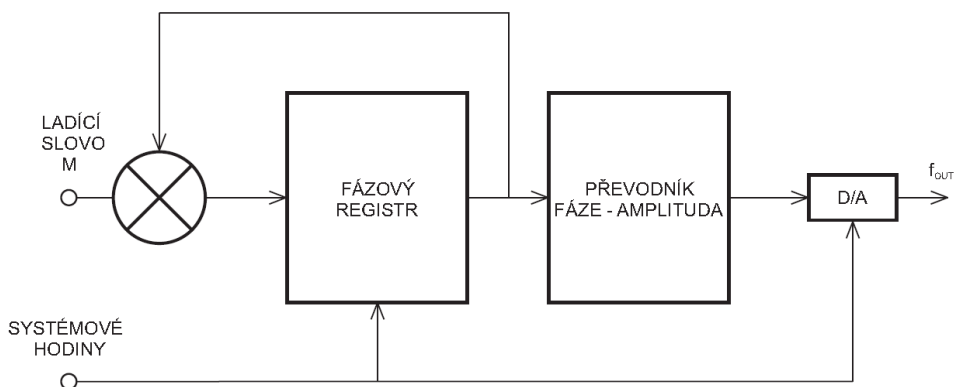
2.2 Obvod přímé digitální syntézy [12]

Obvody přímé digitální syntézy, zkráceně obvody DDS (Direct Digital Synthesis), jsou velmi rozšířeným způsobem pro generování periodického signálu. Mezi hlavní přednosti patří obvodová jednoduchost, stabilita, přesnost nastavení výstupního kmitočtu, rychlost přeladění a další. Princip je založen na dělení systémových hodin, proto se od oscilátoru odvíjí základní vlastnosti celého generátoru. Nevýhodou je maximální dosažitelný kmitočet, který je podílem kmitočtu referenčního oscilátoru.

V dnešní době jsou obvody DDS schopny generovat sinusový signál až do kmitočtu 1,4 GHz (AD9914), kmitočtové rozlišení takového obvodu je až 190 pHz. Jmenovaný obvod obsahuje vnitřní D/A převodník o rozlišení 12 bitů.

2.2.1 Složení obvodu DDS

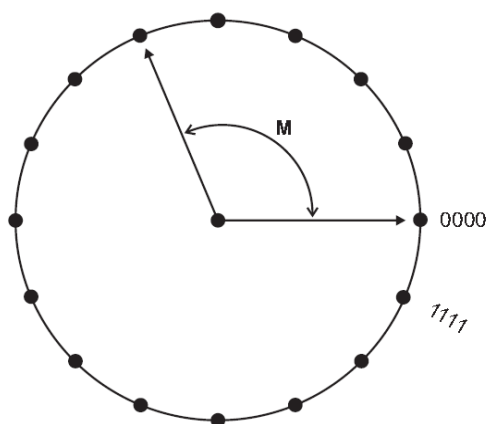
Jádro takového obvodu může být tvořeno sčítačkou, následně fázovým registrem, převodníkem fáze – amplituda a D/A převodníkem (viz Obr. 2.5). Kombinace fázového registru a sčítačky se nazývá fázový akumulátor.



Obr. 2.5: Základní princip obvodu DDS

2.2.2 Popis funkce DDS

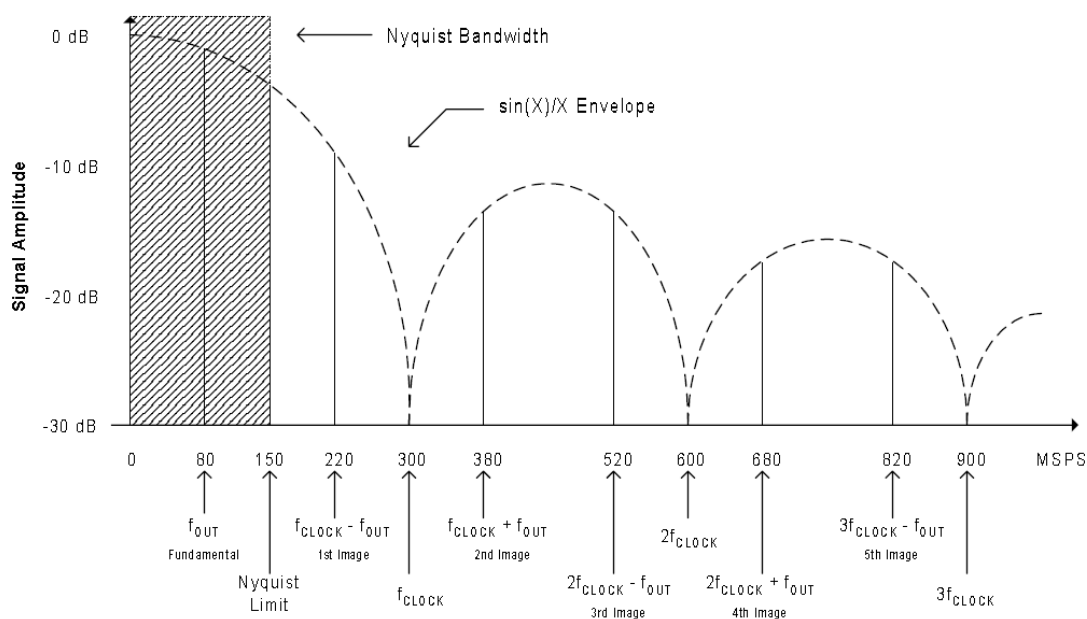
Vycházejme z předpokladu, že fáze $\varphi(t)$ lineárně narůstá je-li kmitočet signálu konstantní. Právě lineární nárůst zajišťuje blok nazvaný fázový registr - Obr. 2.6, kde se jeho výstup přičítá k ladícímu slovu M a je přiveden opět na jeho vstup. To vše s kmitočtem systémových hodin – f_{OSC} . V převodníku fáze – amplituda jsou obsaženy vzorky průběhu pro každou hodnotu fázového registru a každou periodu jsou přiváděny na D/A převodník. Ladící slovo M má zpravidla délku 24 – 48 bitů a určuje rychlost s jakou narůstá fáze – kmitočet výstupního signálu, na Obr. 2.6 je znázorněna fázová kružnice pro 4 bity. Závislost slova M na výstupním kmitočtu f_{OUT} znázorňuje následující vzorec (2.4).



Obr. 2.6: Digitální fázová kružnice (převzato z [12])

$$f_{OUT} = \frac{M \times f_{OSC}}{2^N}, \quad (2.4)$$

kde f_{OUT} je kmitočet výstupního signálu, M je ladící slovo, f_{OSC} je kmitočet systémových hodin a N udává počet bitů registru fáze.



Obr. 2.7: Příklad spektra generovaného signálu při $f_{CLOCK} = 300\text{MHz}$ (převzato z [13])

Obr. 2.7 zobrazuje spektrum vzorkovaného signálu na výstupu D/A převodníku se základní frekvencí 80 MHz. Z obrázku je patrné bohaté spektrum, které je slabou stránkou obvodů DDS. Příčinou je časově i stavově diskretní signál. Pro průběhy o vyšších kmitočtech je vhodné navrhnout filtr, který potlačí vyšší harmonické složky nad polovinou vzorkovacího kmitočtu – Nyquistův teorém.

2.2.3 Obvod AD9958

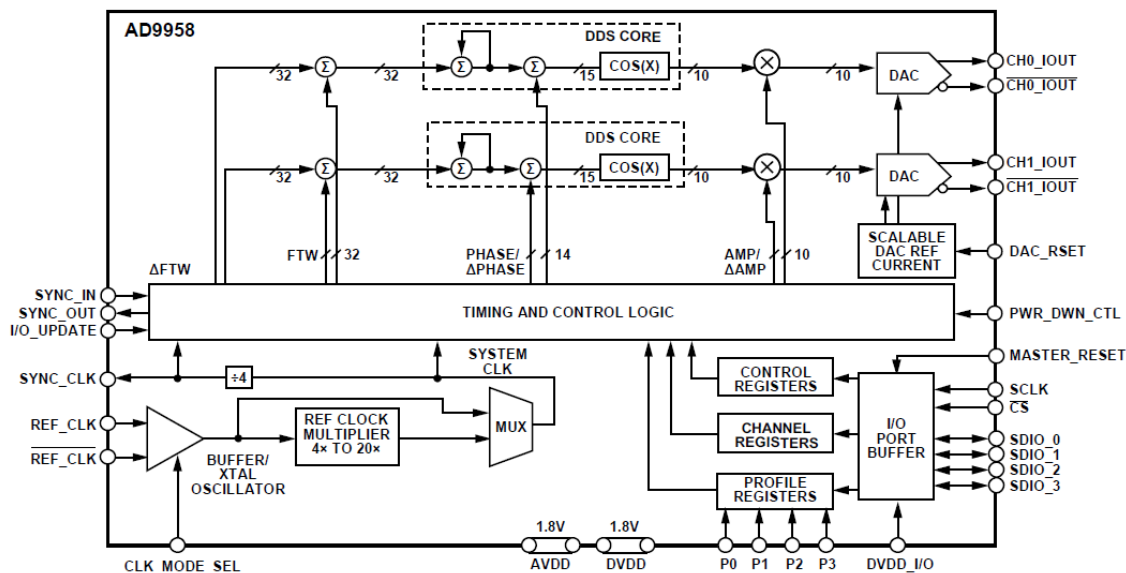
Nejrozsáhlejším dodavatelem těchto obvodů je firma Analog Devices. Jedním z mnoha adeptů na impedanční analyzátor je obvod, který nese označení AD9958. Mezi hlavní přednosti patří jeho dvoukanálová koncepce umožňující nastavit fázi mezi výstupními signály, což bude využito u určení znaménka fáze měřené impedance.

Obvod AD9958 je schopný generovat základní průběhy jako je trojúhelník, obdélník nebo sinus. Dále podporuje komunikaci s mikrokontroléry pomocí rozhraní SPI. Základní parametry obvodu jsou vypsány v Tab. 2.3. Hlavním parametrem, kvůli kterému byl obvod vybrán, je jeho dvoukanálová koncepce.

Tab. 2.3: Parametry obvodu AD9958

Kmitočet oscilátoru	500 MHz	
Výst. kmitočet (min, max)	0,116 Hz	250 MHz
Rozlišení interního DAC	10 bit	
Napájecí napětí (min, max)	1,8 V	3,3 V
Výstupní signál	trojúhelník	sinus
Nejmenší kmitočtový krok	116,4 mHz	

Vnitřní zapojení obvodu AD9958 zobrazuje Obr. 2.8, obsahuje dvě jádra přímé digitální syntézy, dále bloky pro řízení výstupní amplitudy, dva D/A převodníky a obvody pro úpravu hodinového signálu. Samozřejmostí jsou bloky pro sériovou komunikaci.



Obr. 2.8: Vnitřní zapojení obvodu AD9958

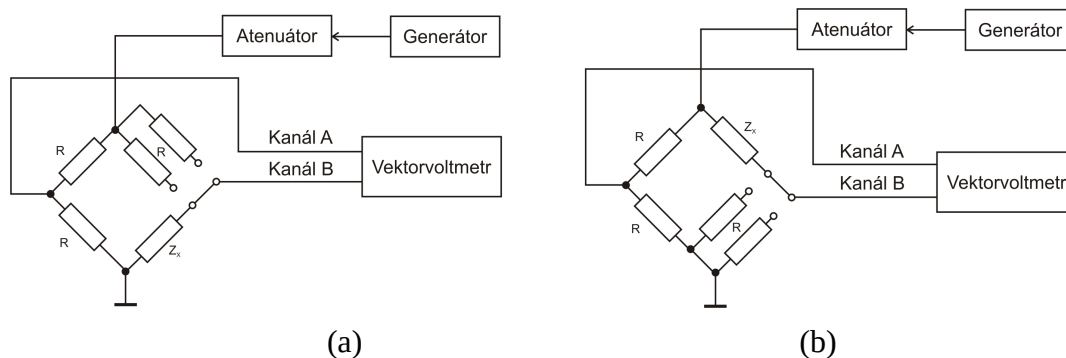
Rozložení a funkce pinů vybraného obvodu DDS jsou vypsány v následující tabulce.

Tab. 2.4: Rozložení jednotlivých pinů zvoleného obvodu DDS [14]

Číslo pinu	Název	Vstup / výstup	Popis
1	SYNC_IN	I	pro synchronizaci více obvodů
2	SYNC_OUT	O	pro synchronizaci více obvodů
3	MASTER_RESET	I	resetování obvodu
4	PWR_DWNCTL	I	externí vypnutí
5,7,11,15,19,21,26 ,29,30,31,33,35,36 ,37,39	AVDD	I	napájení analogové části
6,10,12,16,18,20,2 5	AGND	I	zem analogové části
45,55	DVDD	I	napájení digitální části (1,8V)
44,56	DGND	I	zem digitální části
8	CH0_IOUT	O	první výstup D/A převodníku
9	/CH0_IOUT	O	komplementární výstup prvního D/A převodníku
13	CH1_IOUT	O	druhý výstup D/A převodníku
14	/CH1_IOUT	O	komplementární výstup druhého D/A převodníku
17	DAC_RSET	I	nastavení výstupního proudu D/A převodníků
22	/REF_CLK	I	komplementární vstup hod. signálu
23	REF_CLK	I	vstup hodinového signálu
24	CLK_MODE_SEL	I	pro nastavení typu oscilátoru
27	LOOP_FILTER	I	pro kompenzaci PLL filtru
28,32,34,38	NC	N/A	nepřipojeno
40,41,42,43	P0, P1, P2, P3	I	datové vstupy
46	I/O_UPDATE	I	pro přesun dat ze vstupu do vstupního registru
47	/CS	I	volba mezi více obvody
48	SCLK	I	hodinový signál sériové linky
49	DVD_I/O	I	napájení digitální pro vstupy/výstupy (3,3V)
50	SDIO_0	I/O	port sériové komunikace
51,52,53	SDIO_1, SDIO_2, SDIO_3	I/O	digitální porty
54	SYNC_CLK	O	hodinový signál se čtvrtinovým kmitočtem

2.3 Obecné blokové schéma

Jako odporové normály budou použity tři 50-ti ohmové rezistory v pouzdře 0805 a to kvůli minimálním parazitním vlastnostem. Obr. 2.9 (a) ukazuje možné zapojení pro změnu rozsahu vyhovující měření malých impedancí, naopak zapojení na Obr. 2.9 (b) je zapojení vhodné pro měření velkých impedancí.



Obr. 2.9: Obecné zapojení impedančního analyzátoru (a) pro malé impedance, (b) pro velké impedance.

Zapojení pro malé impedance:

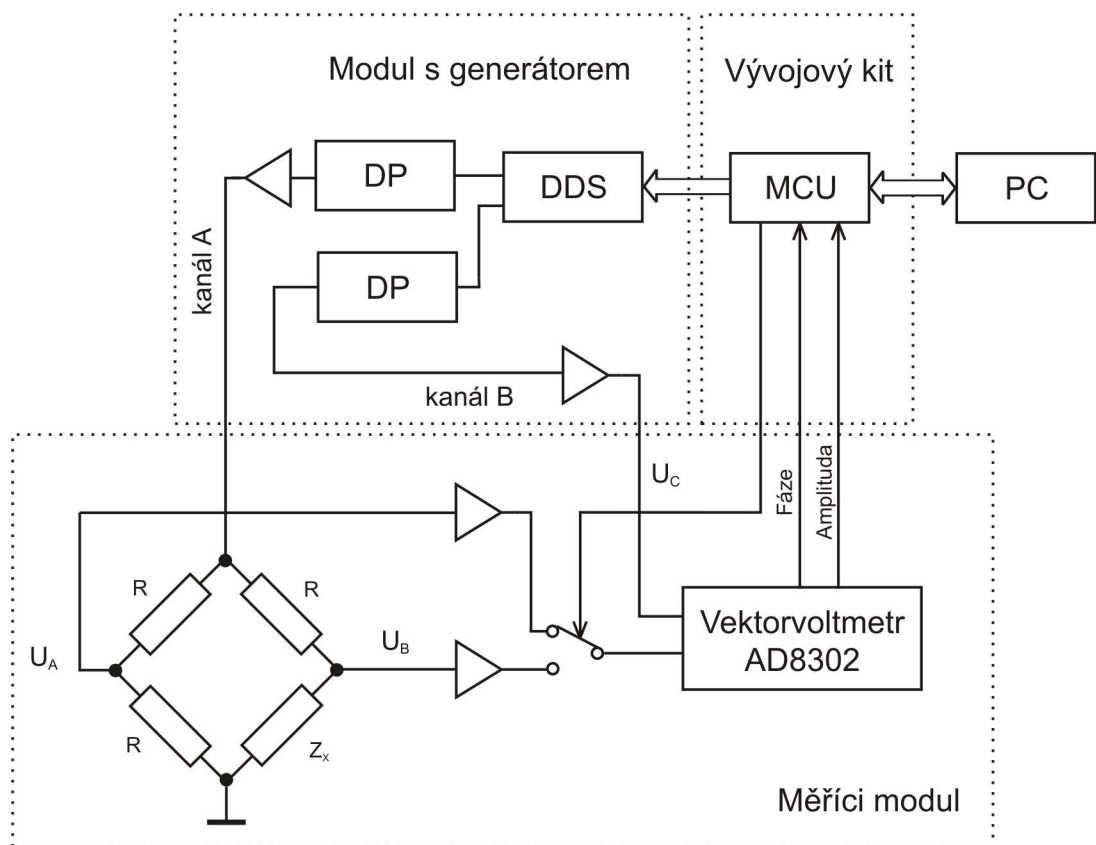
$$Z = \frac{U}{I} = \frac{U_B}{\frac{2U_A - U_B}{R}} = \frac{R \cdot U_B}{2U_A - U_B}. \quad (2.5)$$

Zapojení pro velké impedance:

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{2U_A - U_B}{\frac{U_B}{R}} = \frac{R \cdot (2U_A - U_B)}{U_B}. \quad (2.6)$$

2.4 Blokové schéma s obvodem AD8302

Důležitým prvkem analyzátoru je dvoukanálový syntezátor, který bude napájet odporový můstek harmonickými signály s definovaným fázovým posunem. Neznámá impedance je připojena k nevyváženému střídavému Wheatstoneovu můstku. Vektorový voltmetr bude měřit amplitudu a fázi ve dvou bodech odporového můstku, kterou bude následně porovnávat s druhým kanálem obvodu DDS (viz Obr. 2.10). Řízení obvodu DDS bude zajištěno pomocí mikrokontroléru, který mimo jiné bude přepínat měřicí body v odporovém můstku. Ovládání zařízení bude zajištěno z počítače pomocí rozhraní UART.

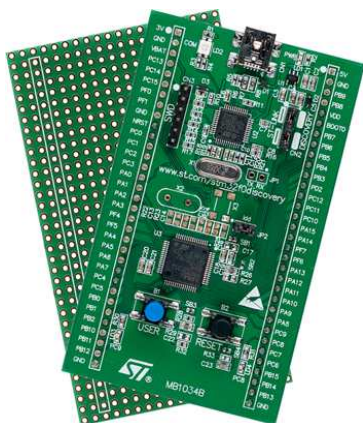


Obr. 2.10: Blokové schéma impedančního analyzátoru s obvodem AD8302.

3 REALIZACE

3.1 Vývojový kit

Po konzultaci s vedoucím práce byl pro řízení impedančního analyzátoru zvolen vývojový kit Discovery STM32 F0 s procesorem třídy Cortex M0. Mikroprocesor obsažený ve vývojovém kitu nabízí 64 KB paměti FLASH a 8 KB paměti RAM. Taktovací kmitočet je 48 MHz. K velké výhodě patří především vestavěný USB programátor nebo 12-ti bitové A/D převodníky. Hlavním důvodem, proč byl zvolen tento kit, je jeho cena a vybavenost. Vývojový kit umožňuje řízení 3,3V logiky. Ilustrační foto je na Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Vývojový kit STM32 F0

Byly využity periferie jako jsou UART nebo A/D převodníky. Rozložení a zapojení jednotlivých pinů vývojového kitu v následující tabulce.

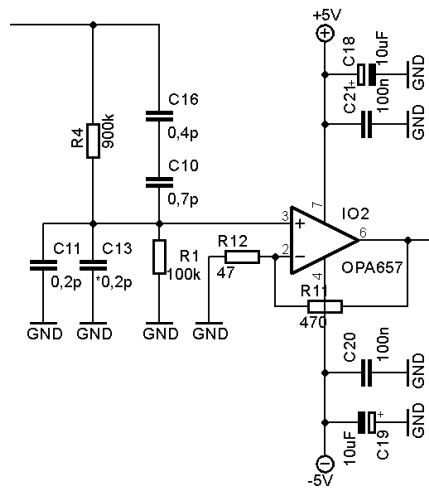
Tab. 3.1: Rozložení a zapojení vstupně/výstupních pinů

Pin	Funkce
PA2	UART Rx
PA3	UART Tx
PB0	A/D převod 1
PB1	A/D převod 2
PC0	DDS - SDIO_3
PA4	DDS - M_RESET
PA5	DDS - SCLK
PA6	DDS - IO_UPD
PA7	DDS - SDIO_0
PC6	El. Přepínač
PB13	Měřicí rozsah 1
PB14	Měřicí rozsah 2
PB15	Měřicí rozsah 3

3.2 Zapojení obvodu AD8302

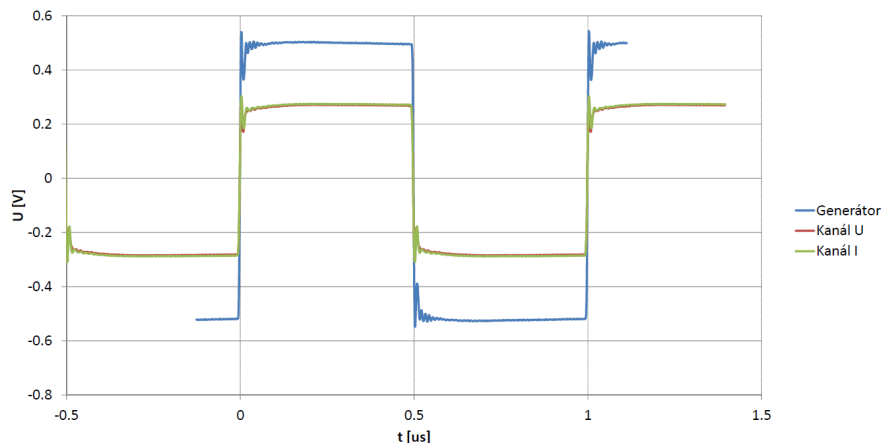
Základem tohoto zapojení je nevyvážený střídavý Wheatstoneův můstek. Tranzistorovým polem, označeným jako IO5, je možné přepínat rozsahy odporového můstku a to pro hodnoty $50\ \Omega$, $500\ \Omega$ a $5\ \text{k}\Omega$. V jedné větvi je pak měřeno napětí U_A a v druhé napětí U_B .

Kvůli malé vstupní impedanci obvodu AD8302 ($3\ \text{k}\Omega \parallel 2\ \text{pF}$) a elektronického přepínače bylo nutné předřadit před přepínač oddělovací napěťový zesilovač, na jehož vstupu je vykompenzovaný odporový dělič s dělicím poměrem 1:10 a vstupní impedancí $1\ \text{M}\Omega$, vstupní kapacita je přibližně $0,4\ \text{pF}$, viz Obr. 3.2.



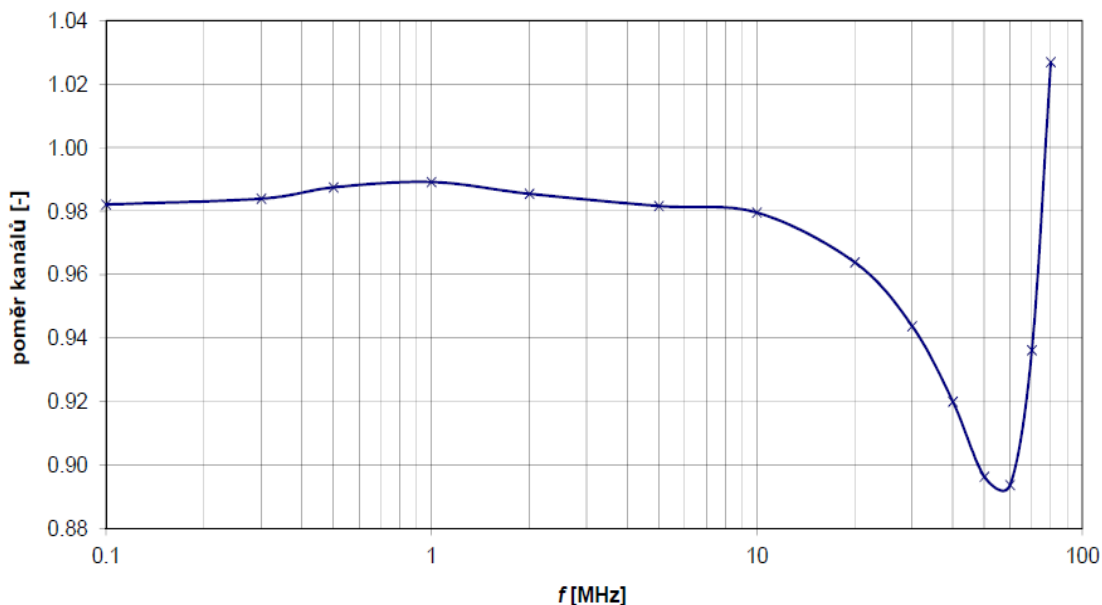
Obr. 3.2: Zapojení pro kompenzaci měřicího kanálu

Byly zvoleny precizní kondenzátory s hodnotami $0,2\ \text{pF}$, $0,4\ \text{pF}$ a $0,7\ \text{pF}$. Osazování probíhalo ve více iteracích, kdy byl kanál nejdříve nedokompenzovaný, až po připojení zmíněných kapacit bylo dosaženo správně vykompenzovaného kanálu. Odezva měřeného kanálu je na Obr. 3.3. Na vstup kanálu byl připojen obdélníkový průběh o kmitočtu $1\ \text{MHz}$. Jelikož má neinvertující zesilovač s OPA657 zesílení 11x, je na výstupu oddělovacího zesilovače dostatečný signál pro obvod AD8302, při dosažení požadovaného snížení vstupní kapacity.



Obr. 3.3: Odezva měřicího kanálu na obdélníkový signál o kmitočtu $1\ \text{MHz}$

V poslední řadě bylo nutné, aby oba měřicí kanály byly pokud možno identické kvůli minimalizaci nejistoty měření. Ze zmíněných důvodů se na vstup můstku přivedlo harmonické napětí o hodnotě 1 V špička-špička. Na výstupu pak bylo změřeno jednotlivé napětí, z kterého se určil napěťový poměr obou kanálů.



Obr. 3.4: Kmitočtová závislost poměru zesílení obou měřicích kanálů

3.3 Zapojení obvodu AD9958

Obvod přímé digitální syntézy je schopný dodávat na výstupu až 10 mA, při této hodnotě však dochází ke zkreslení výstupního napětí. Ze zmíněných důvodů byl výstupní proud zvolen o hodnotě 4 mA. K nastavení tohoto proudu je potřeba připojit rezistor k pinu obvodu DDS s názvem DAC_R_SET, hodnota rezistoru je dána následujícím vztahem:

$$R_{SET} = \frac{18,91}{I_{DDS_OUT}} = \frac{18,91}{0,004} = 4k7. \quad (3.1)$$

Při proudu 4 mA je na výstupu obvodu napětí s amplitudou 0,188 V díky zatěžovacím rezistorům o hodnotě 47 Ω .

3.3.1 Registry obvodu AD9958

Pro správnou funkci obvodu DDS bylo nutné nastavit několik registrů, vždy je potřeba poslat adresu registru, po které může následovat nastavení bitů a to v pořadí od MSB po LSB. Další nutností, pro správný zápis a funkci, je stažení pinu SDIO_3 k nule, před tím než jsou jednotlivé bity registru nastaveny. Po nastavení potřebných registrů je třeba poslat nástupnou hranu na pin zvaný IO_update, díky čemuž se nastavení registrů nahraje ze vstupního bufferu do obvodu DDS.

Prvním nastavený registr je Channel Select Register, ve kterém se nastavuje zapnutí

kanálů, tento registr je primárně nastaven na hodnotu 0xF0, což znamená, že jsou aktiva oba dva kanály obvodu DDS. Druhý registr se jmenuje Function Registr 1 a umožňuje nastavení PLL děličky. Nastavení výstupní frekvence syntezátoru probíhá pomocí registru Channel Frequency Tuning Word. Hodnota registru je dána vztahem:

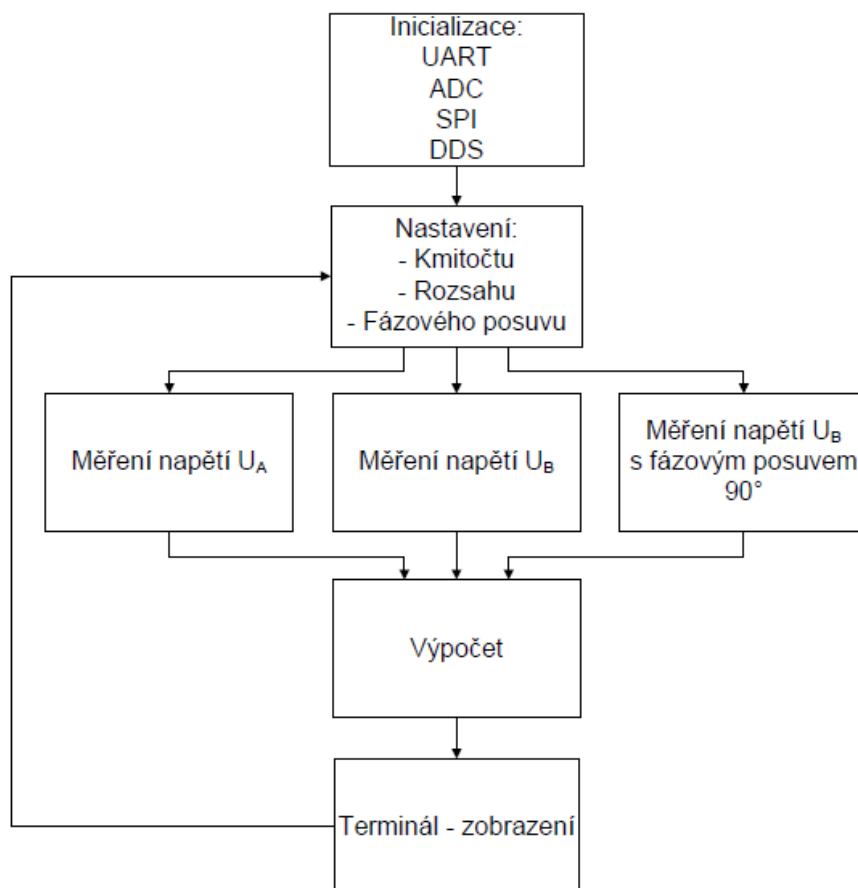
$$FTW = \frac{f_{OUT}}{f_s} \cdot 2^{32}, \quad (3.2)$$

kde f_{OUT} je požadovaný kmitočet a f_s je kmitočtem oscilátoru.

Posledním registrem, který byl nastaven, je registr pro nastavení amplitudy výstupního signálu zvaný Amplitude Control Registr. Ostatní registry nebylo třeba pro rozsah této práce nastavovat.

3.3.2 Program

Program začíná inicializací periférií jako je UART, A/D převodník, SPI a DDS. Poté následuje zobrazení menu, kde je uživatel vyzván k nastavení kmitočtu, měřicího rozsahu, případně nastavení fázového posuvu. Ze zadaných hodnot je vypočten modul a fáze impedance podle výše zmiňovaných vztahů, ty jsou pak zobrazeny v terminálu.



Obr. 3.5: Blokový diagram

3.3.3 Ukázka kódu pro nastavení kmitočtu

```
void AD9958_Set_Freq(unsigned int freq)// frequency in Hz
{
    unsigned long FTW = 0;
    float temp;
    unsigned char CFTW0_3, CFTW0_2, CFTW0_1, CFTW0_0;

    temp = freq*8.589934592;
    FTW = (unsigned long)temp;

    CFTW0_3 = (FTW & 0xff000000) >> 24;
    CFTW0_2 = (FTW & 0x00ff0000) >> 16;
    CFTW0_1 = (FTW & 0x0000ff00) >> 8;
    CFTW0_0 = (FTW & 0x000000ff);

    GPIO_ResetBits(GPIOC, DDS_SDIO_3);
    SPI_SendData8(SPI1, 0x04);          //CFTWo register
    delay_ad9958(20000);
    SPI_SendData8(SPI1, CFTW0_3);
    delay_ad9958(20000);
    SPI_SendData8(SPI1, CFTW0_2);
    delay_ad9958(20000);
    SPI_SendData8(SPI1, CFTW0_1);
    delay_ad9958(20000);
    SPI_SendData8(SPI1, CFTW0_0);
    delay_ad9958(20000);
    GPIO_SetBits(GPIOC, DDS_SDIO_3);
    delay_ad9958(20000);

    io_update();
}
```

3.3.4 Ukázka kódu pro nastavení fázového posuvu

```
void AD9958_Set_Ch0_Phase(unsigned int phase)// in deg
{
    unsigned int PTW = 0;
    float temp;
    unsigned char CPOW0_1, CPOW0_0;

    temp = phase*45.5111;
    PTW = (unsigned int)temp;

    CPOW0_1 = (PTW & 0x3f00) >> 8;
    CPOW0_0 = (PTW & 0x00ff);

    GPIO_ResetBits(GPIOC, DDS_SDIO_3);
    SPI_SendData8(SPI1, 0x00); //CSR registr
    delay_ad9958(20000);
    SPI_SendData8(SPI1, 0x70);
    delay_ad9958(20000);
    GPIO_SetBits(GPIOC, DDS_SDIO_3);
    delay_ad9958(20000);

    GPIO_ResetBits(GPIOC, DDS_SDIO_3);
    SPI_SendData8(SPI1, 0x05);
    delay_ad9958(20000);
    SPI_SendData8(SPI1, CPOW0_1);
    delay_ad9958(20000);
    SPI_SendData8(SPI1, CPOW0_0);
    delay_ad9958(20000);
    GPIO_SetBits(GPIOC, DDS_SDIO_3);
    delay_ad9958(20000);

    GPIO_ResetBits(GPIOC, DDS_SDIO_3);
    SPI_SendData8(SPI1, 0x00);
    delay_ad9958(20000);
    SPI_SendData8(SPI1, 0xF0);
    delay_ad9958(20000);
    GPIO_SetBits(GPIOC, DDS_SDIO_3);
    delay_ad9958(20000);

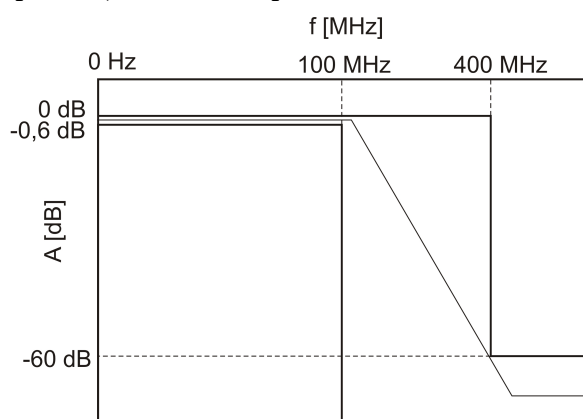
    io_update();
}
```

3.3.5 Zesilovače OPA843 v diferenciálním zapojení

Jedním z požadavků na impedanční analyzátor byla pracovní frekvence již od 100 kHz. Z tohoto důvodu bylo upuštěno od klasického řešení s oddělovacími transformátory, ty jsou nahrazeny rychlými operačními zesilovači v diferenciálním zapojení. Zesílení OPA843 je nastaveno na hodnotu 4, aby byla splněna podmínka jejich stability.

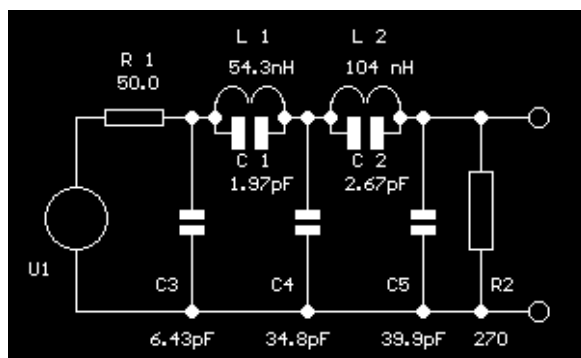
3.3.6 Antialiasingový filtr

Kvůli omezení spektra vyšších harmonických složek na výstupu obvodu přímé digitální syntézy bylo nutné navrhnout a zkonstruovat antialiasingový filtr. Jedná se o filtr typu dolní propust, aproximace byla zvolena jako inverzní Čebychevova. Tato aproximace se ukázala jako výhodná především kvůli své strmosti přenosové charakteristiky. Jelikož je hodinový kmitočet obvodu DDS 500 MHz a maximální generovaný kmitočet 100 MHz, vychází zrcadlový kmitočet na 400 MHz. Tuto složku se podařilo úspěšně vyfiltrovat (viz. příloha). Toleranční pole navrhovaného filtru je na Obr. 3.6.



Obr. 3.6: Toleranční pole filtru

K návrhu byl využit program jménem NAF. Vzhledem k nízkým hodnotám kapacit a indukčností filtru byl zvolen výstupní odpor o hodnotě 270 Ω , což napomohlo k dostupnějším indukčnostem a kapacitám. Cívky a kapacitou byly voleny v SMD pouzdře a to s co nejvyšší přesností. Struktura filtru je zřejmá z Obr. 3.7. Jedná se o pátý řád filtru.

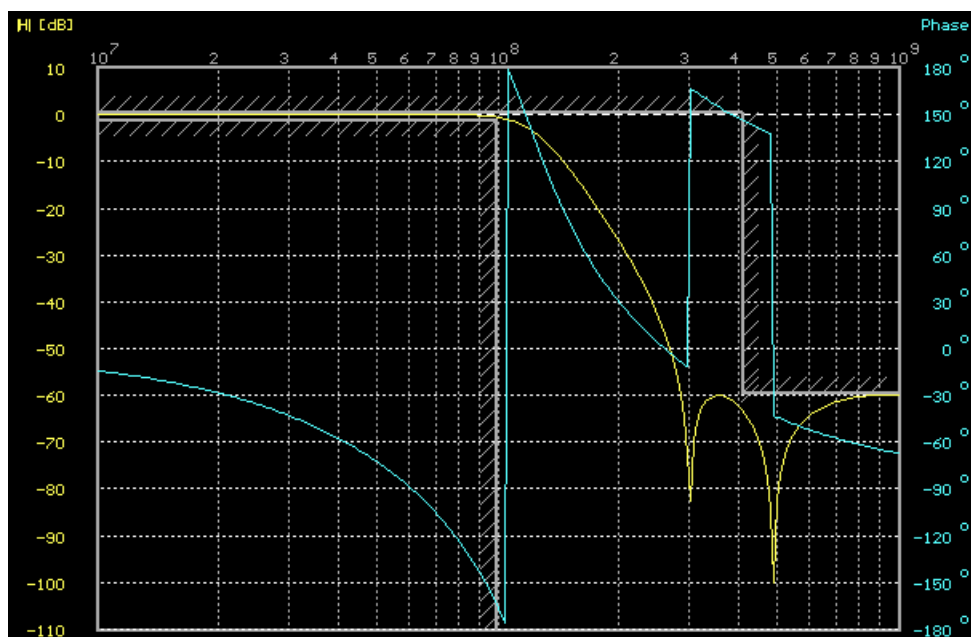


Obr. 3.7: Zapojení antialiasingového filtru podle programu NAF

Tab. 3.2: Navržené a skutečné hodnoty dolní propusti

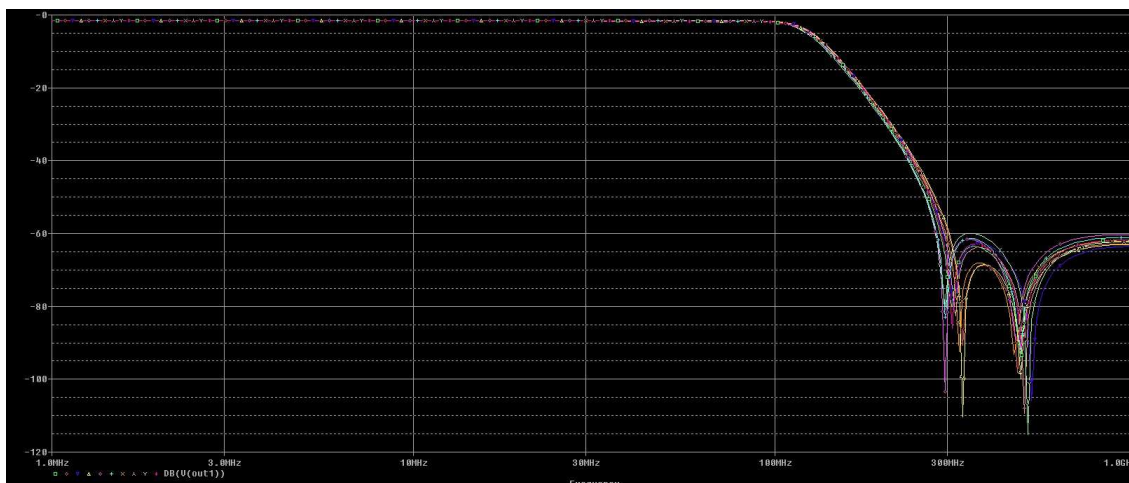
	Navržené hodnoty	Zvolené hodnoty
R1	50 Ω	50 Ω
R2	270 Ω	270 Ω
L1	54,3 nH	56 nH
C1	1,97 pF	2 pF
L2	104 nH	100 nH
C2	2,67 pF	2,7 pF
C3	6,43 pF	6,8 pF
C4	34,8 pF	36 pF
C5	39,9 pF	40 pF

Přenosová a fázová kmitočtová charakteristika filtru navržena dle programu NAF je zobrazena na Obr. 3.8.



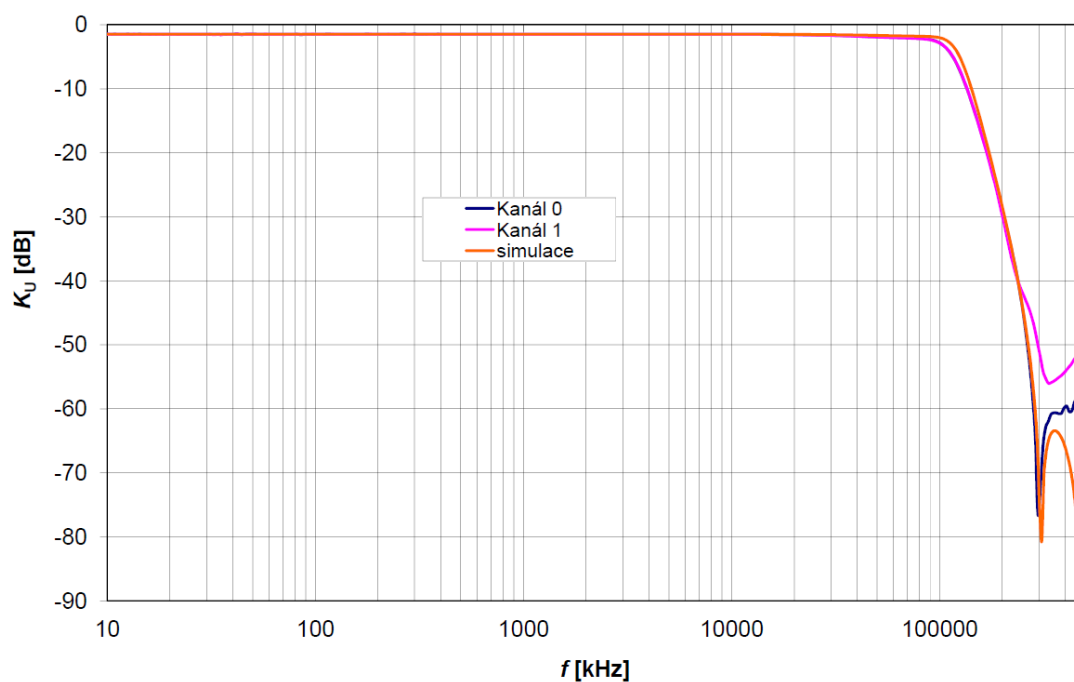
Obr. 3.8: Modulová a fázová frekvenční charakteristika podle programu NAF

Vzniklé zapojení bylo dále simulováno v programu PSpice konkrétně pomocí analýzy Monte Carlo, aby byl zjištěn vliv tolerančních odchylek jednotlivých prvků filtru. Simulace ukázala, že vliv rozptylu součástek na přenosovou charakteristiku je znatelná až od frekvencí nad 300 MHz. Požadovaný útlum -60 dB na kmitočtu 300 MHz byl však zachován.

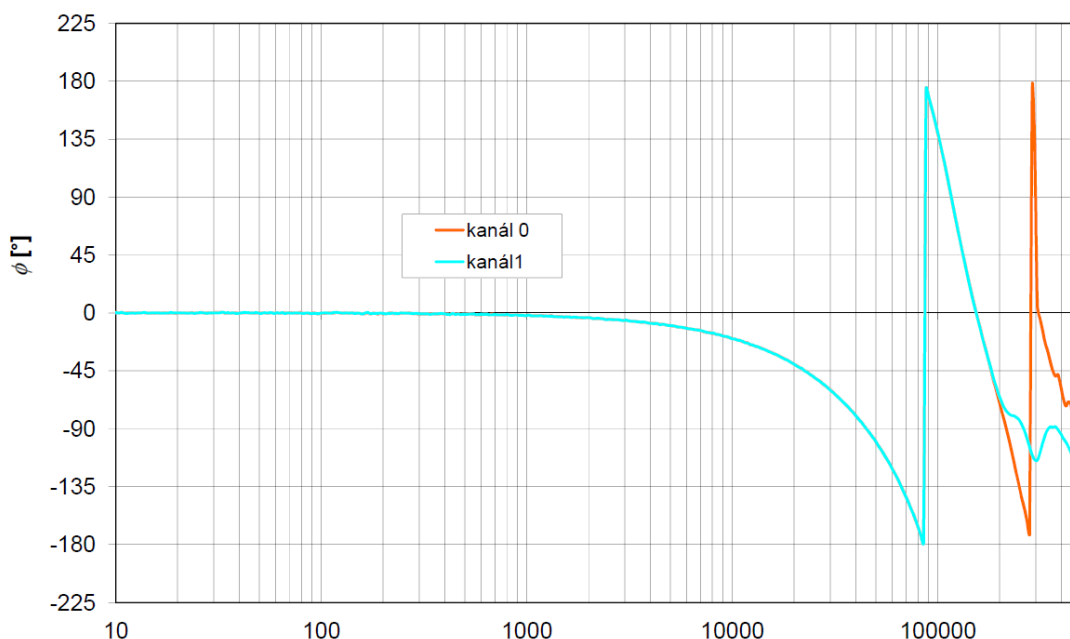


Obr. 3.9: Výsledná charakteristika simulace Monte Carlo

Před celkovým osazením desky přímé číslicové syntézy byly nejdříve osazený součástky filtru a pomocí vektorového analyzátoru změřeny jednotlivé přenosové charakteristiky. Filtry vykazují shodné vlastnosti přibližně až do 200 MHz viz Obr. 3.10 a Obr. 3.11.



Obr. 3.10: Přenosová kmitočtová charakteristika filtru



Obr. 3.11: Fázová kmitočtová charakteristika filtru

3.3.7 Oddělovací zesilovače OPA656

Na samotném výstupu desky plošného spoje s obvodem DDS jsou osazeny operační zesilovače, které zajišťují impedanční oddělení rekonstrukčního filtru od modulu vektorvoltmetru. Jako tyto zesilovače byly vybrány OPA656 v zapojení napěťový sledovač. Výsledným měřením se ukázalo, že pro maximální amplitudu obvodu DDS tyto obvody signál zkreslují. Příčinou je konečná doba přeběhu operačního zesilovače OPA656. Tento problém byl vyřešen programovým snížením amplitudy AD9958, což vedlo na nižší počet vyšších harmonických ve spektru signálu.

3.4 Zapojení napájecích zdrojů

Jednou z důležitých částí měřicího přístroje je deska zdrojů. Bylo nutné zajistit hned několik různých napájecích napětí. Například symetrické napájení pro operační zesilovače, analogové a digitální napájení pro obvod DDS, nebo napájení vývojového kitu Discovery.

Pro symetrické napájení ± 5 V byl zvolen integrovaný měnič XP POWER JCA0305D01, který je schopný dodávat až 300 mA na kanál. Napájení vývojového kitu +5 V zajišťuje obvod LM317 stejně jako napájení pro 3,3 V a 1,8 V logiku, kde jsou zařazeny ještě dva LDO stabilizátory MCP1700.

Celé zařízení je pak napájeno pomocí síťového adaptéru 9 V/1000 mA.

4 ZÁVĚR

Byly diskutovány možné měřicí metody, ze kterých byla zvolena můstková metoda. Tato dvou vodičová metoda je vhodná pro měření impedancí v rozsahu $10\ \Omega$ až $10\ \text{k}\Omega$ pro kmitočty 100 kHz až 100 MHz. Pro celý impedanční analyzátor bylo navrženo blokové schéma, z něhož bylo navrženo schéma zapojení a dvoustranná deska plošného spoje pro měřicí modul s obvodem AD8302 a pro modul s obvodem přímé digitální syntézy AD9958. V poslední řadě byla zkonstruována deska plošného zdroje pro napájecí modul. Veškeré řízení jednotlivých modulů zajišťuje vývojový kit discovery STM32F0.

V měřicím kanálu modulu s obvodem AD8302 byly vykompenzovány oddělovací zesilovače, pro dosažení nejlepší odezvy na obdélníkový signál. Jako oddělovací zesilovač byl použit operační zesilovač OPA657, který musí mít zesílení nastaveno na hodnotu větší jak 10, aby zůstala zachována stabilita celého modulu. V případě této práce bylo zvoleno zesílení 11.

Pozornost byla věnována rekonstrukčnímu filtru, který byl osazen jako první z důvodu měření a pečlivého doladění pomocí analyzátoru R&S ZVL. Dle přílohy je zřejmé, že se na 100 MHz úspěšně podařilo potlačit složku zrcadlového kmitočtu. Navíc bylo dosaženo shody obou filtrů, které se na 100 MHz liší vzájemnou fází pouze o $0,5^\circ$.

Výstupní napětí obvodu DDS bylo programově sníženo na -11 dBm z důvodu vstupního rozsahu napětí měřicího modulu, což mělo příznivý vliv na čistotu spektra výstupního signálu DDS, kde se nyní vyskytuje menší množství vyšších harmonických složek. Vyšší úroveň signálu vedla ke zkreslení harmonického signálu, které bylo způsobeno konečnou rychlostí přeběhu operačního zesilovače použitého na výstupu DDS. Odstup nežádoucích vyšších harmonických signálů byl po úpravě v celém pásmu lepší jak 40 dB, před snížením výkonu pak na 100 MHz pouze 22 dB.

Celé zařízení bylo usazeno do konstrukční krabičky, kde jsou vyvedeny SMA konektory na čelní panel. Pro měření je třeba propojit výstupní kanál DDS se vstupním kanálem měřicího modulu. Hlavním důvodem byla univerzálnost zařízení. Dále se nabízí SMA konektor pro připojení samotné neznáme impedance přímo k jedné větvi nevyváženého Wheatstonova můstku.

Podařilo se naprogramovat jednoduché ovládací rozhraní pomocí rozhraní UART ovládané přes terminál. Je možno nastavovat měřicí rozsahy, frekvenci, na které je třeba měřit impedanci a fázový posuv. Program následně vypočítá a zobrazí modul a fázi neznámé impedance.

LITERATURA

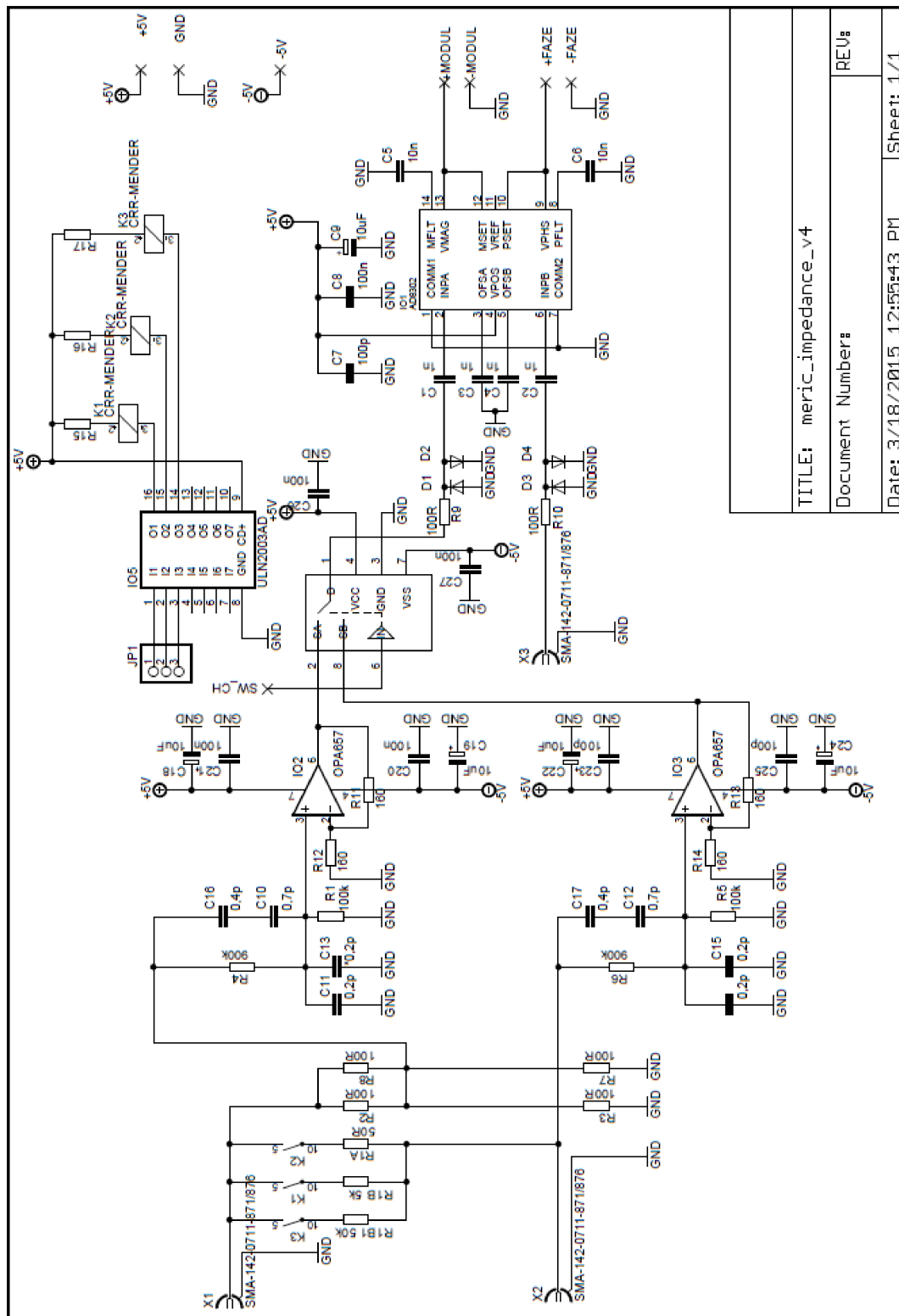
- [1] AGILENT. *Impedance Measurement Handbook, 4th edition* [online]. 2009, [cit. 2014-10-16]. Dostupné z URL: <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>>.
- [2] AGILENT. *8 Hints for Successful Impedance Measurements, App. Note 346-4*. 2000, [cit. 2014-11-21]. Dostupné z URL: <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-1947E.pdf>>.
- [3] GESCHEIDTOVÁ, E., REZ J., STEINBAUER M. *Měření v elektrotechnice*. 1. vyd. Brno: VUTUM, 2002, [cit. 2014-11-22], 182 s. ISBN 80-214-1990-3.
- [4] *Vysokofrekvenční most Tesla BM431*. Praha, 1973, [cit. 2014-11-24], 49 s.
- [5] *Q-metr Tesla BM211A*. Praha,-, [cit. 2014-11-30], 13 s.
- [6] *Q-metr Tesla BM560*. Praha, 1976, [cit. 2014-12-1], 80 s.
- [7] *Operating and serviced manual Q-meter Hewlett Packard HP4342A*, 1983, [cit. 2014-10-22], 78 s.
- [8] *Q-metr Tesla BM409*. Praha, - , [cit. 2014-10-18], 25 s.
- [9] *Měřič RLC Tesla BM595*. Brno, 1992, [cit. 2014-10-20], 95 s.
- [10] SLINTÁK, Vlastimil. *Realizace impedančního analyzátoru* [online]. Brno, 2013 [cit. 2014-11-22]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz>. Diplomová práce. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ. Vedoucí práce Jan Mikulka.
- [11] AD8302, Data sheet [online]. Analog Devices, 2002 – [cit. 2014-11-23]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8302.pdf
- [12] WIESNER, Jiří. *Generátor Signálu řízený AVR* [online]. Brno, 2013 [cit. 2014-03-03]. Dostupné z: www.vutbr.cz. Bakalářská práce. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ. Vedoucí práce Zdeněk Roubal.
- [13] Analog devices: *A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis* [online]. 1999 [cit. 2014-11-20]. Dostupné z: <http://www.analog.com>
- [14] AD9958, Data sheet [online]. Analog Devices, 2002 – [cit. 2015-3-23]. Dostupné z: <http://www.analog.com/>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

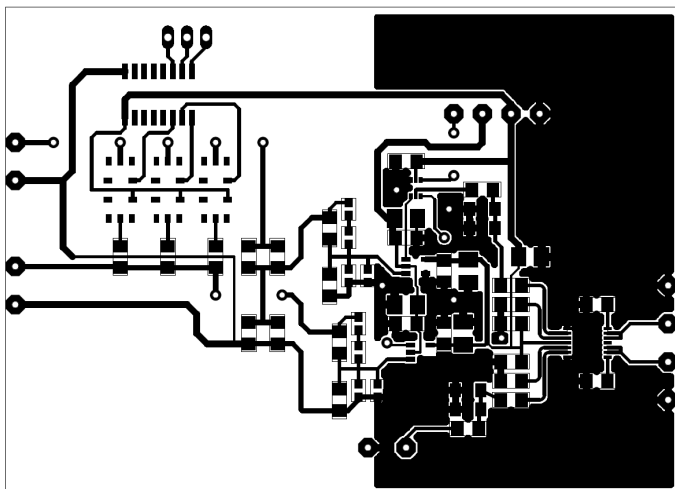
RF	Radio Frequency
LF	Low Frequency
IF	Intermediate Frequency
A/D	Analogově digitální převodník
DDS	Direct Digital Synthesizer
D/A	Digitálně analogový převodník
UART	Universal Asynchronous Transmitter
SMD	Surface Mount Device
PLL	Phase Lock Loop
LDO	Low dropout regulator

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ – MĚŘICÍ MODUL

A.1 Obvodové zapojení

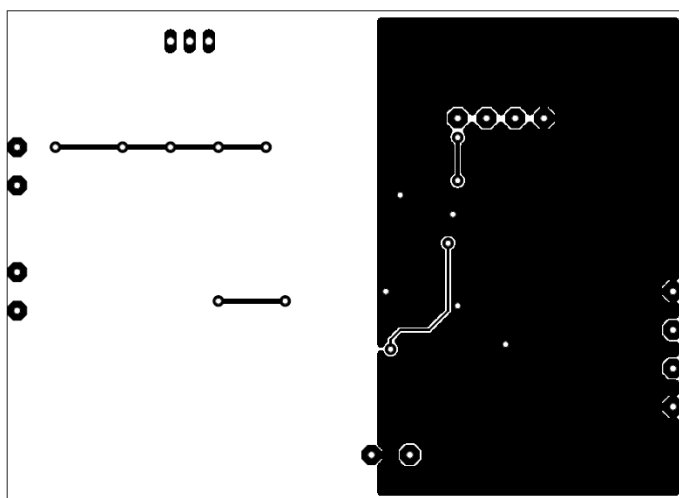


A.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 90 x 65 [mm], měřítko M1:1

A.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)

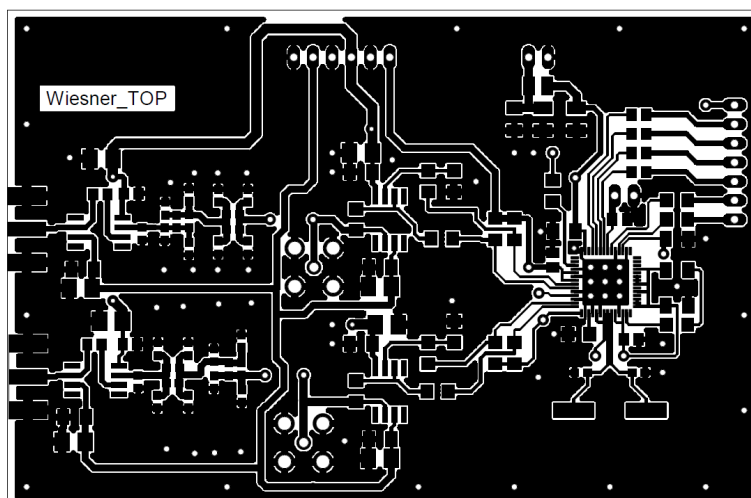


Rozměr desky 90 x 65 [mm], měřítko M1:1

A.4 Seznam součástek

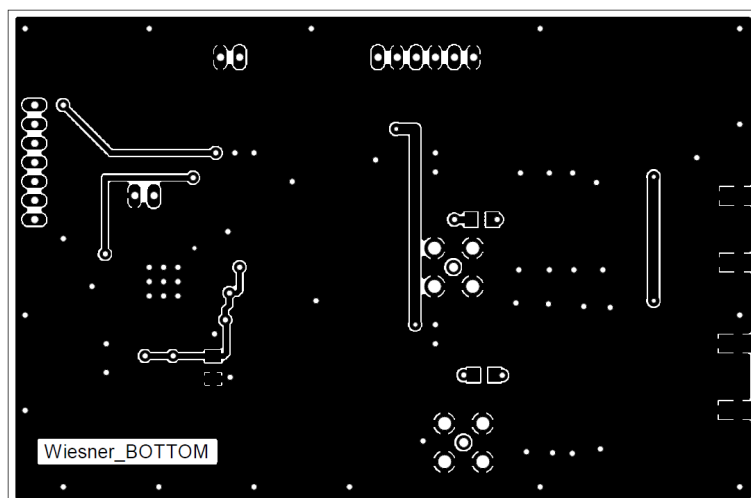
Označení	Hodnota	Popis	Pouzdro
C1, C2, C3, C4	1n		C1206
C5, C6	10n		C1206
C7, C23, C25	100p		C1206
C8, C20, C21, C26, C27	100n		C1206
C9, C18, C19, C22, C24	10uF	CPOL-EUB/3528-21R	B/3528-21R
C10, C12	0,7p		C0603
C11, C13, C14, C15	0,2p		C0603
C16, C17	0,4p		C0603
D1, D2, D3, D4		1N4148SOD80	SOD80C
IO1	AD8302	AD8302	TSSOP14
IO2, IO3	OPA657	OPA657	SO08
IO5	ULN2003AD	ULN2003AD	SO16
JP1		PINHD-1X3	1X03
K1, K2, K3	CRR-MENDER	CRR-MENDER	CRR
R1, R5	100k		R1206
R1A	50R		R1206
R1B	5k		R1206
R1B1	50k		R1206
R2, R3, R7, R8, R9, R10	100R		R1206
R4, R6	900k		R1206
R11, R12, R13, R14	470	R-EU_R1206	R1206
R15, R16, R17	330R	R-EU_0204/7	0204/7
SW_CH		2,54/0,8	2,54/0,8
IO6	ADG1419	Switch	MSOP8
X1, X2, X3		SMA - H	

B.2 Deska plošného spoje – top (strana spojů)



Rozměr desky 100 x 65 [mm], měřítko M1:1

B.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



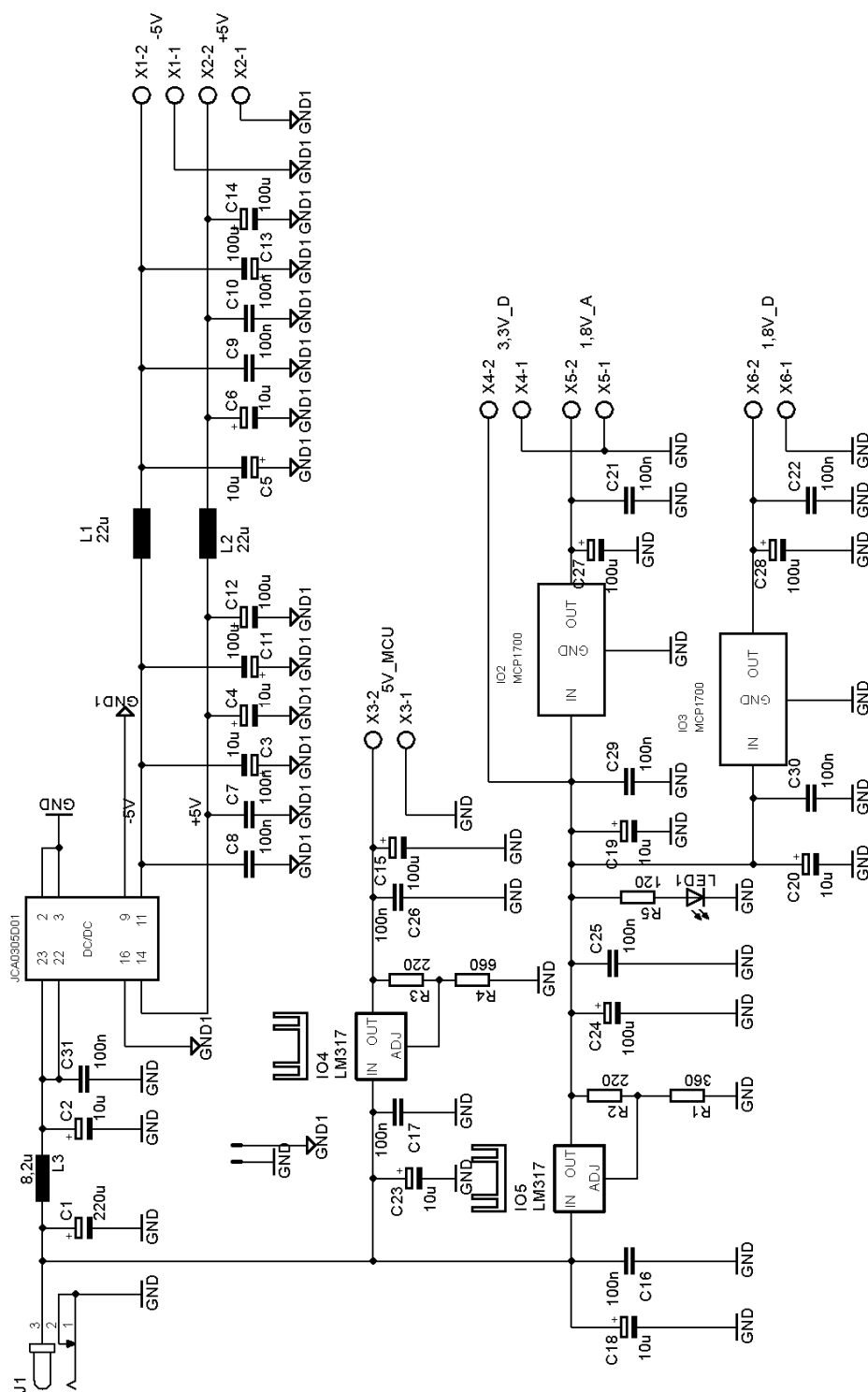
Rozměr desky 100 x 65 [mm], měřítko M1:1

B.4 Seznam součástek

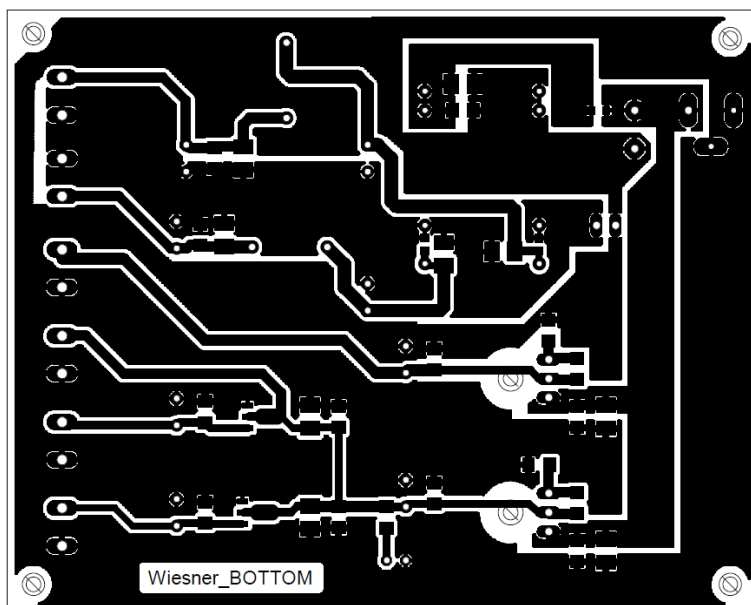
Označení	Hodnota	Popis	Pouzdro
C1, C3, C5, C21, C36	100n	C-EUC0805K	C0805K
C2, C6, C7, C11, C12, C25, C27, C28, C29, C30, C37	100n	C-EUC1206K	C1206K
C4	1n	C-EUC1206K	C1206K
C8, C24, C26, C40	18p	C-EUC0603	C0603
C9, C10, C31, C32, C33, C34, C35, C38, C39	10u	CPOL-EUB/3528	B/3528-21R
C13, C14	22p	C-EUC0603	C0603
C15, C17, C20, C22	3.3p	C-EUC0603	C0603
C16, C18, C43, C45	20p	C-EUC0603	C0603
C19, C23, C41	2p	C-EUC0603	C0603
C44	2.7p	C-EUC0603	C0603
C46, C47	24p	C-EUC0603	C0603
IO1	AD9958ARU	AD9958ARU	LFCSP56
IO2, IO3	OPA843	AD8007_JW	SOIC08
IO4, IO5	OPA656	AD8007_JW	SOIC08
L1	10u	L-EUL2825P	L2825P
L2, L5	100n	L-EU	C0603
L3, L4	56n	L-EU	C0603
Q1	25MHz	CRYSTALHC49UP	HC49UP
R1	4k7	R-EU_R1206	R1206
R2	560	R-EU_R1206	R1206
R3, R4, R5, R6, R7, R8, R11	100R	R-EU_R0805	R0805
R9, R12	270R	R-EU_R0603	R0603
R10, R13	33R	R-EU_R0805	R0805
R15, R16, R17, R18	50	R-EU_R1206	R1206
R19, R20, R21, R22	1k	R-EU_R1206	R1206
R23, R24, R25, R26	3k9	R-EU_R1206	R1206
R27, R28	50	R-EU_R1206	R1206
X1, X2	SMA		
X3, X4	SMA	BU-SMA-V	BU-SMA-V

C NÁVRH ZAŘÍZENÍ – NAPÁJECÍ MODUL

C.1 Obvodové zapojení



C.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)

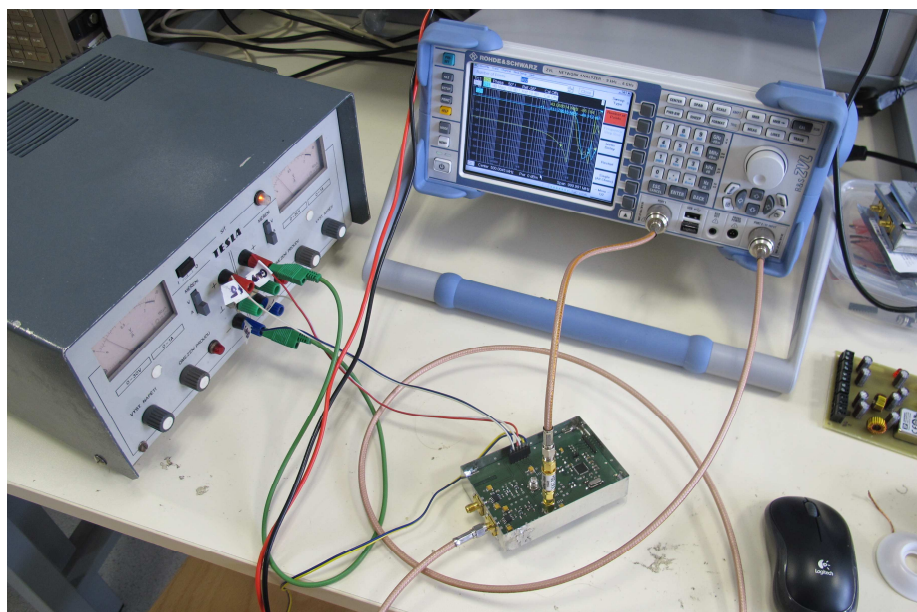


Rozměr desky 100 x 65 [mm], měřítko M1:1

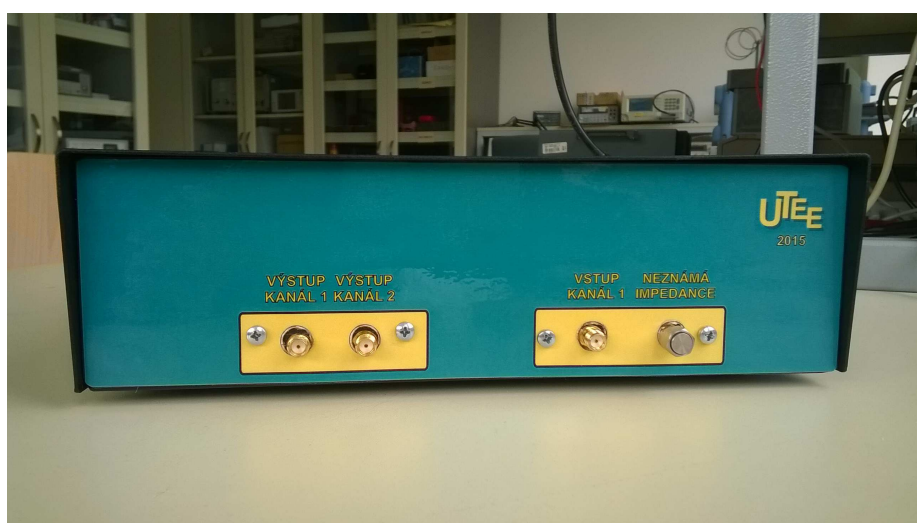
C.3 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Popis	Pouzdro
C1	220u	CPOL-EUE5-10.5	E5-10,5
C2, C3, C4, C5, C6, C18, C19, C20, C23	10u	CPOL-EUB/3528-21R	B/3528-21R
C7, C8	100n	C-EUC0603K	C0603K
C9, C10, C16, C17, C21, C22, C25, C26, C29, C30, C31	100n	C-EUC1206	C1206
C11, C12, C13, C14, C15, C24, C27, C28	100u	CPOL-EUE3.5-8	E3,5-8
IO1		JCA0305D01	JCA0305D01
IO2, IO3	MCP1700	MCP1700	SOT89
IO4, IO5	LM317	LM317TS	317TS
L1, L2	22u	TLUMIVKA	TLUMIVKA
L3	8,2u	L-EUL2012C	L2012C
LED1		LED5MM	LED5MM
R1	360	R-EU_R1206	R1206
R2, R3	220	R-EU_R1206	R1206
R4	660	R-EU_R1206	R1206
R5	120	R-EU_R1206	R1206
X1, X2, X3, X4, X5, X6	konektor	AK300/2	AK300/2

D MĚŘENÍ REKONSTRUKČNÍHO FILTRU

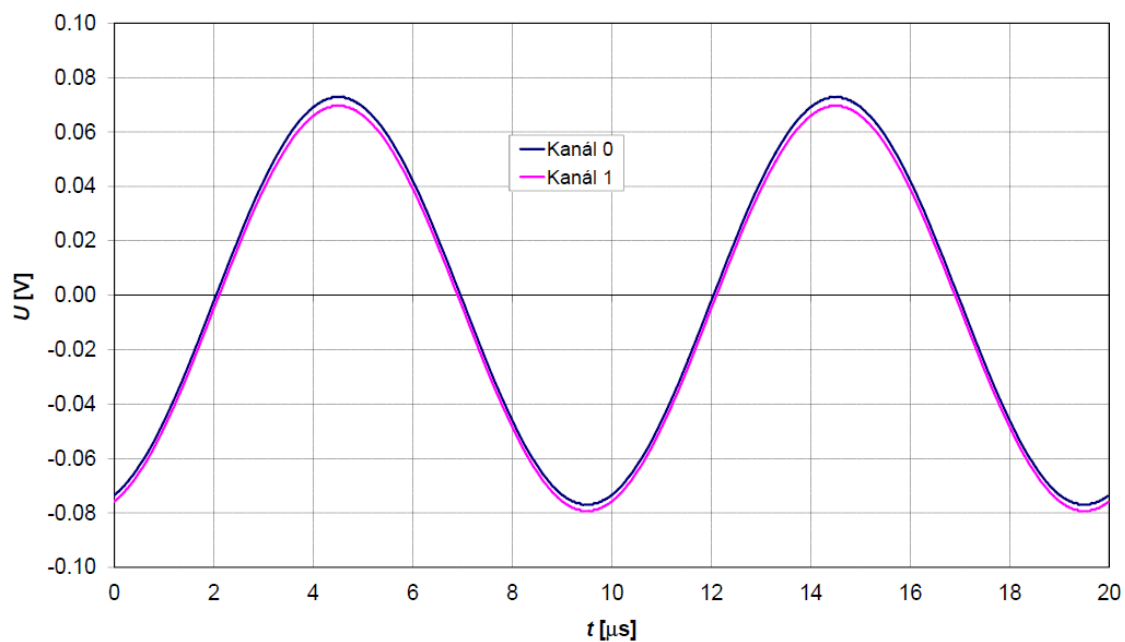


E VÝSLEDNÝ VZHLED ZAŘÍZENÍ

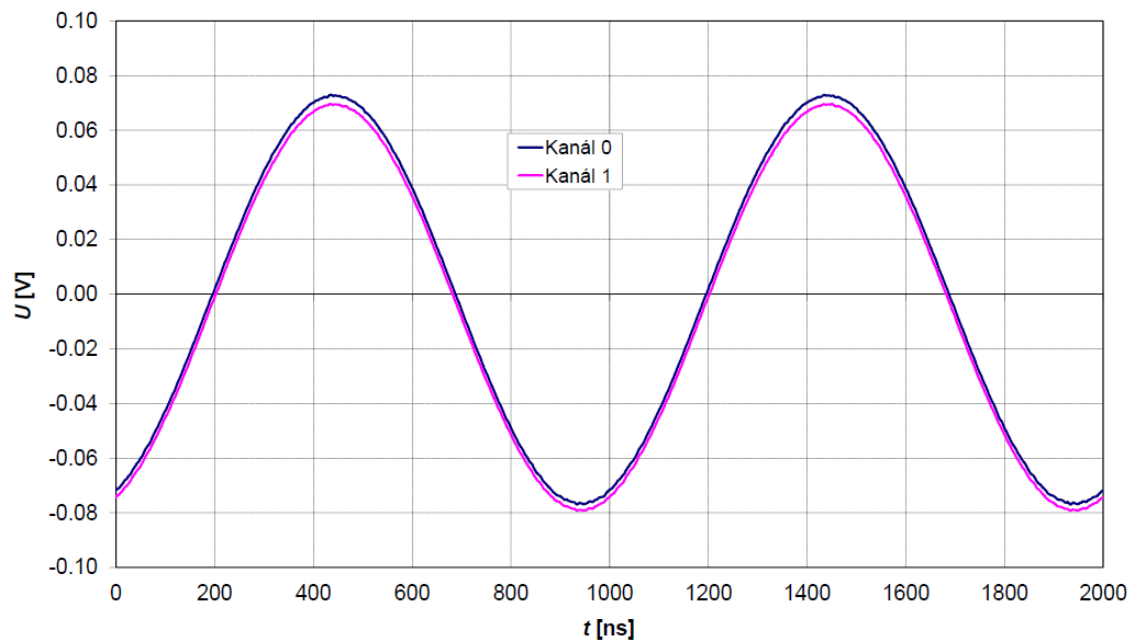


F NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY OBVODU DDS

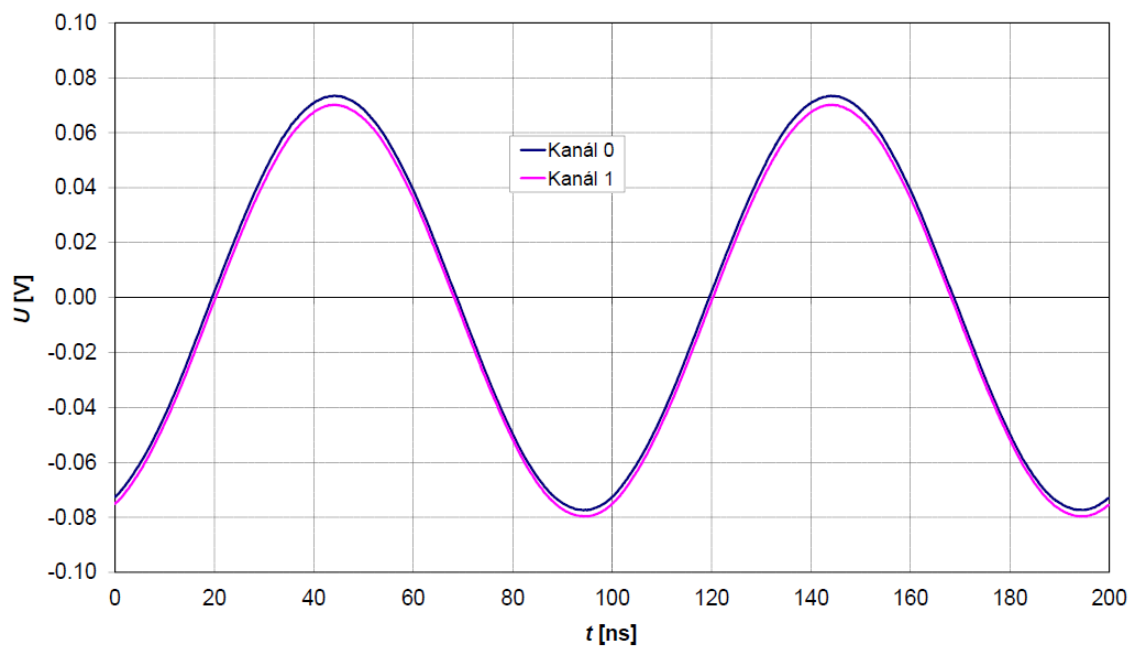
F.1 Výstupní signál 100 kHz



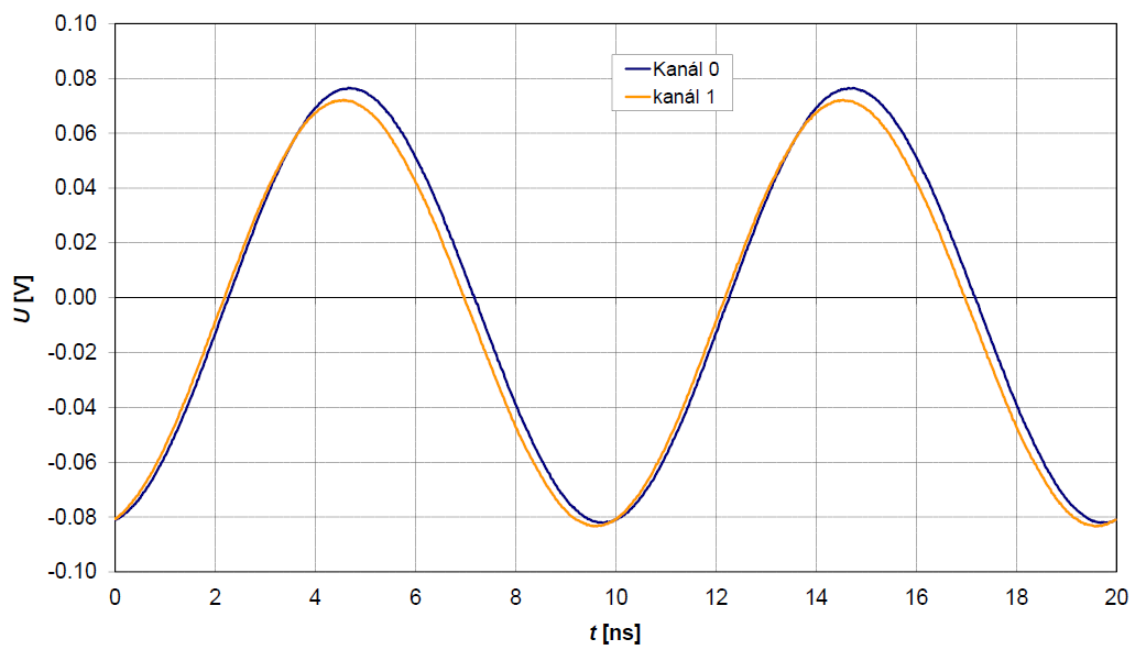
F.2 Výstupní signál 1 MHz



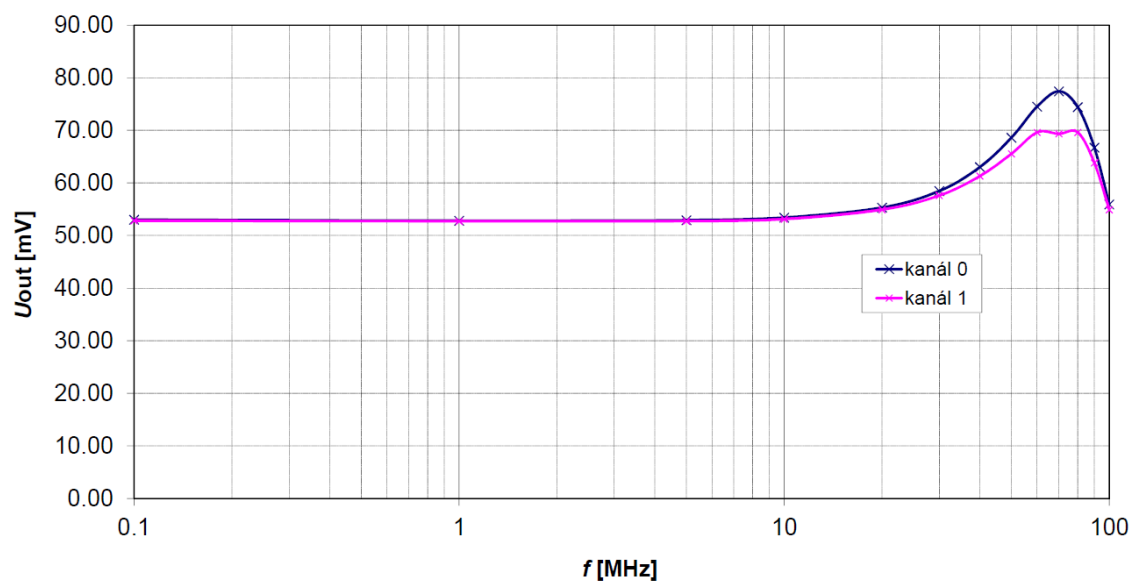
F.3 Výstupní signál 10 MHz



F.4 Výstupní signál 100 MHz



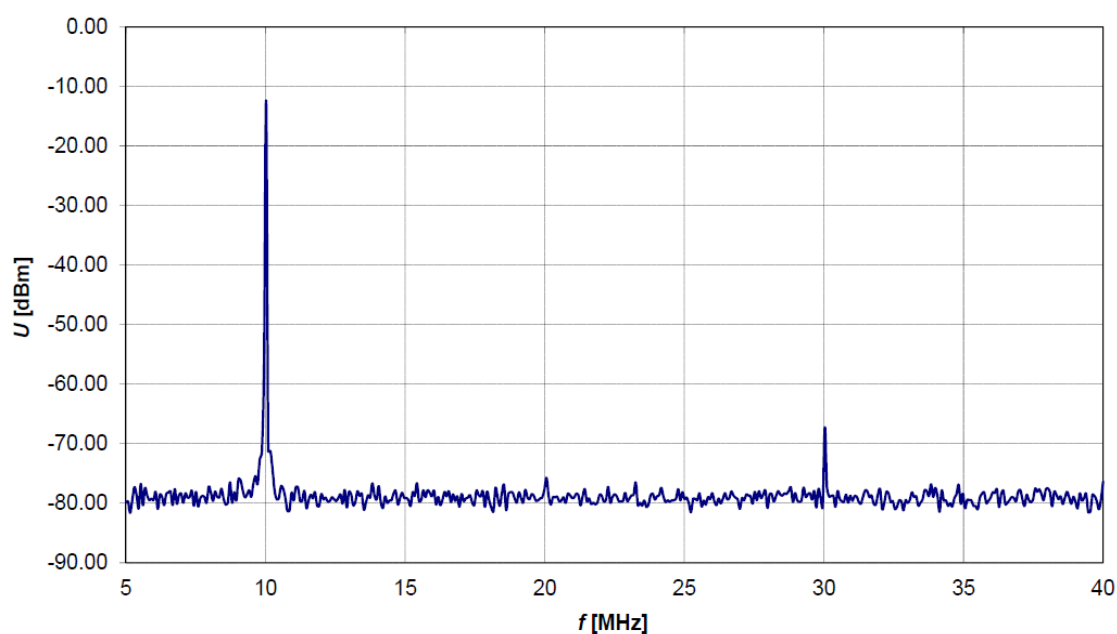
F.5 Kmitočtová závislost výstupního napětí kanálů DDS



G NAMĚŘENÉ SPEKTRUM OBVODU DDS

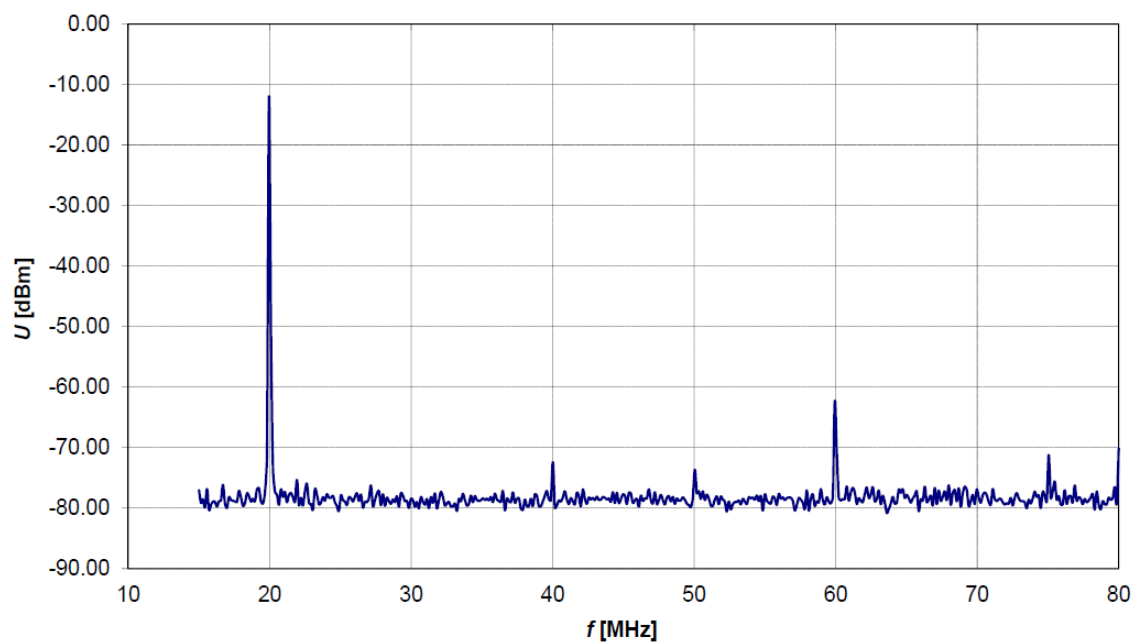
Spektrum obvodu přímé digitální syntézy bylo měřeno pomocí spektrálního analyzátoru Agilent N9320A.

G.1 Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 10 MHz

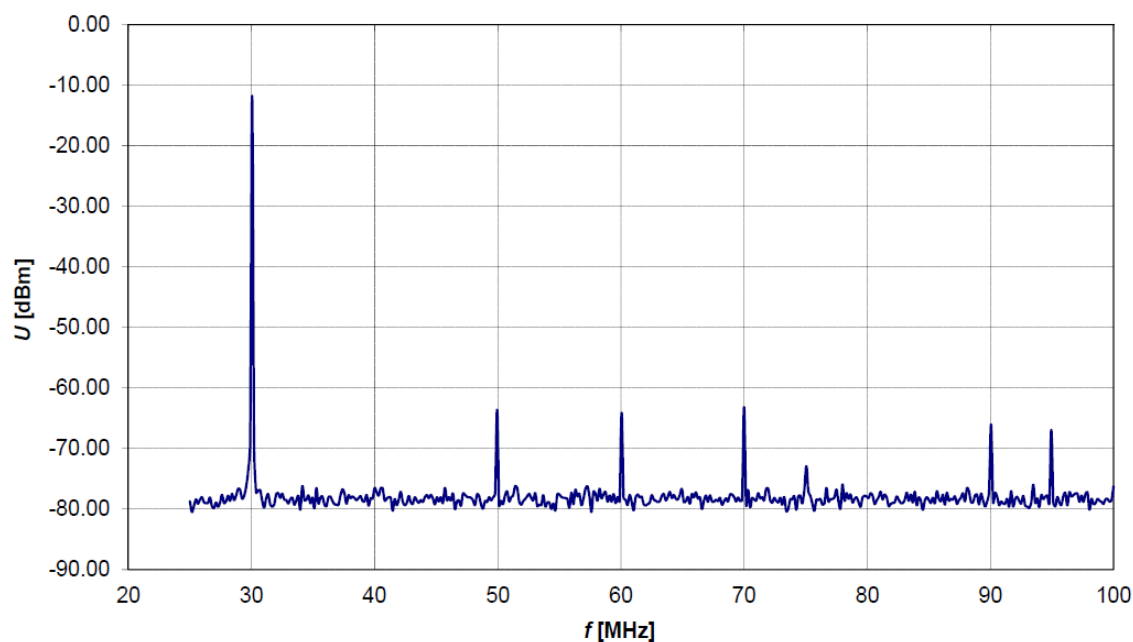


G.2 Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 20 MHz

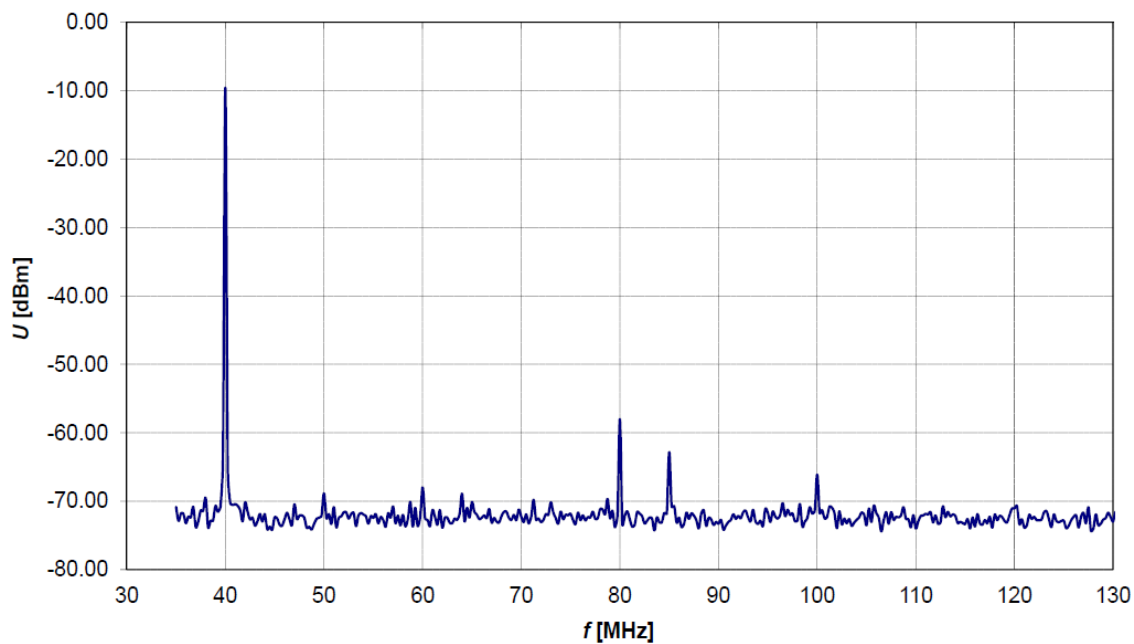
..



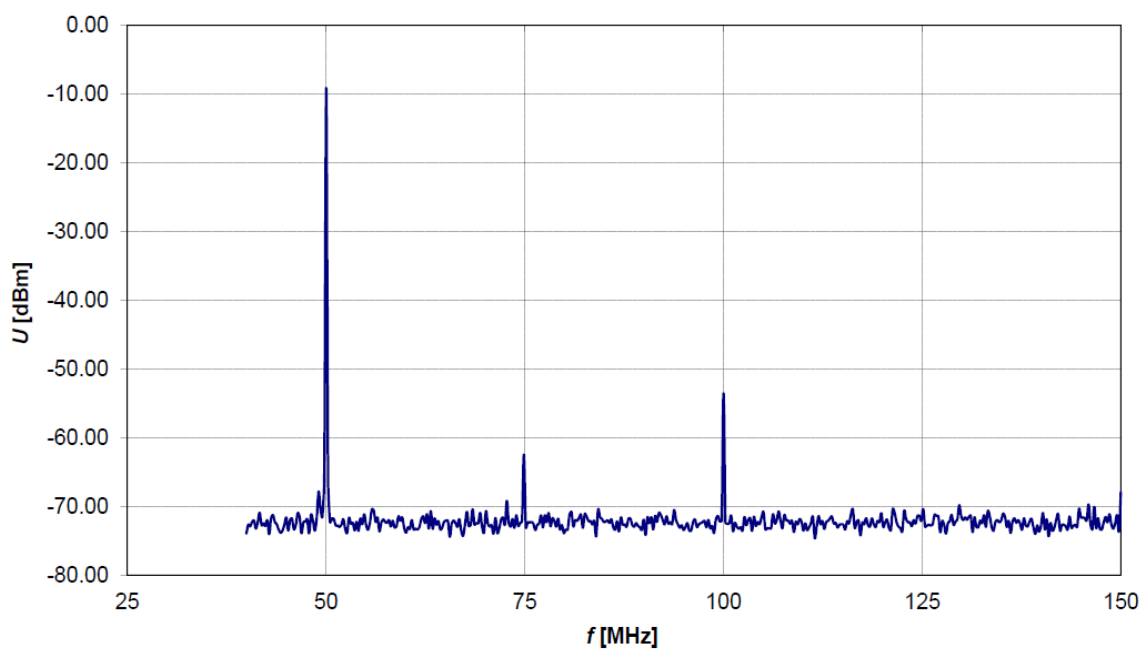
G.3 Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 30 MHz



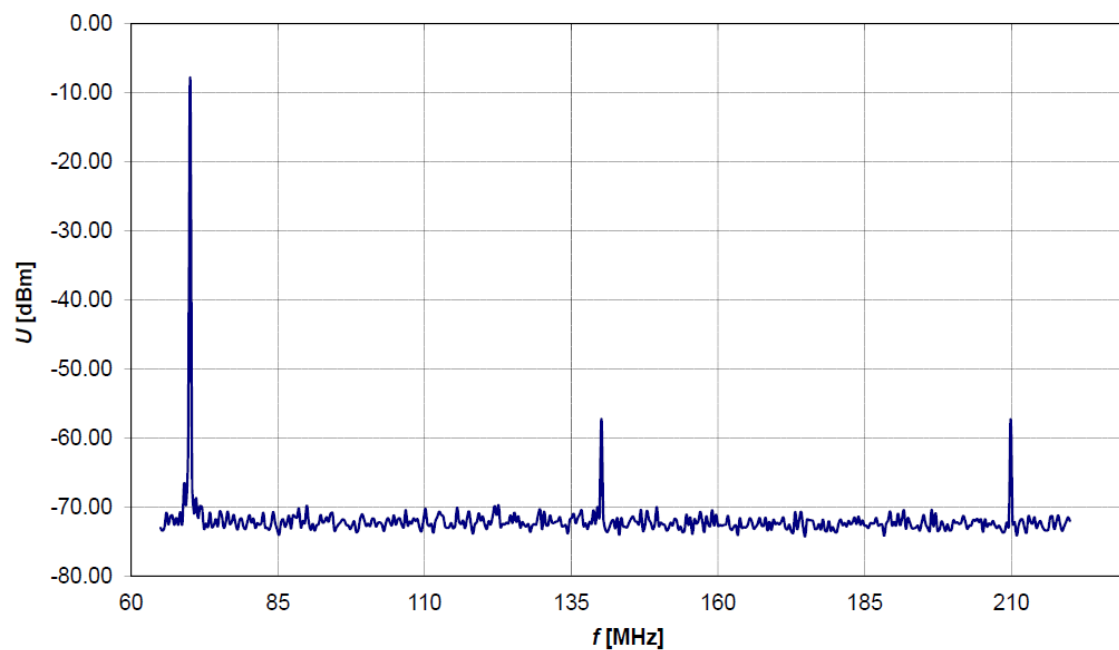
G.4 Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 40 MHz



G.5 Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 50 MHz



G.6 Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 70 MHz



G.7 Spektrum signálu pro výstupní kmitočet 100 MHz

