VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

KOAXIÁLNÍ MULTIPLEXER PRO AUTOMATIZOVANÉ MĚŘENÍ AC PROUDU

COAXIAL MULTIPLEXER FOR AUTOMATIC MEASUREMENT OF AC CURRENT

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE Bc. ONDŘEJ BOŠTÍK
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE Ing. MARIE HAVLÍKOVÁ, Ph.D.
SUPERVISOR

BRNO 2016

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student:	Bc. Ondřej Boštík	***ID:***	146792
Ročník:	2	***Akademický rok:***	2015/2016

NÁZEV TÉMATU:

Koaxiální multiplexer pro automatizované měření AC proudu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem diplomové práce je návrh a realizace multiplexeru pro automatické přepínání koaxiálních proudových bočníků v rozsahu od jednotek mA až do 20 A, minimálně do kmitočtu 30 kHz.
1. Seznamte se problematikou měření AC proudu na externím pracovišti ČMI Brno a popište současný stav.
2. Proveďte simulaci vlivu přídavné kapacitní a odporové zátěže na amplitudovou a fázovou chybu bočníků. V souladu s požadavky externího pracoviště ČMI Brno navrhněte precizní napěťový sledovač, který bude eliminovat tuto přídavnou chybu.
3. Navrhněte a sestavte vlastní multiplexer podle požadavků ČMI. Multiplexer musí být navržen tak, aby byl řiditelný přes GPIB (interface GPIB je k dispozici na pracovišti ČMI) i ručně pomocí tlačítek.
4. Prakticky ověřte funkci multiplexeru a diskutujte dosažené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Budovsky, I.; Hagen, T., "A precision buffer amplifier for low-frequency metrology applications," in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2010 Conference on , vol., no., pp.28-29, 13-18 June 2010
[2] Budovsky, I.; Gibbes, A.M.; Arthur, D.C., "A high-frequency thermal power comparator," in Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on , vol.48, no.2, pp.427-430, Apr 1999

Termín zadání:	8.2.2016	***Termín odevzdání:***	16.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Marie Havlíková, Ph.D.
Konzultanti diplomové práce: Ing. Stanislav Mašláň

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.
Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Diplomová práce se v teoretické části zabývá literární rešerší na téma chyb měření a nejistot měření.
V praktické části se zabývá simulací přídavné kapacitní odporové zátěže na amplitudovou a fázovou chybu bočníků. Pro tuto simulaci je v práci použit matematický aparát kaskádních matic dvojbranů a jejich propojení. Pro samotnou simulaci je použit skript pro prostředí MATLAB.
Dále se práce zabývá návrhem napěťového sledovače pro eliminaci simulované chyby a jeho praktickou realizací.
Poslední část práce se zabývá návrhem koaxiálního multiplexeru pro přepínání proudových bočníků vyvinutých na pracovišti Českého metrologického institutu v Brně.

KLÍČOVÁ SLOVA

chyby měření, nejistoty měření, ČMI, meření proudu, kalibrace, napěťový sledovač, přepínač bočníků

ABSTRACT

Master's thesis in the theoretical part deals with literature review on the topic of measurement errors and measurement uncertainties.
The practical part deals with the simulation of additional capacitive and resistive load on the amplitude and phase error during shunts based measurement. For this simulation is used mathematical apparatus of cascade matrix of two-ports and their connections. For the actual simulation is used script for MATLAB.
Furthermore, the work deals with the design of voltage follower to eliminate simulated errors and its practical realization.
The last part deals with the design of the coaxial multiplexer for switching current shunts developed in the Czech Metrological Institute in Brno.

KEYWORDS

measurement errors, measurement uncertainty, CMI, current measurement, calibration, voltage follower, shunts switch

BOŠTÍK, Ondřej *Koaxiální multiplexer pro automatizované měření AC proudu*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2016. 81 s. Vedoucí práce byl Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Koaxiální multiplexer pro automatizované měření AC proudu“ jsem vypracoval(a) 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(ka) uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno ....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce paní Ing. Marii Havlíkové, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.
Dále bych rád poděkoval panu Ing. Zdeňku Havránekovi, Ph.D. za konzultace, odborné vedení, které vykonával v době nemoci paní Ing. Marii Havlíkové, Ph.D.
Dále bych také rád poděkoval panu Ing. Stanislavu Mašláňovi z Českého Metrologického Institutu, za cenné rady z praxe a pomoc při praktické realizaci mé diplomové práce.

Brno ....

podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod **11**

1 Teoretická část **12**

1.1 Aparáty pro validaci měření . . . 12

1.1.1 Chyby měření . . . 12

1.1.2 Nejistoty měření . . . 13

1.1.3 Metoda Monte Carlo . . . 16

1.1.4 Citlivostní analýza . . . 17

1.2 Kontext práce . . . 17

1.2.1 Metrologický systém ČR . . . 17

1.2.2 Etalon elektrického proudu . . . 17

1.2.3 Metrologie stejnosměrného proudu . . . 19

1.2.4 AC/DC diference . . . 19

1.2.5 Metrologie střídavého proudu . . . 19

1.3 Pracoviště měření proudu ČMI . . . 20

1.3.1 Proudové bočníky . . . 20

1.3.2 Kalibrace proudových zdrojů na pracišti ČMI . . . 21

1.3.3 GPIB Universal Interface . . . 22

2 Praktická část **23**

2.1 Simulace přídavné kapacitní a odporové zátěže . . . 23

2.1.1 Matematický model . . . 23

2.1.2 Výpočet amplitudové a fázové chyby . . . 24

2.1.3 Popis simulačního programu . . . 26

2.1.4 Výsledky simulace . . . 27

2.2 Napěťový sledovač . . . 29

2.2.1 Výchozí design napěťového sledovače . . . 29

2.2.2 Návrh sledovače . . . 30

2.2.3 Napájecí zdroj . . . 31

2.2.4 Simulace . . . 32

2.2.5 Dosažené výsledky . . . 32

2.3 Návrh koaxiálního multiplexeru . . . 36

2.3.1 Požadavky kladené na multiplexer . . . 36

2.3.2 Klíčové komponenty . . . 36

2.3.3 Obvodová realizace . . . 39

2.3.4 Napájecí zdroj . . . 44

2.3.5 Návrh šasi . . . 45

2.3.6 Popis obslužného firmware 45
2.3.7 Výsledky realizace 47
2.3.8 Návod k obsluze 48

3 Závěr **51**

Literatura **52**

Seznam symbolů, veličin a zkratek **55**

Seznam příloh **56**

A Obsah přiloženého CD **57**

B Zdrojový kód pro simulaci vlivu přídavné kapacitní a odporové zátěže **58**

C Simulace vlivu přídavné kapacitní a odporové zátěže pro jednotlivé bočníky **64**

D Schéma zapojení **68**

E Výkresy desek splošných spojů **72**

F Fotografie přístroje **80**

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1 Metrologický systém ČR 18
1.2 Bočníky ČMI 20
2.1 Orientace proudů a napětí kaskádních dvojbranů 23
2.2 Simulovaná závislost absolutní chyby amplitudy a fázového posuvu zanesené připojením kapacitní a odporové zátěže na frekvenci pro všechny bočníky vztažená k hodnotě naprázdno 27
2.3 Simulovaná závislost relativní chyby amplitudy a fázového posuvu zanesené připojením kapacitní a odporové zátěže na frekvenci pro všechny bočníky vztažená k hodnotě naprázdno 28
2.4 Ideové schéma napěťového sledovače 29
2.5 Vektorový diagram vstupních a výstupních napětí na jednotlivých stupních napěťového sledovače 30
2.6 Simulovaná závislost zesílení (nahoře) a fáze (dole) na frekvenci vytvořená v programu Multisim 13 33
2.7 Schéma kalibrační aparatury pracoviště ČMI 34
2.8 Závislost odchylky amplitudy a fáze od vstupního signálu získaná při kalibraci napěťového sledovače 35
2.9 Signálové relé OMRON G6SU-2G 37
2.10 Silové relé OMRON G5RL-K1-E-5DC 38
2.11 Silové relé OMRON G8P-1C4TP 5VDC 39
2.12 Princip funkce koaxiálního multiplexeru 40
2.13 Vývojový diagram znázorňující funkci firmware mikrokontroleru . . . 46
2.14 Obě jednotky realizovaného multiplexeru zachycené z pravé strany přístroje 48
2.15 Vývojový diagram vizualizující ovládání multiplexeru pomocí sběrnice GPIB 50
2.16 Přehled příkazů pro ovládání multiplexeru pomocí GPIB 50
C.1 Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 30\ mA$ 64
C.2 Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 100\ mA$ 65
C.3 Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 300\ mA$ 65
C.4 Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 1\ A$ 66
C.5 Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 5\ A$ 66

C.6 Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 10\ A$ 67
C.7 Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 20\ A$ 67
D.1 Schéma zapojení napěťového sledovače - DPS „buffer“ 68
D.2 Schéma zapojení desky „control“ 69
D.3 Schéma zapojení desky „output“ 70
D.4 Schéma zapojení desky „input“ 71
E.1 Vrchní měděná vrstva DPS „buffer“ 72
E.2 Spodní měděná vrstva DPS „buffer“ 73
E.3 Osazovací výkres vrchní vrstvy DPS „buffer“ 73
E.4 Vrchní měděná vrstva DPS „control“ 74
E.5 Spodní měděná vrstva DPS „control“ 74
E.6 Osazovací výkres vrchní vrstvy DPS „control“ 74
E.7 Vrchní měděná vrstva DPS „output“ 75
E.8 Spodní měděná vrstva DPS „output“ 75
E.9 Osazovací výkres vrchní vrstvy DPS „output“ 76
E.10 Vrchní měděná vrstva DPS „input“ 77
E.11 Spodní měděná vrstva DPS „input“ 78
E.12 Osazovací výkres vrchní vrstvy DPS „input“ 79
F.1 Pohled na čelní panel 80
F.2 Pohled na levý panel 80
F.3 Pohled na pravý panel 81
F.4 Pohled na zadní panel 81

SEZNAM TABULEK

1.1 Určení koeficientu k_s z počtu opakování 14
1.2 Určení koeficientu k_r z požadované pravděpodobnosti pokrytí p 15
1.3 Základní parametry proudových bočníků ČMI měřené pro $f_{nom} = 1k\Omega$. 21
2.1 Výsledky kalibrace napěťového sledovače naměřené na pracovišti ČMI 35
2.2 Přehled použitých napěťových úrovní a odebíraného proudu hlavních komponent multiplexeru pro učely dimenzování napájecího zdroje . . 44

ÚVOD

Automatizace procesů je v nynější době velmi perspektivní obor. S rozvojem měřících systémů a integraci různých komunikačních sběrnic do těchto přístrojů je zavedenou praxí většinu měření automatizovat. Některé procesy zatím však automatizace ve větší míře nepostihla. Jedná se především o mechanickou výměnu testovaných výrobků nebo jiných hardwarových zařízení.

Tato práce si klade za cíl vytvořit automatizovaný systém pro výměnu bočníků užívaných pro kalibraci proudových zdrojů. Cílem nebude mechanická výměna, ale spíše automatizované přepínání mezi užívanými bočníky připojenými k vyvíjenému zařízení. Pro komunikaci s měřícím systémem bude využita sběrnice General Purpose Interface Bus (GPIB).

Přidáním přepínacího členu do měřícího řetězce se oproti ruční výměně zavede jistá chyba. V práci bude provedeno šetření a kvantifikace této chyby.

Dále se práce bude zabývat návrhem a implementací precizního napěťového sledovače pro zmenšení chyby měření vzniklou přídavnou kapacitní a odporovou zátěží bočníku.

Poslední část představí koaxiální multiplexer od jeho návrhu, přes všechny specifické okolnosti, které bylo nutné při návrhu vzít v potaz až k fyzické realizaci.

1 TEORETICKÁ ČÁST

V první části práce budou shrnuty teoretické poznatky nutné pro uvedení čtenáře do problematiky. Následně bude uvedena návaznost práce na ostatní obory metrologie. V poslední části bude věnována aktuálnímu stavu externího pracoviště Českého Metrologického Institutu (ČMI).

1.1 Aparáty pro validaci měření

V této části je proveden stručný přehled matematických aparátů užitých při řešení práce.

1.1.1 Chyby měření

Prvním uvedeným aparátem pro kontrolu kvality výsledků měření je výpočet chyb měření. Vyjadřuje kvantitativní míru blízkosti výsledké hodnoty X_M od skutečné hodnoty X_S. Určení skutečné hodnoty X_S nelze z fyzikálních příčin zjistit, proto se využívá pojmu konvenčně pravá hodnota X_P. To je hodnota, která se od skutečně liší pouze nepatrně a jejich rozdíl tedy můžeme zanedbat [1], [2].

Absolutní chyba

Údaj o absolutní chybě měření Δ_X vyjadřuje rozdíl mezi naměřenou hodnotou X_M a konvenčně pravou hodnotou X_P [2].

Výpočet probíhá podle vzorce 1.1:

$$\Delta_X = X_M - X_P, \qquad \text{(jednotka podle X)} \tag{1.1}$$

kde je

X_M hodnota naměřená,

X_P konvenčně pravá hodnota.

Relativní chyba

Relativní chyba měření δ_X je poměr absolutní chyby Δ_X ke konvenčně pravé hodnotě X_P. Lze jí vyjádřit jako bezrozměrné číslo pomocí rovnice 1.2:

$$\delta_X = \frac{\Delta_X}{X_P}, \qquad \text{(-)} \tag{1.2}$$

nebo vyjádřit v procentech rovnicí 1.3, což je v praxi nejčastější

$$\delta_X = \frac{\Delta_X}{X_P} \cdot 100 \qquad \text{(\%)} \tag{1.3}$$

a nebo pro velmi přesná měření vyjádřit v ppm pomocí rovnice 1.4 (parts per million):

$$\delta_X = \frac{\Delta_X}{X_P} \cdot 10^6. \qquad (\text{ ppm }) \quad (1.4)$$

Je však patrné, že všechny vztahy jsou si rovnocenné a volba vztahu záleží na preciznosti řešené úlohy [2].

Systematická chyba

Systematická chyba je taková odchylka od skutečné hodnoty, která se při opakovaném měření projevuje pořád stejně. Její hodnotu tak můžeme od získané hodnoty odstranit. Příkladem může být trvalý offset měření, který můžeme pro celý rozsah odečíst, čímž získáme skutečnou hodnotu [2].

Náhodná chyba

Náhodná chyba je odchylka měření, kterou nelze předem kvantifikovat a nelze ji proto odstranit korekcí. Opakovaným měřením však dojdeme ke zjištění, že naměřené hodnoty mají střední hodnotu a kolem té jsou rozloženy podle pravděpodobnostního rozložení daného typem měření. Nejčastěji se jedná o rozložení normální. V tomto případě můžeme určit, že výsledkem měření je aritmetický průměr [2].

1.1.2 Nejistoty měření

Jedná se o novější metodu používanou k určení přesnosti měření. Klíčovou okolností pro zavedení do metrologické praxe bylo vydání dokumentu Gude to Expression of Uncertainty Measurement (GUM) vydán v roce 1993 v Ženevě [1].

Aparát využívá pravděpodobnostní přístup. Výstupem měření je rozmezí hodnot, které charakterizuje měřenou veličinu. V tomto intervalu by měla měřená veličina s určitou pravděpodobností ležet. Důležité je zdůraznit, že žádná hodnota z rozptylu však není věrohodnější, než jiná. A to ani střední hodnota. Tato střední hodnota je nazvána hodnotou měřené veličiny a polovina intervalu je označena jako nejistota měření [1], [3].

Nejistota typu A

Nejistota typu A je určena rozptylem hodnot měření. Mírou nejistoty u_A je výběrová směrodatná odchylka výběrového průměru spočítaná podle

$$s_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}, \qquad (1.5)$$

kde

n počet měření,

x_i měřená hodnota a

$\bar{x}$ je střední hodnota spočítaná podle

$$\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i \tag{1.6}$$

Pro případy, kdy není k dispozici dostatečný počet hodnot z opakování měření, musíme vypočtenou hodnotu s_x vynásobit koeficientem k_s podle tabulky 1.1.

n	9	8	7	6	5	4	3	2
k_s	1,2	1,2	1,3	1,3	1,4	1,7	2,3	7,0

Tab. 1.1: Určení koeficientu k_s z počtu opakování

Výpočet nejistoty typu A tedy bude podle vzorce:

$$u_A = k_s \cdot s_{\bar{x}} \tag{1.7}$$

Pokud je k dispozici dostatečný počet opakování, koeficient $k_s = 1$. Při jednorázovém ději nejistota typu A určit nelze.

Nejistota typu B

Zdrojem nejistoty typu B jsou veškeré další okolnosti, než ty vzniklé opakovaným měřením. Musíme nejdříve kvantifikovat všechny myslitelné zdroje nejistot nebo tam, kde nejdou přesně určit je kvalifikovaně odhadnout. Nejobvyklejším zdrojem nejistot jsou měřící přístroje, nejistoty zavedené měřící metodou apod. U měření nepřímých jsou nejistoty typu B určeny na základě nejistot přímých měření.

Ze znalosti intervalu hodnot, ve kterých se může měřená hodnota nacházet určíme dílčí nejistotu typu B podle

$$u_{Bn} = \frac{\Delta_{max}}{\chi} \tag{1.8}$$

kde

Δ_{max} maximální rozptyl měřených hodnot,

χ koeficient pravděpodobnostního rozložení.

Koeficient χ je určen podle tvaru rozložení hodnot. Při měření se nejčastěji setkáme s rovnoměrné rozložení hodnot, potom hodnota koeficientu $\chi = \sqrt{3}$. Další hodnoty χ lze nalézt v [3].

Po určení a vyčíslení všech dílčích nejistot (pro nekorelované veličiny) určíme výslednou nejistotu u_B pomocí geometrického součtu:

$$u_B = \sqrt{\sum_{k=1}^{n} u_{Bn}^2} \tag{1.9}$$

Kombinovaná nejistota

Sloučením nejistoty A a B podle následujícího vzorce určíme kombinovanou nejistotu u_C:

$$u_C = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} \tag{1.10}$$

Tato hodnota udává interval, kde se měřená veličina vyskytuje s pravděpodobností 68% za předpokladu normálního rozložení pravděpodobnosti.

Rozšířená nejistota

Rozšířením intervalu pokrytí tak, aby zahrnoval širší interval p, dostáváme rozšířenou nejistotu U vypočítanou podle

$$U = k_r \cdot u_C \tag{1.11}$$

kde k_r je koeficient určen podle tabulky 1.2.

k_r [−]	1	2	2.58	3
p [%]	68	95	99	99,7

Tab. 1.2: Určení koeficientu k_r z požadované pravděpodobnosti pokrytí p

Nejistota nepřímých měření

Nepřímé měření spočívá v postupu, kdy z dílčích přímých měření výpočtem získáme výslednou hodnotu. Jedná se například o výpočet elektrického odporu z napětí a proudu podle Ohmova zákona. Výsledná nejistota je stanovena jako geometrický součet derivací přímých měření násobených jejími nejistotami podle

$$u_y = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\partial f(X_1, X_2, ...X_N)}{\partial x_i} u_{x_i} \right)^2} \tag{1.12}$$

kde

$f(X_1, X_2, ...X_N)$	funkční závislost $y = f(X_1, X_2, ...X_N)$,
u_y	nejistota nepřímého měření,
x_i	střední hodnoty přímých měření,
u_{x_i}	nejistoty přímých měření,
N	počet nezávislých přímých měření.

1.1.3 Metoda Monte Carlo

Metoda Monte Carlo (MMC) nepoužívá komplikované matematické postupy, ale místo toho využívá simulace jevu s využitím náhodných čísel. Své uplatnění má navíc i v počítání určitých integrálů nebo řešení diferenciálních rovnic.

Při výpočtu nejistot je schopna elegantně řešit nejistoty měření i pro komplikované experimenty, pro které by metoda GUM nešla použít, například z důvodů nestandardních rozložení pravděpodobností, nesymetrických rozdělení apod. Není nutné počítat parciální derivace a stupně volnosti. Také není nutné model zjednodušovat ani jinak dále upravovat.

Nevýhodou je ovšem fakt, že výpočet nelze provést numericky „na papír“. Je nutné generovat velký soubor náhodných hodnot vstupních veličin a výsledky určit na jejich základě [1], [4], [5].

Ukázkový příklad č. 2 uvedený ve článku [5] demonstruje velkou odchylku mezi výpočtem pomocí GUM a MMC. V uvedeném příkladu je odchylka řádově desítky procent.

Algoritmus MMC

Nejistoty pomocí metody Monte Carlo se určí podle algoritmu [5]:

1. Určí se počet opakování MMC (řádově 10^6 i více opakování). S rostoucím M roste přesnost, ale i výpočetní náročnost a tedy i čas výpočtu. Dále zvolíme požadovanou pravděpodobnost pokrytí výstupní veličiny p.
2. Vytvoříme model měření $Y = f(X_1, X_2, ...X_N)$. Pro každou veličinu X_i je nutné určit hustotu pravděpodobnosti její nejistoty.
3. Pro každou vstupní veličinu X_i vygenerujeme M náhodných čísel.
4. Do modelu dosadíme náhodné hodnoty vstupních proměnných vygenerované v předchozím bodě a získáme M výstupních hodnot $Y = (y_1, ...y_N)$.
5. Určíme aritmetický průměr výstupu podle

$$\bar{y} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} y_i. \tag{1.13}$$

6. Pro výstupní veličinu Y s normálním rozdělením pravděpodobnosti je nejistota $u(y)$ vypočtena jako výběrová směrodatná odchylka podle:

$$u(Y) = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(y_i - \bar{y})^2}. \tag{1.14}$$

   Nejistota $u(y)$ je určena s pokrytím pravděpodobnosti $p = 68\%$. Pro jiné pokrytí pravděpodobnosti lze využít přepočet podle vzorce 1.11 s koeficientem k_r určeným z tabulky 1.2.

V opačném případě, kdy výstupní veličina Y má jiné, než rovnoměrné rozložení je hledán interval nejkratšího pokrytí. Výpočet je podrobně objasněn v [5]. Na uvedené adrese lze stáhnout skript pro prostředí Octave, který podle uvedeného postupu interval nejkratšího pokrytí nalezne.

1.1.4 Citlivostní analýza

Citlivostní analýza je postup sloužící ke zjištění, jak nejistota na výstupu modelu může být rozdělena do různých zdrojů nejistot. Citlivostní analýza by měla jít ruku v ruce s analýzou nejistot.

Jeden z možných postupů je zkoumat vstupy modelu jeden po druhém a zjišťovat, jak se změny jednotlivých vstupů modelu projeví na výstupu. Tato metoda však prozkoumá jen malou část stavového prostoru a vůbec nepočítá s možností korelovaných vstupů [6].

1.2 Kontext práce

Systém jednotného měření existuje již od roku 1875, kdy zástupci 20 vlád přijali smlouvu, že budou používat jednotné míry a váhy. Od té doby se rozvinul celý vědní obor zabývající se všemi poznatky a činnostmi měření.

Metrologie se zabývá definováním měrných jednotek, realizací etalonů a návazností měření [2].

1.2.1 Metrologický systém České republiky

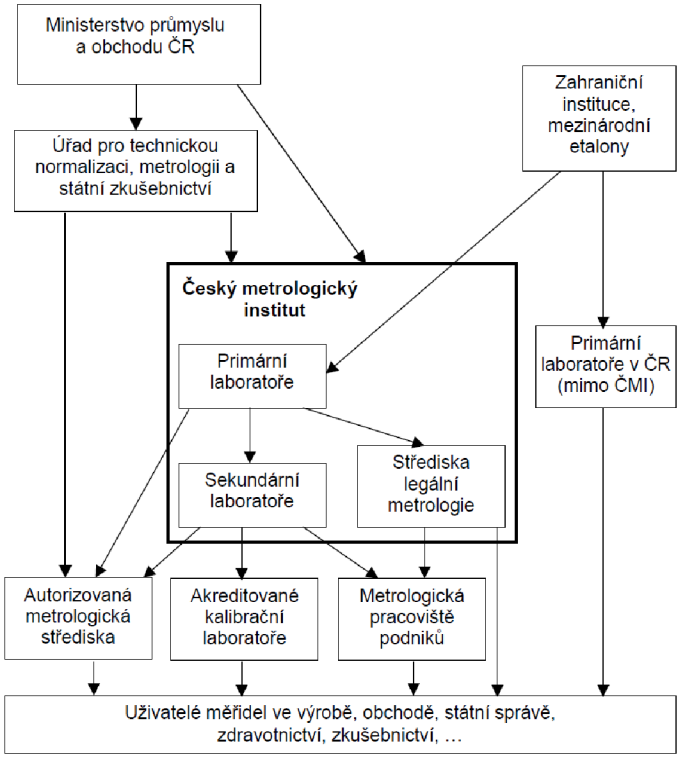
Česká republika převzala systém jednotných mír a vah už jako součást Rakouska-Uherska na samém začátku v roce 1875. Současná právní úprava vychází ze zákona 22/1997 Sb. o technických požadavcích na výrobky.

Ústřední orgánem je Ministerstvo průmyslu a obchodu ČR, výkoným orgánem je Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví. Český Metrologický Institut (ČMI) zastupuje Českou republiku ve významných metrologických orgánech. Ředitelství ČMI podléha sedm oblastních inspektorátů a specializovaná pracoviště (volně převzato z [2]).

Návaznost metrologických zařízení je popsána na obr. 1.1.

1.2.2 Etalon elektrického proudu

Ačkoliv je Ampér základní jednotka SI, dosud není žádný prakticky použitelný kvantový etalon elektrického proudu. V tuto chvíli se používá odvození na základě Ohmova zákona s využitím kvantových etalonů odporu a napětí.



Obr. 1.1: Metrologický systém ČR (převzato z [2])

Myšlenka kvantového etalonu elektrického proudu je založena na řízeném transportu jednotlivých elektronů. Výstupní proud I je určen podle rovnice 1.15:

$$I = nef \qquad (\text{ A }) \qquad (1.15)$$

kde

n kvantové číslo, počet elektronů v jednom cyklu,

f frekvence tunelování skrz bariéru.

Vzniká však několik problémů. První a asi nejzásadnější je rychlost děje. Při frekvenci $f = 5\ MHz$ je výstupní hodnota děje pouze $I = 0,8\ pA$.

Pro počítání se používají SET (Single Electron Tunneling) tranzistory obsahující dvě bariéry. Vhodným snižováním a zvyšováním nábojů na jednotlivých bariérách dochází k situaci, kdy může projít vždy pouze jeden elektron. Pro funkci jevu je však nutná teplota SET kolem 20 mK.

Posledním problémem je kvantová povaha jevu, kdy si nemůžeme být přesně jistí, zda v jednom cyklu projde právě jeden elektron. Toto lze však vyřešit sériovým zapojením SET [4].

1.2.3 Metrologie stejnosměrného proudu

V nejvyšší úrovni pro kalibraci kalibrátorů a laboratorních multimetrů se stejnosměrný proud odvozuje z Ohmova zákona. Využívají se velmi přesné voltmetry, kterými se měří úbytek napětí na etalonu R. Dosahovaná nejistota je řádově 5 ppm.

Pro přenos na zákaznické přístroje se používají kalibrátory, nebo laboratorní multimetry, kdy se dosahuje přesnosti řádově od 10 ppm [4].

1.2.4 AC/DC diference

Podle definice jsou proudy a napětí totožné právě tehdy, pokud na ideálním rezistoru vytvoří stejné teplo. Na termokonvertoru, obsahující rezistor a termočlánek, se elektrický výkon střídavého a stejnosměrného proudu zcela přeměňuje na Joulovo teplo. To je snímáno termočlánky a z poměru výstupních napětí je určena AC/DC $\delta_{AC/DC}$ diference podle:

$$\delta_{AC/DC} = \frac{U_{out_AC} - U_{out_DC}}{nU_{out_DC}} \qquad (\ -\ ) \qquad (1.16)$$

kde

U_{out_AC}	aritmetický průměr hodnoty výstupního napětí termokonvertoru při kladné a záporné polaritě DC proudu,
U_{out_DC}	hodnota napětí při vstupním AC proudu,
n	mocninný koeficient použitého termokonvertoru.

Výhodou termokonvertorů je jejich dlouhodobá stabilita (rekalibrace po 10 letech). Jsou však použitelné pro malý napěťový/proudový rozsah (řádově 100 mV až 1 V, 3 A až 10 A). Využití pro jiné rozsahy je možné pomocí krokování.

Další nevýhodou je zdlouhavost měření. Před započetím měření je nutné termokonvertor na měřené napěťové/proudové úrovni zdlouhavě stabilizovat (řádově nad 100 $min.$) . Přepínání mezi AC a DC měřením probíhá po cyklech trvající mezi 40 s až 60 s [4].

1.2.5 Metrologie střídavého proudu

V nejvyšší úrovni měření střídavého proudu jsou používané etalony založené a AC/DC diferenci a kvantových etalonech. Dosahované nejistoty jsou řádově 1 ppm při 1 kHz až 10 ppm při 1 MHz.

Při odvození hodnot střídavého proudu v měřících etalonech se používají externí zkalibrované DC zdroje, nebo některé měřící etalony mají DC zdroje integrované (ty je možné zkalibrovat také). Nejistoty takovýchto etalonů jsou řádově horší, přibližně 5 ppm při 1 kHz až 100 ppm při 1 MHz.

Pomocí měřících etalonů se dále kalibrují laboratorní přístroje. Tato kalibrace se provádí porovnáním naměřených hodnot. Zde nejistoty dosahují hodnot řádově 15 ppm při 1 kHz až 1500 ppm při 1 MHz.

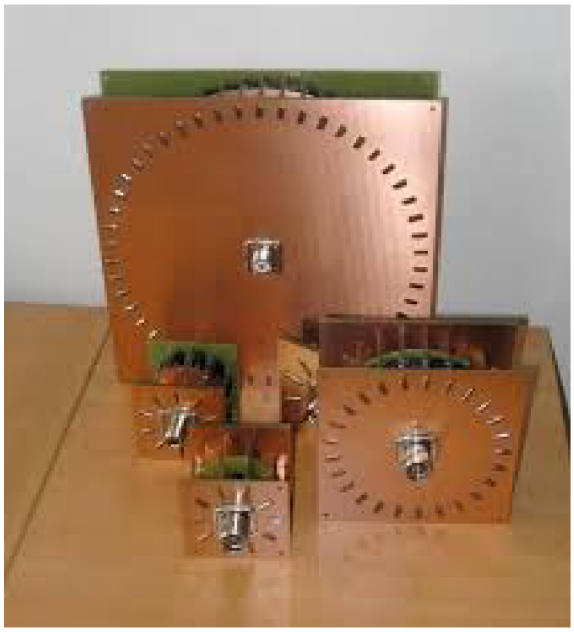
Tyto přístroje se dále použijí na kalibraci zákaznických přístrojů s nejistotou řádově od 100 ppm [4].

1.3 Pracoviště měření proudu ČMI

Tato kapitola shrne aktuální podmínky na pracovišti Českého metrologického institutu v Brně pro měření a kalibraci proudu.

1.3.1 Proudové bočníky

Pro potřeby ČMI byly vytvořeny proudové bočníky (viz. obrázek 1.2) pokrývající rozsah od 30 mA až 100 A.



Obr. 1.2: Bočníky ČMI (převzato z [7])

Typově se jedná o klecové bočníky, skládající se z paralelního spojení precizních rezistorů. Protékající proud se tedy rozdělí na jednotlivé rezistory a tím se výrazně zmenší ohřev rezistorů v porovnání s použitím jednoho kusu rezistoru.

V každé větvi jsou navíc zapojeny vždy rezistory s opačným průběhem teplotní závislosti na odporu. Tímto způsobem je minimalizován vliv teploty na měření.

Klecová konstrukce se skládá ze tří desek a mezi ně vložené příčky uspořádané do kruhu. Rezistory jsou připájeny na příčky.

Vstupní konektory jsou typu N-female pro bočníky v rozsahu 30 mA až 1 A a typu UHF-female pro 5 A až 20 A. Přepínání bočníků pro vyšší proudy zde řešeno nebude, proto se jimi nebudeme dále zabývat.

Výstupní konektory jsou pro všechny typy bočníků typu N-female.

Více informací o proudových bočnících ČMI, včetně matematického modelu je uvedena v [7].

Základní parametry bočníků pro účely modelování amplitudové a fázové chyby jsou uvedeny v tabulce 1.3.

I_{nom} [A]	R_{nom} [Ω]	φ_{1kHz} [$mrad$]	Konektor [$-$]	Délka čelní hrany [m]
0,03	20,00	-12,10	N-female	0,072
0,10	6,00	-6,60	N-female	0,072
0,30	2,00	-1,37	N-female	0,072
1,00	0,60	0,96	N-female	0,136
5,00	0,12	9,36	N-female	0,136
10,00	0,06	14,30	UHF-male	0,136
20,00	0,03	28,30	UHF-male	0,136

Tab. 1.3: Základní parametry proudových bočníků ČMI měřené pro $f_{nom} = 1k\Omega$.

1.3.2 Kalibrace proudových zdrojů na pracišti ČMI

Pracoviště Českého Metrologického Institutu pro kalibraci proudových zdrojů se nyní skládá z kalibrovaného zdroje proudu, sady proudových bočníků a voltmetru Fluke 5790A. Pro řízení je použit obslužný PC, propojený s přístroji pomocí sběrnice GPIB. Měřící aplikace byla vyvinuta v prostředí LabView.

Kalibrace proudových zdrojů probíhá v hodinových cyklech, kdy pro každý rozsah proudového zdroje je připojen jiný bočník. Měřící cyklus jednoho bočníku je již automatizován. Po dokončení cyklu obsluha vymění bočník za jiný a aplikace je spuštěna pro jiný rozsah. Celá kalibrační procedura proto trvá déle, jak celý pracovní den.

Cílem vyvíjeného zařízení je zvýšit efektivitu dané procedury tak, aby bylo možné celý proces provést bez zásahy operátora a v ideálním případě kalibrovat přístroje bez dohledu (popř. s minimálním dohledem) i přes noc.

1.3.3 GPIB Universal Interface

GPIB Universal Interface (GPIB-UI) je komunikační modul vyvinutý na ČMI pro integraci sběrnice GPIB do měřících zařízení.

V nynější verzi modul obsahuje [8]:

- 16 digitálních vstupních pinů
  - možnost sepnutí interních 100 $k\Omega$ pull-up rezistorů
- 16 digitálních výstupních pinů
  - možnost stavu vysoké impedance
  - výstupní proud přes 60 mA
- 2 analogové výstupní piny
- 4 analogové vstupní piny
  - rozlišení 8bit nebo 12bit
  - vstupní impedance přepínatelná mezi HI a LO
- sběrnice UART:
  - rychlost 600 až 2M baud
  - 5 až 9 data bitů
  - nastavení parity
  - 1 nebo 2 stop bity
  - výchozí nastavení 8 datových, 1 stop bit, bez parity
- sběrnice SPI
  - režim Master nebo Slave

Tento modul bude použit pro přenos řídících informací do vyvíjeného multiplexeru z nadřazeného měřícího systému přes standardní rozhraní GPIB.

2 PRAKTICKÁ ČÁST

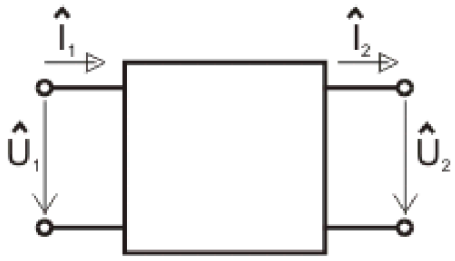
Kapitola prezentuje výsledky diplomové práce. V první části uvádí výstupy simulace kapacitní odporové zátěže na amplitudovou a fázovou chybu bočníků. Druhá část se věnuje návrhu precizního napěťového sledovače. Poslední část prezentuje návrh koaxiálního multiplexeru.

2.1 Simulace přídavné kapacitní a odporové zátěže

Simulace vlivu přídavní kapacitní odporové zátěže je složena ze dvou dílčích kroků. Prvním je tvorba matematického modelu, druhým krokem je vytvoření simulačního programu pro prostředí MATLAB. Dále jsou zde shrnuty výsledky simulace.

2.1.1 Matematický model

Pro vytvoření matematického modelu měření bylo využito kaskádních matic dvojbranu. Uvažujeme orientaci proudů I_1, I_2 a napětí U_1, U_2 podle obrázku 2.1:



Obr. 2.1: Orientace proudů a napětí kaskádních dvojbranů

Poté můžeme zapsat kaskádní matici dvojbranu ve tvaru podle rovnice 2.1.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

kde parametry a_{11}, a_{12}, a_{21} a a_{22} jsou určeny podle vztahů 2.2, 2.3, 2.4 a 2.5:

$$a_{11} = \left.\frac{U_1}{U_2}\right|_{I_2=0} \tag{2.2}$$

$$a_{12} = \left.\frac{U_1}{I_2}\right|_{U_2=0} \tag{2.3}$$

$$a_{21} = \left.\frac{I_1}{U_2}\right|_{I_2=0} \tag{2.4}$$

$$a_{22} = \left.\frac{I_1}{I_2}\right|_{U_2=0} \tag{2.5}$$

Jak již název napovídá, kaskádní matice lze s výhodou zapojovat kaskádně za sebe. Pokud potřebujeme určit výsledek kaskádního zapojení matic A_v z dílčích matic A_1 a A_2, stačí nám matice vynásobit podle 2.6:

$$A_v = A_1 \cdot A_2 \tag{2.6}$$

2.1.2 Výpočet amplitudové a fázové chyby

Volba modelu s využitím kaskádních matic má výhodu i v tom že pro výpočet chyby stačí uvažovat pouze jeden člen výsledné matice. Z definice 2.4 je patrné, že se jedná o člen a_{21}.

Pro výpočet modulu Z_m impedance se užije vzorec 2.7

$$Z_m = \Re\left\{a_{21}^{-1}\right\} \tag{2.7}$$

a pro fázový posuv Z_{phi} vzorec 2.8

$$Z_{phi} = \tan^{-1}\left(\frac{\Im\left\{a_{21}^{-1}\right\}}{\Re\left\{a_{21}^{-1}\right\}}\right) \tag{2.8}$$

Kaskádní matice matice bočníků

Tabulka 1.3 shrnuje základní parametry bočníků. Hodnoty byly naměřeny pracovníky ČMI pro rychlejší tvorbu modelů proudových bočníků. Plné modely, které se opírají o geometrické rozměry, konstrukci a základní fyzikální veličiny, byly odvozeny v [7].

Pro potřeby modelování amplitudové a fázové chyby lze však s výhodou použít zjednodušený model. Z parametrů uvedených v tabulce 1.3 je nejprve nutné stanovit parametry pro ekvivalentní obvod.

Podle znaménka fázového úhlu $\varphi_{1k\Omega}$ byl stanoven stanovit charakter obvodu.

Pro $\varphi_{1k\Omega} \leq 0$ byl použit náhradní obvod ve tvaru spojení paralelního odporu R_p a paralelní kapacity C_p. Hodnota paralelního odporu R_p je rovna nominálnímu odporu R_{nom}, paralelní kapacita C_p je stanovena podle vztahu:

$$C_p = \frac{tan(-\varphi_{1k\Omega})}{2\pi f_{nom} R_{nom}} \quad (\text{ F }) \tag{2.9}$$

kde

C_p	paralelní kapacita,
$\varphi_{1k\Omega}$	fázový úhel měřený při $f_{nom} = 1k\Omega$,
f_{nom}	frekvence měření,
R_{nom}	nominální hodnota odporu.

Paralelní spojení dvou impedancí náhradního obvodu RC Z_p tvořeného paralelním odporem R_p a paralelní kapacitou C_p lze vyjádřit pomocí 2.10:

$$Z_p^{-1} = (R_p)^{-1} + \left(\frac{1}{j2\pi f C_p}\right)^{-1} = (R_p)^{-1} + j2\pi f C_p \tag{2.10}$$

Kaskádní matici A_{RC} pro tento dvojbran je poté vyjádřena maticí 2.11

$$A_{RC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_p^{-1} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (R_p)^{-1} + j2\pi f C_p & 1 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Pro $\varphi_{1k\Omega} > 0$ bylo použito modelové spojení sériového odporu R_s a sériové indukčnosti L_s. Hodnota sériového odporu R_s je opět rovna nominálnímu odporu R_{nom}, sériová indukčnost L_s je stanovena podle vztahu 2.12:

$$L_s = \frac{tan(\varphi_{1k\Omega}) R_{nom}}{2\pi f_{nom}} \qquad (\text{ H }) \tag{2.12}$$

Sériové spojení dvou impedancí náhradního obvodu RL Z_s tvořeného sériovým odporem R_s a sériovou indukčností L_s lze vyjádřit pomocí 2.13:

$$Z_s = R_s + j2\pi f L_s \tag{2.13}$$

Kaskádní matice A_{RL} pro tento dvojbran je poté vyjádřena maticí 2.14

$$A_{RL} = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R_s + j2\pi f L_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

Podle hodnoty $\varphi_{1k\Omega}$ se rozhodne, která kaskádní matice bude použita pro modelování bočníku. Výsledná matice bočníku A_sh je určena podle 2.15:

$$A_{sh} = \begin{cases} A_{RC} & pro\ \varphi_{1k\Omega} \leq 0 \\ A_{RL} & pro\ \varphi_{1k\Omega} > 0 \end{cases} \tag{2.15}$$

Kaskádní matice propojovacích kabelů

Model propojovacích kabelů je vytvořena pomocí náhradního obvodu kabelu tvořeného RLC článkem.

Kaskádní matice je zapsaná v 2.16

$$A_{RL} = \begin{bmatrix} 1 + (R_k l + j2\pi f L_s l) j2\pi f C_k l & R_k l + j2\pi f L_k l \\ j2\pi f C_k * l & 1 \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

kde

L_k	celková zkratovaného kabelu (dle katalogového listu $L_k = 1,4\ \mu H/m$),
C_k	svodová kapacita kabelu (dle katalogového listu $C_k = 100\ pF/m$),
R_k	celkový odpor kabelu určený jako součet dílčích složek R_j a R_s,
R_j	odpor jádra kabelu (dle katalogového listu $R_j = 40\ m\Omega/m$),
R_s	odpor stínění kabelu (dle katalogového listu $R_j = 36\ m\Omega/m$),
l	délka kabelu v metrech (v simulacích je počítáno s kabely délky $0,5\ m$).

Kaskádní matice digitálního multimetru

Vstupní obvod digitálního multimetru (DMM) je tvořena paralelním spojením vstupní kapacity C_{dmm} a vstupního odporu R_{dmm}. Obvyklá hodnota vstupního odporu DMM je $R_{dmm} = 10\ M\Omega$ a vstupního kapacita má hodnotu $C_{dmm} = 100\ pF$.

Kaskádní matice DMM A_{dmm} je zapsaná v 2.17:

$$A_{dmm} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (R_{dmm})^{-1} + j2\pi f C_{dmm} & 1 \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

Tato rovnice je formálně stejná, jako matice bočníku pro 2.11.

Výsledné zapojení kaskádních matic

Z dílčích kaskádních matic je nutné sestavit model. Výsledné simulační zapojení měřícího řetězce se skládá z kaskádní matice kabelu A_{k1}, kaskádní matice bočníku A_{sh}, kaskádní matice druhého kabelu A_{k2} a kaskádní matice DMM A_{dmm}.

Rozvedením vzorce 2.6 je možné určit výsledné zapojení měřícího řetězce.

Budeme zkoumat rozdíl mezi zapojením A, kdy nebudeme uvažovat zapojený DMM a zapojením B, kdy multimetr bude ovlivňovat měření.

V případě A (tj. $R_{dmm} = 0\ \Omega$ a $C_{dmm} = 0\ F$) se kaskádní matice DMM A_{dmm} změní na jednotkovou a v simulaci ji můžeme vynechat. Výsledná matice A_A se určí podle 2.18:

$$A_A = A_{k1} A_{sh} A_{k2} \tag{2.18}$$

V případě B budeme uvažovat matici A_{dmm} tak, jak byla uvedena v 2.17. Výsledná matice A_B se určí podle 2.19:

$$A_B = A_{k1} A_{sh} A_{k2} A_{dmm} \tag{2.19}$$

2.1.3 Popis simulačního programu

Simulace vlivu přídavní kapacitní odporové zátěže proběhla v programu MATLAB. V tomto prostředí byl vytvořen program, který na základě dodaných parametrů (začátek kódu) vypočítá pro každý z bočníků na zadaných frekvencích (střední část kódu), matice A_A a A_B. Na základě každé této matice vypočte modul impedance Zm podle 2.7 a fázový posuv $Zphi$ podle 2.8 pro případ A i B.

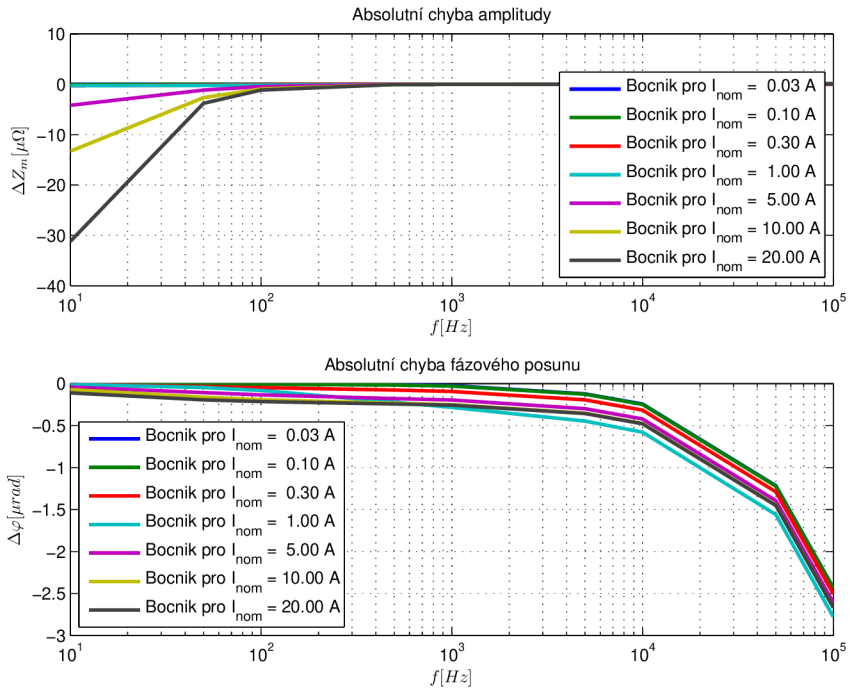
Z těchto matic jsou vypočteny absolutní a relativní chyby podle vzorců 1.1 a 1.3, případně 1.4. Protože zkoumáme vliv vstupní zátěže DMM na chybu měření, jako hodnotu konvenčně pravou X_P je dosazena hodnota simulace pro případ A a jako hodnotu měřenou X_M je dosazena hodnota pro případ B.

V poslední části kódu jsou simulované hodnoty závislosti modulu impedance Zm a fázového posuvu $Zphi$ na frekvenci zobrazeny a uloženy. Stejně tak jsou uloženy i závislosti absolutních a relativních chyb na frekvenci.

Kód simulace je uveden v příloze B.

2.1.4 Výsledky simulace

Výsledků simulace ve formě grafů pro všechny bočníky jsou uvedeny v příloze C. Souhrnné výsledky pro všechny bočníky jsou prezentovány v grafech absolutní a relativní chyby měření v závislosti na frekvenci na obrázcích 2.2 a 2.3.



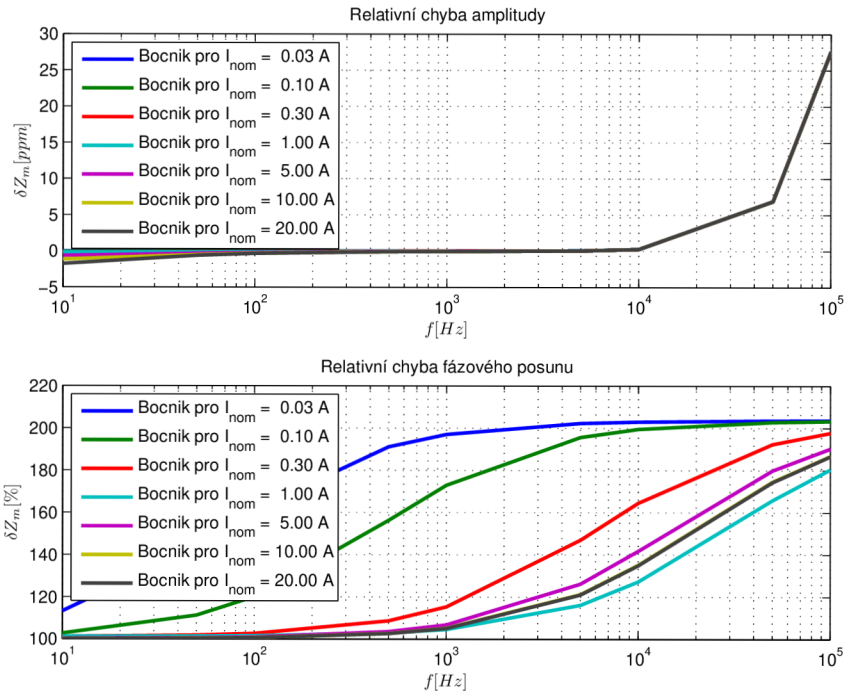
Obr. 2.2: Simulovaná závislost absolutní chyby amplitudy a fázového posuvu zanesené připojením kapacitní a odporové zátěže na frekvenci pro všechny bočníky vztažená k hodnotě naprázdno

Simulací obvodu bylo zjištěno, že chyba amplitudy vzniklá připojením odporové a kapacitní zátěže, jakou může být třeba vstupní obvod digitálního multimetru, je minimální a pohybuje se v řádu jednotek až desítek *ppm*.

Druhým aspektem je však přesné měřené fázového zpoždění. Na všech grafech uvedených v příloze C je na první pohled patrné, že připojením kapacitní zátěže vzniká velká chyba pro všechny typy bočníků, která se výrazně zvyšuje s frekvencí.

Kritickým aspektem, který bude nutné řešit při návrhu sledovače je tedy nutnost minimálního fázového zpoždění. Napěťový sledovač bude muset impedančně oddělit

měřený obvod od připojené zátěže, ale zároveň pracovat s minimálním fázovým zpožděním, aby tak do měřeného obvodu nevnášel další chybu.



Obr. 2.3: Simulovaná závislost relativní chyby amplitudy a fázového posuvu zanesené připojením kapacitní a odporové zátěže na frekvenci pro všechny bočníky vztažená k hodnotě naprázdno

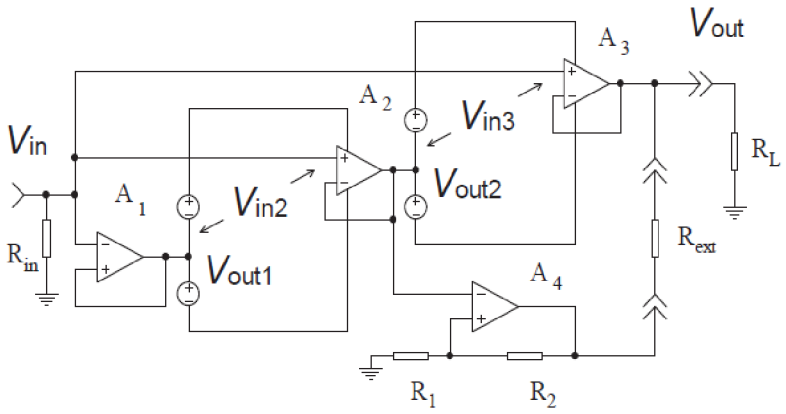
2.2 Napěťový sledovač

V předchozí kapitole byla provedena simulace přídavné kapacitní zátěže, jakou můžou být například vstupní obvody digitálního multimetru. Kapitola následující se bude věnovat návrhu precizního napěťového sledovače určeného k potlačení této přídavné chyby pomocí impedančního oddělení.

2.2.1 Výchozí design napěťového sledovače

Doporučená literatura uvádí možné konstrukční řešení precizního napěťového sledovače, prezentovaného již v roce 1999 jako součást vysokofrekvenčního termálního komparátoru v [9] a dále v samostatném článku z roku 2010 představujícímu tento sledovač podrobněji [10].

Hlavní myšlenka stojící za představeným návrhem je užití třístupňového zesilovače, kdy chyba předchozího stupně je kompenzována stupněm následujícím. Základní principiální schéma napěťového sledovače je uvedena na obrázku 2.4.



Obr. 2.4: Ideové schéma napěťového sledovače (převzato z [10])

Vstupní napětí V_{in} je přivedeno na tři operační zesilovače zapojené jako jednotkové zesilovače. První operační zesilovač A1 má největší vliv na vstupní impedanci napěťového sledovače. Pro zvýšení této vstupní impedance a snížení vstupního proudu je doporučeno přidat externí stupeň složený z tranzistorů FET.

Druhý stupeň A2 je připojen také na vstupní napětí V_{in}. Na rozdíl od stupně prvního již však nepracuje na napěťové úrovni signálové země. Operační zesilovač A2 pracuje na napěťové úrovni virtuální země, který je generována výstupním napětím V_{out1} prvního stupně A1. Napětí V_{in2} vstupující do zesilovače A2 je tedy vlastně rozdíl mezi vstupním napětím sledovače V_{in} a výstupním napětím prvního stupně V_{out1}.

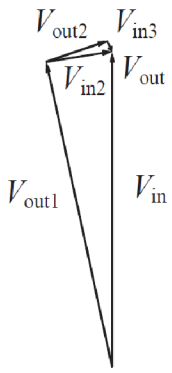
Pokud by v obvodu byl použit ideální operační zesilovač, průběh výstupního napětí V_{out1} by přesně kopíroval vstupní napětí V_{in} a proto by vstupní napětí druhého stupně V_{in2} bylo nulové. Použitím reálného operačního zesilovače v obvodu dochází k fázové a amplitudové chybě. Toto chybové napětí je tedy přivedeno na vstup druhého stupně a jednotkově zesíleno.

Jelikož stupeň A2 zesiluje v porovnání s prvním stupněm jen malé napětí, amplitudová a fázová chyba druhého stupně bude úměrně malá.

Pro korekci chyby druhého stupně je zde stejným způsobem použit stupeň A3. Díky minimálnímu vstupnímu napětí V_{in3} je třetí stupeň využíván nejméně a s nejmenší odchylkou výstupního napětí V_{out} od vstupního napětí V_{in}.

Výstupní napětí sledovače V_{out} je odebíráno z výstupu třetího stupně A3. Ačkoliv tedy třetí stupeň A3 prakticky nezesiluje, vlastnosti tohoto stupně se budou nejvíce podílet na celkovém šumu sledovače [10].

Vektorový diagram vstupních a výstupních napětí je uvedena na obrázku 2.5.



Obr. 2.5: Vektorový diagram vstupních a výstupních napětí na jednotlivých stupních napěťového sledovače (převzato z [10])

Schéma na obrázku 2.4 uvádí ještě čtvrtý zesilovač A4, který je využit při nutnosti velkého výstupního proudu. Při splnění rovnice 2.20 pro danou hodnotu zatěže R_L není stupeň A3 zatížen [10].

$$R_{ext} = \frac{R_L R_2}{R_1} \tag{2.20}$$

2.2.2 Návrh sledovače

Na základě zapojení 2.4 a diplomové práce [11], která se v roce 2009 realizací tohoto obvodu zabývala, byla provedena první simulace navrhovaného sledovače.

Následně bylo provedeno několik změn sloužících k lepším vlastnostem zapojení.

První změna se týkala změny vstupního a výstupního operačního zesilovače. Obvod uvedený v diplomové práci [11] využíval operační zesilovač firmy AD8510.

Simulací bylo zjištěno, že optimálnější výsledky jsou dosahovány s novějším typem ADA4610.

Další změna se týkala změny hodnoty blokovacích kondenzátorů. U všech operačních zesilovačů (OZ) bylo provedeno navýšení hodnoty z $10nF$ na $100nF$. Dále byly přidány elektrolytické kondenzátory hodnoty $47\mu F$ ke vstupnímu OZ U1 a výstupnímu OZ U4. Poslední přidané byly tantalové kondenzátory s hodnotou $22\mu F$ v prostorové blízkosti k operačním zesilovačům U2 a U3. Všechny tyto změny slouží k stabilizaci napájení.

Původně bylo zamýšleno nahradit zdroje proudu LM334 za odpovídající rezistory. Důvodem byla malá amplituda signálu kolem $1V$, která by vyvolala pouze minimální změnu proudu rezistorem a následně výraznou změnu napájecího napětí pro U2 a U3. Nakonec ale byl použit výše zmíněný zdroj konstantního proudu pro zajištění univerzálnosti zapojení a jeho případném využití i v jiných aplikací s větší amplitudou měřeného proudu.

Poslední změna obvodu byla zavedením kladné zpětné vazby od výstupu zesilovače U1 na vstup obvodu. Provedená změna slouží k ochraně zesilovačů U2 a U3 před vstupním elektrostatickým pulzem. V případě vysoké hodnoty napětí na vstupu sledovače je ampliduda omezena zenerovými diodami D2 a D3. Dioda D1 omezí následně rozdíl mezi vstupním napětím napětím sledovače a výstupem U1. V případě normálního provozu zesilovače, tj. při amplitudě vstupního signálu do hodnoty přibližně $6V$, popsaná ochrana ovlivní funkci napěťového sledovače minimálně. Jedná se pouze o zvětšení chyby prvního stupně, která je však v následujících 2 stupních zcela kompenzována.

2.2.3 Napájecí zdroj

Napájení operačních zesilovačů je obvykle řešeno symetrickým napájením, typicky $\pm 15V$. Obvyklé koncepce vyžadují oddělený napájecí zdroj s vyvedeným středem speciálně pro analogové obvody. Pracovníkům ČMI se však pro aplikace do frekvence $100kHz$ osvědčilo používat DC-DC měniče firmy XP Power, pracující na pevné frekvenci $300kHz$.

Pro napájení byl tedy vybrán model JCA0605D03 s výstupním napětím $\pm 15V$ a výstupním proudem $2x200mA$. Při testování tohoto měniče byla ověřena stálost frekvence na výrobcem dané hodnotě $300kHz$. Pokud by se pracovní frekvence měnila se zatížením, nebylo by možné provést korekci této chyby v přesných metrologických měřeních a proto by tento DC-DC měnič nemohl být použit.

Rozsah napájecích napětí se podle katalogového listu může u tohoto modelu pohybovat v rozmezí $4,5V$ až $9V$. Toho lze s výhodou využít v dané aplikaci pro sjednocení množství napájecích napětí na minimum.

Podle doporučení katalogového listu byl vstup DC-DC měniče vybaven filtrem realizovaný pomocí π článku typu CLC. Pro zlepšení stabilizace byly oba dva výstupy doplněny dalšími dvěma π články, zde typu CRC. Posledním krokem sloužící k maximálnímu omezení možného rušení ze zdroje bylo užití lineárních stabilizátorů MC78M12 a MC79M12 s výstupními napětími $+12V$ a $-12V$, včetně potřebných kondenzátorů. Toto napájecí napětí již je rozvedeno na potřebná místa DPS.

Z důvodu testování přístroje a větší modulárnosti byla navržená DPS vybavena vstupy pro symetrické napájení $\pm 15V$ až $\pm 20V$. Tyto napájecí vstupy jsou fyzicky umístěné pod DC-DC měničem a jejich použití je podmíněno odstraněním tohoto DC-DC měniče z obvodu. Obvod je tak možné používat s externím napájením a být využíván i na vyšších frekvencích, než $100kHz$.

2.2.4 Simulace

Návrh byl simulován v programu Multisim 13. V dané simulaci byl obvod LM334 nahrazen ideálním zdrojem konstantního proudu. Důvodem byla nedostupnost vhodného SPICE modelu tohoto obvodu v době návrhu. Napájecí obvody byly taky zjednodušeny a počítá se s ideálním zdrojem napájecího napětí.

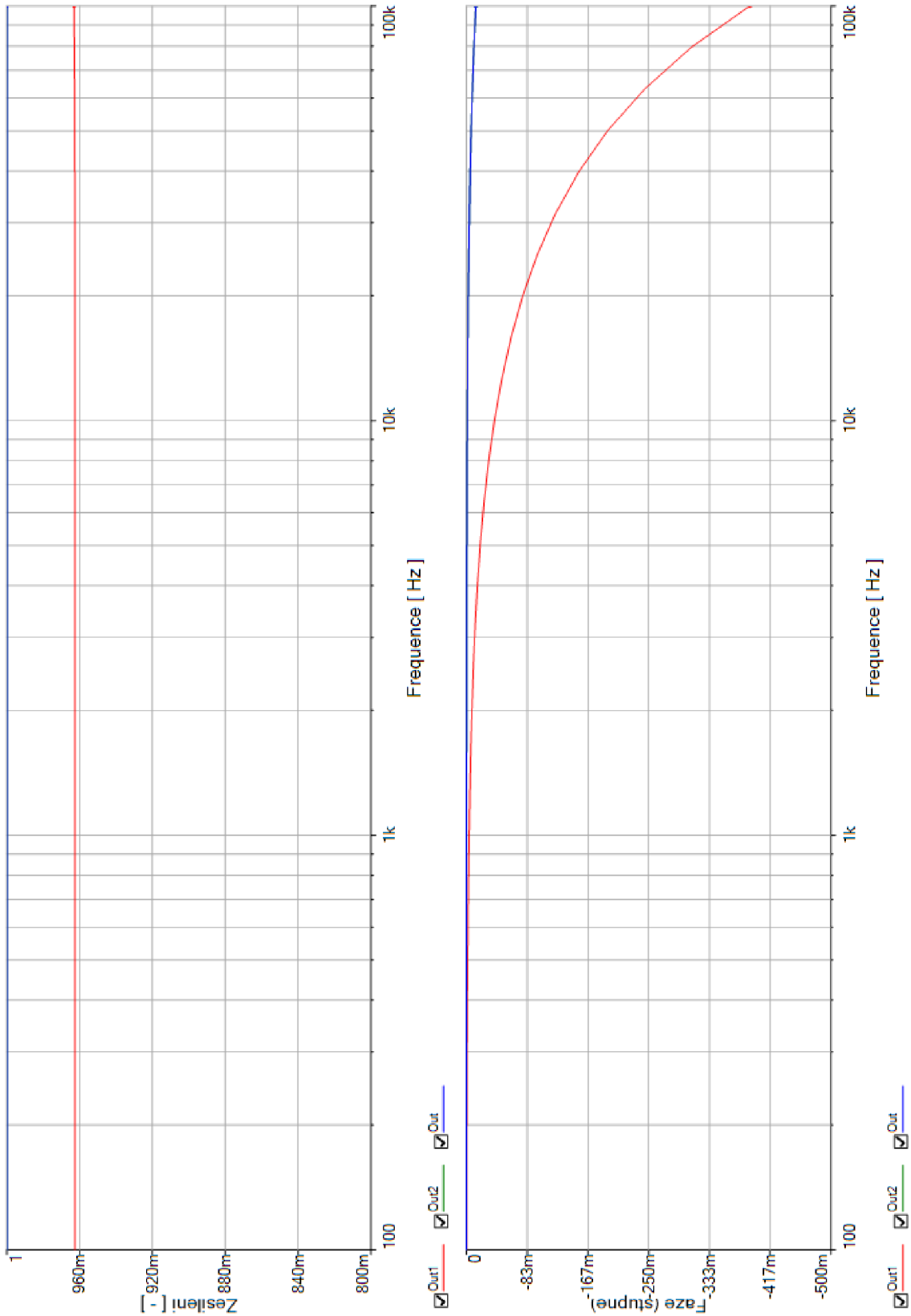
Z výsledků simulace na obrázku 2.6 je patrné, že amplituda výstupu (křivka Out) téměř odpovídá vstupnímu signálu. Fázová charakteristika výstupu simulace (křivka Out) má od frekvence cca 20kHz drobnou odchylku - signál se drobně zpožďuje.

Je nutné si však uvědomit omezení simulačního programu. Výstup druhého a třetího korekčního stupně se podle simulace jeví jako totožné signály. To je způsobeno nemožností systému pracovat s malými hodnotami odchylky a správně je vyhodnotit. V reálu bude právě třetí korekční stupeň nejvíce ovlivňovat šum celého obvodu.

2.2.5 Dosažené výsledky

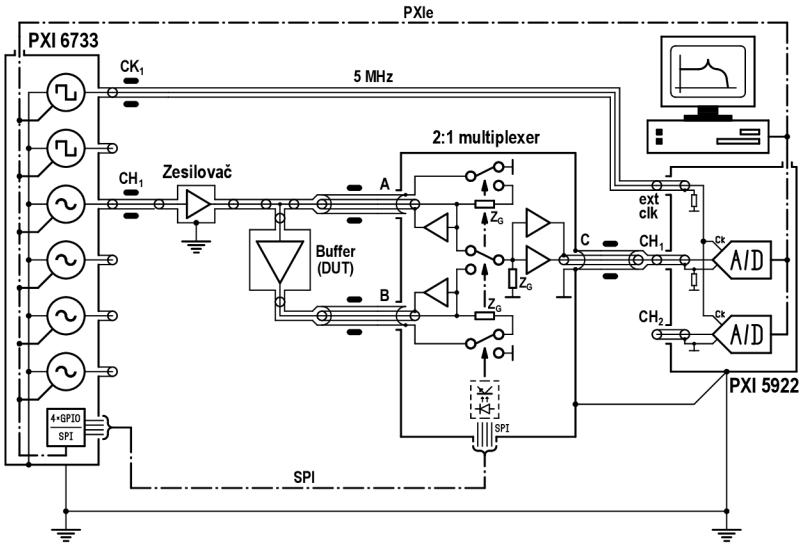
Kalibrace byla provedena na pracovišti ČMI. Použita byla digitální vzorkovací aparatura pro měření komplexního přenosu napětí a impedance zachycená na obrázku 2.7. Jako generátor byla použita DAC karta NI PXI 6733. Jako ADC byla použita 24bit karta NI PXI 5922. Synchronizace pro dosažení synchronního vzorkování je zajištěna přes programovatelný hodinový výstup PXI 6733 (5 MHz). Jádrem aparatury je koaxiální multiplexer 2:1. Ten je navržen tak, aby jeho vstupní admitance byla konstantní bez ohledu na zvolenou trasu, takže během přepínání nedochází ke změně zátěže na žádném kanálu.

Vzorkovací kmitočty obou karet a počet vzorků ADC je pro každou frekvenci nastaven tak, aby bylo zajištěno koherentní vzorkování. Pro výpočet vektorů napětí je



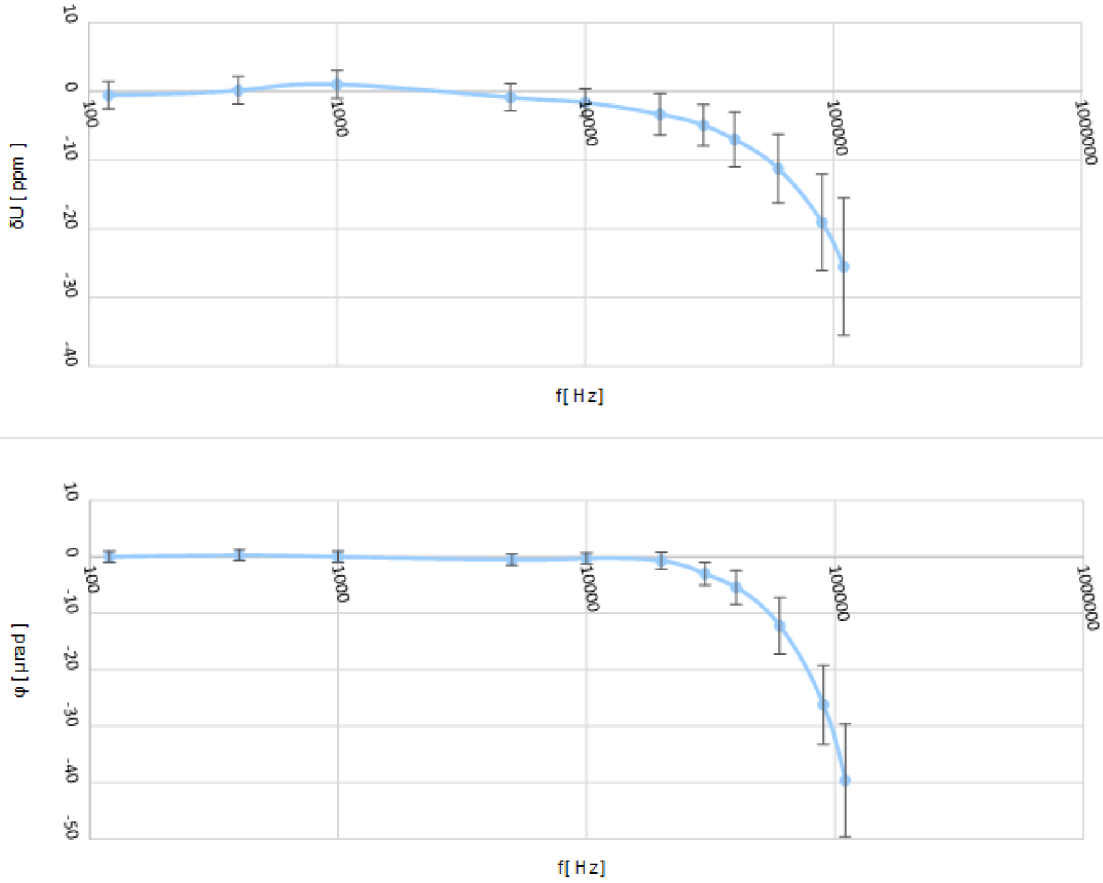
Obr. 2.6: Simulovaná závislost zesílení (nahoře) a fáze (dole) na frekvenci vytvořená v programu Multisim 13

použita FFT. Před vlastním měřením přenosu bufferu byla provedena self-kalibrace se spojenými vstupy A a B. Zbytková chyba multiplexeru, resp. celého systému pak byla při vlastním měření korigována.



Obr. 2.7: Schéma kalibrační aparatury pracoviště ČMI

Měřením byla získána závislost odchylky amplitudy a fáze od vstupního signálu zobrazená na obrázku 2.8 a v tabulce 2.1. Přidružená nejistota měření byla stanovena kvalifikovaným odhadem pracovníka ČMI.



Obr. 2.8: Závislost odchylky amplitudy a fáze od vstupního signálu získaná při kalibraci napěťového sledovače

f $[Hz]$	δU $[ppm]$	$U(\delta U)$ $[ppm]$	φ $[\mu rad]$	$U(\varphi)$ $[\mu rad]$
120	0,00	1,00	-0,55	2,00
400	0,30	1,00	0,13	2,00
1000	0,00	1,00	1,01	2,00
5000	-0,50	1,00	-0,88	2,00
10000	-0,30	1,00	-1,62	2,00
20000	-0,70	1,50	-3,34	3,00
30000	-3,00	2,00	-4,92	3,00
40000	-5,40	3,00	-7,01	4,00
60000	-12,20	5,00	-11,25	5,00
90000	-26,20	7,00	-19,08	7,00
110000	-39,60	10,00	-25,53	10,00

Tab. 2.1: Výsledky kalibrace napěťového sledovače naměřené na pracovišti ČMI

2.3 Návrh koaxiálního multiplexeru

Hlavním cílem diplomové práce bylo navrhnout koaxiální multiplexer. Následující kapitola shrnuje jednotlivé části návrhu a objasňuje funkci multiplexeru.

Pracoviště primární etalonáže elektrických veličin se mimo jiné zabývá i kalibrací střídavých proudových zdrojů. Během této kalibrace je pro každý rozsah nutné ručně připojit jiný kalibrační bočník. Tento zásah operátora jednak zdržuje jinak automatizovaný měřící proces, ale také vyžaduje stálou přítomnost pracovníka na daném pracovišti během celé dlouhé doby měření. Navržený přístroj je poslední článek nutný ke kompletní automatizaci procesu.

2.3.1 Požadavky kladené na multiplexer

Během konzultací na externím pracovišti byly vzneseny následující požadavky:

- možnost přepínat mezi dvěma páry vstupních svorek,
- přítomnost blokovacího relé pro zkratování proudových výstupů kalibrovaného přístroje,
- možnost připojit proudové bočníky pro různé rozsahy:
  - 6x bočník pro malé proudy od $30mA$ do $1A$ s konektorem N,
  - 2x bočník pro střední proudy od $2A$ do $5A$ s konektorem N,
  - 2x bočník pro vysoké proudy od $10A$ do $20A$ s konektorem UHF,
- přítomnost napěťového sledovače pro eliminaci vlivu zátěže připojeného voltmetru,
- možnost odpojení napěťového sledovače z měřícího řetězce,
- ovládání v manuálním módu tlačítky a automatickém módu přes GPIB,
- rozdělení na dva oddělené celky, kdy první obsahuje proudovou smyčku a druhá napěťovou,
- zapojení přístroje s plovoucí zemí pro eliminaci zemních smyček,
- omezit vliv napětí pronikající kapacitní vazbou skrz přepínací relé,
- zaměřit se na minimalizaci úbytků napětí na přepínacích členech.

2.3.2 Klíčové komponenty

V této části jsou shrnuty důvody pro výběr konkrétních klíčových komponent nutných ke správné funkčnosti přístroje.

Signálová relé

Nejdůležitější prvek pro funkci celého zařízení jsou přepínací elementy. Na výběr bylo více možností, od spínacích tranzistorů, přes polovodičová relé až po elektro-

magnetickým relé

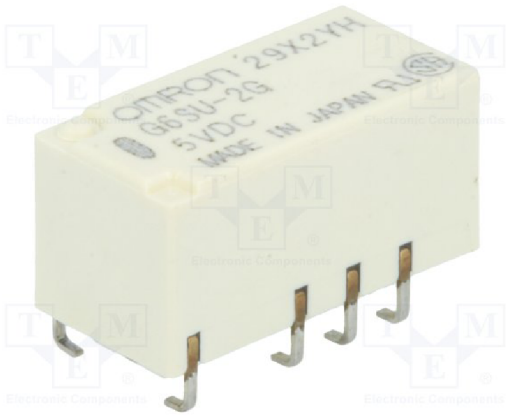
Pro přesná metrologická měření jsou však první dvě uvedené metody naprosto nevhodné, protože úbytek napětí na spínacích elementech prakticky vylučuje přesné měření. Další nevýhoda je minimální oddělení měřeného obvodu od digitální čísti.

Jako nejvhodnější byla tedy vybrána varianta s elektromagnetickými relé. Pro omezení kapacitní vazby na digitální část byla zvolena varianta relé bistabilních, která v sepnutím stavu nepotřebují být napájena a jsou od měřícího obvodu odpojena. Pro přepnutí stačí krátký spínací pulz, jeho polarita určuje výsledný stav relé. Další výhoda je malá energetická náročnost. Pro omezení počtu nutných napájecích napětí byl výběr omezen na relé spínaná napěťovou úrovní $5V$.

Provedením průzkumu trhu jsem zjistil, že nejlepší relé pro měřící aplikaci vyrábí firma Omron [12]. Její výrobky lze najít v měřících přístrojích renomovaných firem, jako je například Keysight Technologies (dřívější Agilent HP).

Pro pečlivém uvážení a průzkumu trhu bylo rozhodnuto, že pro celou realizaci bude nutné vybrat 3 typy relé. Pro každou z proudových úrovní uvedených v požadavcích ČMI jeden typ.

První typ relé bude přepínat bočníky pro malé proudy. Předpokládá se maximální proudové zatížení do maximálně $1A$. Z důvodů extrémně malých proudů je potřeba, aby použité relé minimálně ovlivňovalo měřený obvod. Stejný typ relé byl také uvažován pro výstupní napěťovou smyčku. Průzkumem signálových relé firmy Omron bylo zjištěno, že nejoptimálnější dostupný typ relé pro toto použití bude typ OMRON G6SU-2G zobrazený na obrázku 2.9. Jedná se o bistabilní relé řízené jednou cívkou, uzpůsobené pro povrchovou montáž šetřící místo na DPS. Pro sepnutí stačí velmi krátký pulz trvající minimálně $10ms$, během této doby je proudový odběr $20mA$. Relé má vysokou dielektrickou pevnost a je možné jím přenášet proud do $2A$, čímž je zajištěna velká rezerva.



Obr. 2.9: Signálové relé OMRON G6SU-2G [13]

Produktový list uvádí mimo jiné i použití pro měřící aplikace a audio-vizuální techniku. Požadovaný frekvenční rozsah kalibrovaných proudových úrovní je téměř shodný s akustickým pásmem. Požadovaná horní hranice měřícího rozsahu je sice $30kHz$ (ideálně až $100kHz$), což je nad slyšitelnou oblastí, ale relé navrhovaná pro audiotechniku počítají i s přenosem vyšších frekvencí.

Pro přepínání středních proudů mezi $2A$ a $5A$ bylo zvoleno relé OMRON G5RL-K1-E. Opět se jedná o bistabilní relé ovládané napěťovou úrovní $5V$. Toto relé zobrazené na obrázku 2.10 má oddělené cívky pro přepnutí mezi kontakty. Hlavní výhodou zvoleného relé je velká vzdálenost mezi cívkami a kontakty, dále také schopnost přenášet proudy do $16A$.

Až podrobnější průzkum produktového listu odhalil, že ačkoliv se může na první pohled zdát, že relé má dva samostatné páry přepínacích kontaktů, není tomu tak. Jednotlivé páry kontaktů jsou u vysokokapacitních modelů relé spojené a při návrhu a následné montáži je nutné použít oba odpovídající kontakty pro správnou funkci přístroje.

Obr. 2.10: Silové relé OMRON G5RL-K1-E-5DC [14]

Pro přepínání největších proudů mezi $10A$ a $20A$ bylo zvoleno relé OMRON G8P-1C4TP. Vzhledem k velkým proudům, které musí relé přenést již nebylo možné zvolit bistabilní variantu, protože taková relé se nevyrábí. V tomto případě je však použití monostabilního relé výhodou vzhledem k možnosti automatického rozepnutí kontaktů při výpadku napájení. Typ G8P-1C4TP na obrázku 2.10 byl zvolen hlavně kvůli možnosti přenášet požadovaný proud $20A$ a konfiguraci kontaktů SPDT. Pro držení relé v sepnuté poloze je nutný proud cívkou $185mA$.

Koaxiální konektory

Výběr konektorů použitých pro připojení proudových bočníků byl proveden na základě zkušeností pracovníků ČMI. Pro připojení menších bočníků s koaxiálními ko-

Obr. 2.11: Silové relé OMRON G8P-1C4TP 5VDC [15]

nektory typu N byl použit konektor RADIALL R161441000, pro připojení velkých bočníků s konektorem UHF byl použit konektor firmy Huber&Suhner typu 23_UHF-0-0-2033. Pro připojení napěťové smyčky bočníků byl využit konektor RADIALL R141426161.

Mikrokontroler

Multiplexer je řízen mikrokontrolerem ATmega328P v pouzdře 28 DIP. Pro výběr právě tohoto mikroprocesoru bylo několik důvodů. V první řadě je dostatek vstupně výstupních digitálních pinů, dále pak výkon přiměřený zamýšlené aplikaci. Také lze použít sériová rozhraní USART a SPI, přerušení od časovače a externích vstupů [16].

Velká výhoda je možnost uspat mikroprocesor do režimu spánku. Obvykle se této vlastnosti využívá hlavně pro snížení spotřeby zařízení, zde však je hlavní důvod menší rušení přenášené do měřícího řetězce. Další možnost jak snížit rušení emitované mikroprocesorem je využít interní oscilátor místo externího.

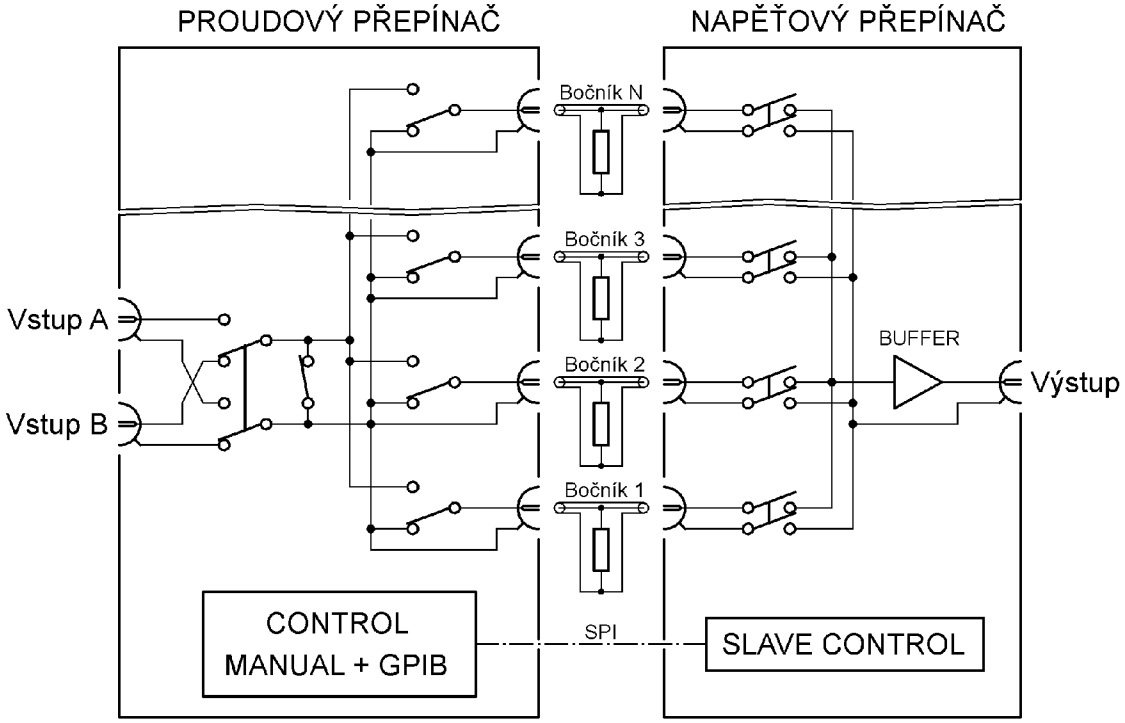
V posledních letech je mikrokontroler ATmega328P rozšířen zejména v hobby aplikacích díky vývojové platformě Arduino.

2.3.3 Obvodová realizace

V rámci schůzek s pracovníky Českého Metrologického ústavu byla schválena následující koncepce přístroje, která těží ze zkušeností tamějších pracovníků s maximalizací přesnosti měřících řetězců a minimalizací vlivů okolí na měření.

Principiální zapojení multiplexeru s vyznačenými signálovými cestami a naznačením řídících obvodů je zobrazeno na obrázku 2.12.

Celý multiplexer je rozdělen na dvě jednotky. Hlavní jednotka obsahuje přepínač vstupních svorek, blokovací relé a proudový přepínač. Dále obsahuje řídící člen s



Obr. 2.12: Princip funkce koaxiálního multiplexeru

mikroprocesorem, uživatelským vstupem pro manuální ovládání, sběrnicí pro připojení komunikačního modulu GPIB Universal Interface a LED diody pro zobrazení aktuálního stavu zařízení.

Podružná jednotka je dle požadavků umístěna v odděleném šasi. Obsahuje přepínač napěťových smyček bočníků. Volitelnou součástí měřícího řetězce je napěťový sledovač, který může obsluha připojit dle uvážení dané situace. Řízení podružné jednotky je realizované pomocí sběrnice SPI.

Koncepce toku měřeného signálu

Generátory proudu, které jsou obvykle na pracovišti ČMI kalibrovány, obsahují dva oddělené výstupy. Oba dva jsou během kalibrace připojeny na vstupní svorky multiplexeru označené A a B. Obsluha je schopná rozhodnout, který výstup bude připojen k multiplexeru v kterém okamžiku testování. Druhý pár svorek je pro danou fázi měření odpojen. Přepínání mezi vstupy zajišťuje dvojice relé OMRON G8P-1C4TP.

Další relé typu OMRON G8P-1C4TP slouží k blokování vstupu multiplexeru pomocí zkratování. Relé je zapojeno tak, aby v nepřítomnosti napájení byly obě vstupní svorky daného kanálu propojeny. Výstupní ochrany zdrojů proudů vzniklý zkrat detekují a automaticky odpojí výstupy od obvodu. Tímto způsobem je zajištěn přechod do bezpečného stavu při poruše zařízení, ochraně celého multiplexeru a připojených proudových bočníků.

Za blokovacím relé jsou již připojena relé sloužící k přepínání jednotlivých bočníků. Pro omezení úbytku napětí na kontaktech relé jsou vždy paralelně spojeny odpovídající kontakty dvojpólových relé. Přechodový odpor kontaktů tímto způsobem klesne na polovinu. Jednopólová relé (OMRON G8P-1C4TP a OMRON G5RL-K1-E) jsou zapojena vždy do páru tak, aby bylo dosaženo stejného efektu.

Toto zapojení dvojpólových relé neumožňuje odpojovat nízkoimpedanční výstup měřícího přístroje od bočníků. Jeden důvod je nutnost použití dvojnásobného počtu relé, druhým je další přechodový odpor v proudové smyčce.

Trvalé připojení nízkoimpedančí svorky lze s výhodou využít pro eliminaci kapacitní vazby rozpojených svorek relé. Ideově můžeme rozpojené relé modelovat jako kapacitor. Do odpojených bočníků vzniklou kapacitní vazbou protéká proud a ovlivňuje celý měřící řetězec. Pokud však připojíme nevyužitý kontakt relé k nízké impedanci, dochází ke zkratování takto připojeného bočníku a eliminaci zmíněné kapacitní vazby.

Několikrát byla zmíněna potřeba co nejnižších úbytků na proudové smyčce. Tato nutnost vychází z konstrukce výstupních ochran kalibrovaných zdrojů proudů, které odpojují výstup při překročení úbytku napětí na proudové smyčce přesahující určenou mez. Úroveň meze se liší podle výrobce.

Na proudové straně jsou bočníky připojeny koaxiálními konektory typu N nebo UHF které jsou umístěny na vnější straně šasi hlavní jednotky.

Pro vnitřní spojení signálových okruhů bylo použito lankových kabelů různých průměrů podle předpokládaného proudu. Pro spoje mezi relé OMRON G8P-1C4TP a vstupními svorkami, kde se předpokládá proud až 20 A, byl použitý průměr vodičů $2,5\ mm$. Spoje vedoucí k relé OMRON G5RL-K1-E pro střední proudy byly realizovány vodiči s průměrem 1 mm. Pro spoje vedoucí k DPS s relé OMRON G6SU-2G byly použity vodiče s průřezem $0,5\ mm$.

Výstupní napěťová strana je umístěna v oddělené jednotce. Připojení k napěťovému přepínači umístěném v této druhé jednotce je realizováno koaxiálními kabely, kde na straně připojené k bočníku je konektor N, kterým jsou osazeny na napěťové straně všechny bočníky. Na druhé straně propojovacích kabelů jsou konektory typu BNC. Volba použití BNC konektorů byla provedena na základě požadavků pracovníků ČMI.

Pro přepínání napěťového okruhu slouží bistabilní relé typu OMRON G6SU-2G. Stejný typ relé byl použit pro přepínání proudových smyček u malých bočníků do 1 A. V tomto případě se dvojice přepínačů obsažených v relé využije k odpojování bočníků od obou svorek připojeného multimetru. Výstup z multiplexeru je opět realizován pomocí konektoru BNC.

Volitelnou součástí měřícího řetězce je napěťový sledovač diskutovaný v minulé kapitole. Napěťový sledovač je umístěn společně s napěťovým přepínačem. Propojení

je umožněno dalšími dvěma konektory BNC umístěnými na boční straně jednotky.

Řídící obvody multiplexeru

Řídící okruhy multiplexeru jsou umístěny na třech deskách plošných spojů (DPS). Nejdůležitější z nich je DPS v návrhu označena „Control“, schéma DPS je uvedena v příloze D.2, výkresová dokumentace pro výrobu plošných spojů v přílohách E.4, E.5 a E.6. Tato deska plošných spojů obsahuje mikrokontroler ATmega328P použitý pro ovládání celého zařízení. Externí oscilátor uvedený ve schématu nebyl fyzicky osazen, MCU využívá oscilátor interní, který emituje menší elektromagnetické rušení.

Automatické řízení multiplexeru je zajištěno pomocí GPIB a standartu SCPI. Komunikace mezi multiplexerem a GPIB je realizována univerzálním interface vyvinutým na pracovišti ČMI právě pro takovéto účely. Příkazy SCPI jsou tímto interface přeloženy a odeslány pomocí sběrnice UART přímo do mikrokontroleru.

Pro potřeby manuálního řízení jsou přítomny piny pro připojení pěti tlačítek, z čehož dvě jsou napojena na piny s možnosti generování přerušení. Prvním externím přerušením INT0 se spíná blokace vstupu, druhé přerušení INT1 slouží k přepnutí do manuálního režimu multiplexeru.

Pro potřeby rozšíření počtu pinů přímo na mikrokontroleru byl využit expander MCP23S12S0 obsahující 16 vstupně výstupních pinů. Expander je řízen po sběrnici SPI a je plně konfigurovatelný pomocí vnitřních registrů. V této aplikaci byly všechny piny použity jako výstupní.

Polovina výstupních pinů expanderu MCP23S12S0 byla využita pro indikaci aktuálního stavu zařízení. Pro indikaci aktuálně připojeného bočníku se využívá 12 maticově zapojených LED diod. Maticové zapojení obvykle využívá nedokonalostí lidského oka, které není schopné zaznamenat rychlé přepínání mezi diodami. Popsaný efekt realizovaný přepínáním LED diod a komunikace mezi mikrokontrolerem a expanderem by v této aplikaci nebylo možné použít vzhledem k vzniku rušení emitovanému do měřeného obvodu. Jelikož ale vždy bude sepnutý pouze jeden okruh, diody bude možné provozovat ve statickém režimu. Tímto způsobem lze ušetřit počet výstupů nutných k řízení tolika LED diod.

Další dvě diody pro zobrazení stavu přepínacího relé jsou zapojeny na jeden pin. Každá napěťová úroveň sepne jednu z diod. Indikace blokovacího relé z bezpečnostních důvodů je napojena přímo na stav tohoto relé.

Relé pro střední proudy typu OMRON G5RL-K1-E a relé pro velké proudy OMRON G8P-1C4TP nejsou osazeny na žádné z desek plošných spojů. Důvodem byly velké proudy, které již nebylo možné přes DPS přenášet bez velkých ztrát a negativního ovlivnění měření ohříváním obvodů. Připojení těchto relé k řídícím výstupům bylo realizováno pomocí lankových vodičů uvnitř přístroje.

Pro řízení těchto relé byla využita druhá polovina výstupních pinů expanderu MCP23S17. Sepnutí relé vyžaduje proudy, které není možné z výstupních pinů odebírat. Výkonové posílení je vyřešeno integrovaným obvodem ULN28031. Obvod ULN28031 obsahuje osm spínačů s bipolárními tranzistory včetně ochranných diod pro omezení přepětí při vypínání relé. Z každého výstupu je možné odebírat proud až $500mA$.

Poslední dva konektory osazené na DPS „Control“ slouží pro spojení s dvěma podřízenými deskami.

První podřízená deska označená jako „Input“ je umístěná ve společném šasi s hlavní jednotkou. Schéma DPS „Input“ je v příloze D.4, výkresové podklady jsou zobrazeny na obrázku E.11, E.10 a E.12. Koaxiální konektory typu N jsou umístěny na distančních sloupcích tak, aby optimálně vystupovaly z navrženého šasi a bylo možné pohodlně připojit proudové bočníky k přístroji.

Druhá podřízená deska pro přepínání napěťové smyčky byla označena jako „Output“ a je umístěna v oddělené jednotce. Schéma DPS „Output“ je v příloze D.3, výkresové podklady jsou zobrazeny na obrázku E.8, E.7 a E.9. DPS je mimo jiné přímo osazena BNC konektory diskutovanými výše.

Obě podřízené desky pracují na stejném principu. Klíčový obvod použitý pro řízení bistabilních relé je MAX4820 firmy Maxim Integrated. Jedná se o driver pro osm monostabilních relé s cívkami ovládanými napětím $+3V$ až $+5V$. Propojení s mikrokontrolerem je pomocí sériového rozhraní SPI, možné je zapojit jednotlivé obvody za sebe do kaskády na jednu sběrnici [17].

Aplikační poznámka firmy Maxim Integrated s označením APP 3288 uvádí doporučený způsob zapojení, jak pomocí obvodu MAX4820/MAX4821 řídit až 4 bistabilní relé [18]. Polovina výstupních pinů řídí sepnutí odpovídajících relé, druhá polovina jejich rozepnutí. Oba konce řídící cívky relé jsou přes 50Ω rezistory připojeny na napájecí napětí a také přímo na výstupy obvodu MAX4820. V klidovém stavu jsou výstupní piny nastaveny na logickou úroveň HIGH a neteče jimi žádný proud. Přepnutí relé do požadovaného stavu je následně realizováno krátkým sepnutím odpovídající cívky na logickou úroveň LOW. Poté je možné přepnout daný výstup opět do klidové polohy HIGH. Toto zapojení bylo použito pro řízení relé typu OMRON G6SU-2G, která jsou osazena na deskách „Input“ a „Output“.

Požadavky ČMI specifikovaly přepínání sady deseti proudových bočníků. Nevyužité piny integrovaných obvodů MAX4820 na desce „Input“ byly připojeny ke konektorům tak, aby bylo možné je použít při možném rozšíření multiplexeru. Ze stejných důvodů byly na DPS „Output“ přímo přidané další dvě relé a dva konektory BNC.

2.3.4 Napájecí zdroj

Doporučené napájecí napětí karty GPIB-UI je v rozmezí $7V$ až $12V$. DC-DC měnič napájející napěťový sledovač pracuje se vstupním napětím v rozmezí $4,5V$ až $9V$.

Pro napájení digitální části byl použit lineární stabilizátor pevného napětí $5V$ LM1085IT firmy Texas Instruments navržený na maximální odběr proudu $3A$ [19]. Napájecí napětí digitální části přístroje se tak může pohybovat v rozmezí od $6,5V$ až do hodnoty $25V$.

Všechny tři části lze tedy bez omezení používat na úrovni napájecího napětí $7,5V$ a použít tedy pouze jeden napájecí zdroj. Pro výkonové dimenzování zdroje je v tabulce 2.2 uveden přehled výkonově nejnáročnějších komponent včetně udávaného proudového odběru.

Zařízení obsahuje velké množství relé. Pokud by se měla všechna spínat v jeden okamžik, vznikaly by velké proudové nárazy a byl by nutný výkonnější napájecí zdroj. Řídící program proto přepíná bistabilní relé postupně jedno po druhém. Ve sloupci „počet“ tabulky 2.2 je uvedena maximální hodnota počtu souběžně připojený zařízení.

Hodnota odebíraného proudu uvedená u položky „Ostatní komponenty“ reprezentuje spotřebu mikrokontroleru, expanderu a ostatních dále nespecifikovaných komponent včetně přepínacích proudů potřebných k přepnutí bistabilních relé určenou kvalifikovaným odhadem.

Název komponenty	Vstupní napětí $[V]$	Odebíraný proud $[mA/ks]$	Počet $[-]$	Celkový proud $[mA]$
GPIB-UI	7 - 12	150	1	150
Napěťový sledovač	4,5 - 9	800	1	800
Vstupní relé	5	185	2	370
Blokovací relé	5	185	1	185
UHF relé	5	185	2	370
Ostatní komponenty	5	125	1	100

Tab. 2.2: Přehled použitých napěťových úrovní a odebíraného proudu hlavních komponent multiplexeru pro učely dimenzování napájecího zdroje

Prostým součtem hodnot uvedených v posledním sloupci tabulky 2.2 byla získána hodnota předpokládaného odběru zařízení při maximálním zatížení $2A$. Při oživování přístroje byla zjištěna maximální hodnota odběru o něco menší. Největší vliv na proudový odběr má zatížení napěťového sledovače. Odběr v klidu je velice malý, při plném zatížení stoupá k uvedené hodnotě $800mA$.

Pro napájení byl nakonec vybrán spínaný napájecí zdroj MEAN WELL GS25A07-P1J o výstupním napětí $7,5V$ a maximálním výstupním proudu $2,93A$ [20]. Tento zdroj zajišťuje dostatečný výkon (včetně dostatečné rezervy) a galvanické oddělení od síťového napětí.

S napájecím zdrojem souvisí i zemnění přístroje a kovového šasi. Na čelní panel byly doplněny dvě svorky označené jako Ground a Guard, první z nich byla připojena na negativní pól zdroje a druhá na šasi přístroje. Podle potřeby lze tedy šasi připojit na společný potenciál ochranného vodiče sítě, nebo na záporný potenciál zdroje, popřípadě provést obě propojení.

2.3.5 Návrh šasi

Spolu s návrhem DPS a vnitřního uspořádání obou jednotek koaxiálního multiplexeru bylo navrženo šasi přístroje. Jako materiál byl zvolen hliníkový plech tloušťky $1,5mm$ řezaný na CNC fréze podle výkresů navržených v programu BriscCad. Výkresová dokumentace je přiložená na přiloženém CD. Pro spojení jednotlivých dílů byly zvoleny hliníkové profily s frézovanými drážkami pro zasunutí plechů.

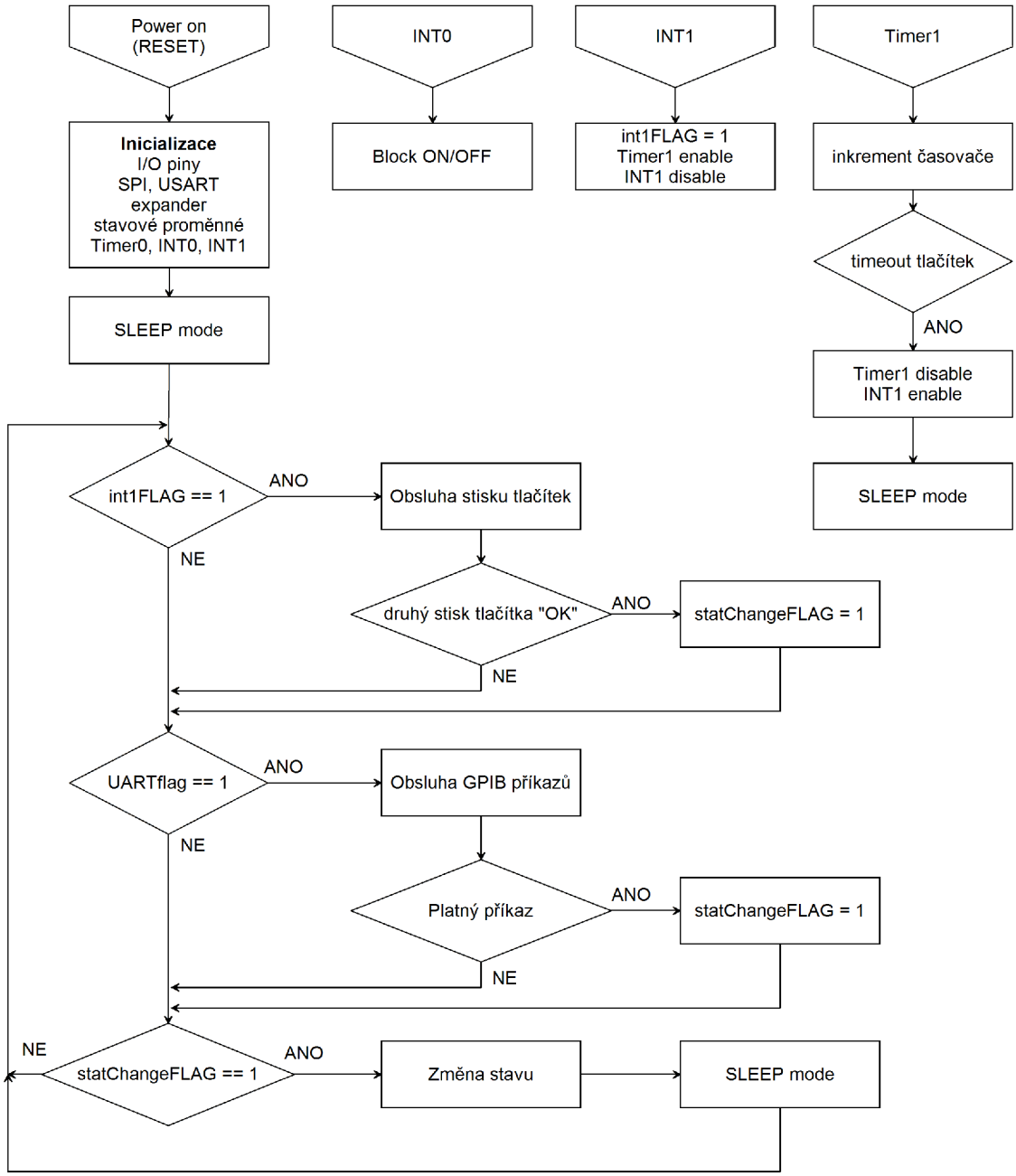
2.3.6 Popis obslužného firmware

Pro vývoj firmware byl použit vývojový software AtmelStudio 7. Mimo standartní knihovny C/C++ a AVR byl použit kód pro obsluhu sériové linky USART dostupný jako tutorial z [21] a kolekce maker pro zpřehlednění vstupně/výstupních operací nad piny mikrokontroleru dostupný z [22]. Ostatní informace pro naprogramování firmware byly čerpány z datasheetů [16], [17] a [23].

Základním požadavkem na firmware bylo co nejmenší emitované rušení do měřeného obvodu - z toho důvodu je mikrokontroler a obvodové periferie po většinu doby měření ve stavu spánku. Tomuto požadavku bylo nutné přizpůsobit celý navržený firmware. Funkci shrnuje vývojový diagram na obrázku 2.13.

Po startu mikroprocesoru je spuštěna inicializační procedura *setup()*. Nejprve jsou piny MCU rozdělny na vstupní a výstupní, případně se jim nastaví jejich výchozí logická úroveň. Ve druhé fázi sou inicializovány sběrnice SPI a UART. Dále se již nastavená sběrnice SPI využije k inicializaci všech periferních obvodů MAX4820 a expanderu MCP23S17. Předposledním krokem je nastavení přerušovacího subsystému a povolení přerušení vyvolané externími vstupy INT0, INT1 a časovačem Timer1 nastaveným na vyvolání přerušení každých $5ms$.

Poslední část inicializace mikroprocesor převede do režimu spánku, ve kterém MCU setrvává po většinu času. Probuzení mikroprocesoru je umožněno externím přerušením INT0, INT1 a časovačem Timer1.



Obr. 2.13: Vývojový diagram znázorňující funkci firmware mikrokontroleru

Externí přerušení INT0 slouží k zajištění bezpečnosti popisované výše tím, že okamžitě spíná blokovací relé. Blokování je v platnosti po celou dobu sepnutí tlačítka (použité tlačítko je aretovacího typu).

Tlačítko „OK“ vyvolá externí přerušení INT1, které slouží k povolení manuálního ovládání. Po vyvolání tohoto přerušení je nastaven vnitřní flag *int1FLAG*, čímž se odblokuje rutina obsluhy tlačítek umístěná ve funkci *main()*. Zároveň je spuštěno přerušení od časovače a zablokované externí přerušení INT1.

Časovač Timer1 slouží k hlídání času pro opětovné uspání mikrokontroleru, pokud po danou dobu nebylo stisknuto žádné tlačítko. Po této tobě se znovu povolí externí přerušení INT1 a mikroprocesor pozastaví svoji činnost.

Posledním způsobem pro opuštění režimu spánku je pomocí sběrnice USART. Příchozí data jsou zpracována bez ohledu na stav mikrokontroleru. Po přijmutí celé zprávy zakončené znakem tečky je mikrokontroler probuzen a zpráva je zpracována. Možné ovládací povely jsou uvedeny v kapitole 2.3.8.

Volba znaku tečky vyplývá z možností desky GPIB Universal Interface a nutnosti zapouzdřit text do SCPI příkazu odeslaným prostřednictvím GPIB. Použití standardních znaků středníku nebo konce řádku není možné. Další logickou volbou tedy byl znak tečky.

Hlavní funkce mikrokontroleru *main()* obsahuje několik oddělených částí. První částí, která byla již probrána je samotná inicializace. Ostatní segmenty jsou obsaženy v tzv. nekonečné smyčce.

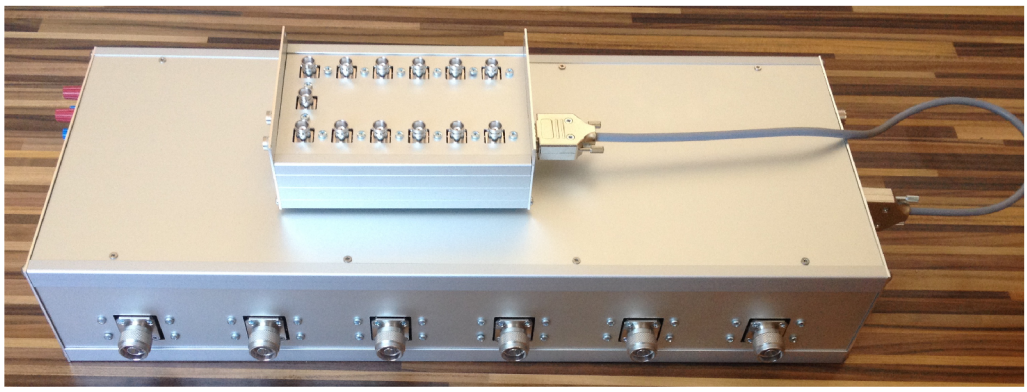
Segment obsluhy tlačítek je odblokován na základě flagu *int1FLAG*. Každé tlačítko je zajištěno softwarově proti záchvěvům tak, že změna stavu tlačítka je přijata, pokud se napěťová úroveň na vstupním tlačítku nezmění po dobu $40ms$. Tlačítko „LEFT“ a „RIGHT“ přepínají mezi připojenými bočníky, tlačítko „IN A/B“ přepíná mezi vstupními svorkami. Stiskem tlačítka „OK“ je volba potvrzena, pokud se tak nestane do uplynutí daného času, přepnutí se neprovede.

V dalším segmentu je provedeno zpracování zpráv přijatých na rozhraní USART čekajících v zásobníku. Dle programátorských konvencí je toto zpracování provedeno mimo rutinu přerušení Timer1.

Závěrečný segment obsluhuje výstup přístroje, tzn. přepíná bočníky. Přepnutí je podmíněno skutečnou změnou stavu vnitřních proměnných. Po úspěšném dokončení MCU přejde do režimu spánku, kdy čeká opět na zásah obsluhy.

2.3.7 Výsledky realizace

Finální vzhled multiplexeru je zobrazen na obrázku 2.14. Další fotografie přístroje jsou uvedeny v příloze F.



Obr. 2.14: Obě jednotky realizovaného multiplexeru zachycené z pravé strany přístroje

Funkčnost přístroje byla testována na pracovišti ČMI. V tuto chvíli byla tato verze odsouhlasena, očekávají se další poznámky k obslužnému firmware, opravení případných zatím neobjevených chyb a případnému rozšíření o další funkce.

2.3.8 Návod k obsluze

Podle požadavků lze multiplexer řídit manuálně pomocí tlačítek, tak i vzdáleně s využitím sběrnice GPIB. Ovládání v obou stavech lze libovolně mezi sebou kombinovat podle aktuálních potřeb.

Obsluha pomocí tlačítek

Základní ovládání multiplexeru je řešené pomocí tlačítek umístěných na čelním panelu. V základním stavu je možné použít pouze tlačítka „OK“ a „BLOCK“, ostatní jsou zablokovaná.

Tlačítko „BLOCK“ slouží k přechodu do bezpečného stavu popsaného výše. Sepnutím tohoto tlačítka se sepne blokovací relé a výstup kalibrovaného zdroje proudu je zkratován, čímž se spustí automatické ochrany zdroje proudu a to vybaví odpojení výstupu.

Prvním krokem pro přepnutí vstupních svorek a nebo připojení požadovaného bočníků je stisknout tlačítko „OK“, kterým se odblokují ostatní tlačítka. Nyní lze multiplexer plně ovládat.

Tlačítkem „IN A/B“ lze přepnout mezi připojenými vstupy. Vybraný stav je signalizován příslušnými LED diodami.

Poslední dvě tlačítka umístěná na čelním panelu jsou „LEFT“ a „RIGHT“. První z nich slouží pro přepnutí použitého bočníku na bočník s pořadovým číslem

o jedna menším, druhé tlačítko přepne použitý bočník na bočník s pořadovým číslem o jedna vyšší. Dioda přiřazená k aktuálně sepnutému bočníku během tohoto výběru svítí trvale. Dioda, která pomalu bliká indikuje bočník, který bude připnut po potvrzení výběru.

Volba vstupu a připojeného bočníku pomocí tlačítek není platná do potvrzení tlačítkem „OK“. Po stisku tohoto tlačítka teprve dojde k přepnutí bočníku.

Pokud není stisknuto žádné tlačítko po dobu patnácti vteřin od posledního indikovaného stisku, je aktuální volba považována za neplatnou a zařízení setrvá v posledním platném stavu.

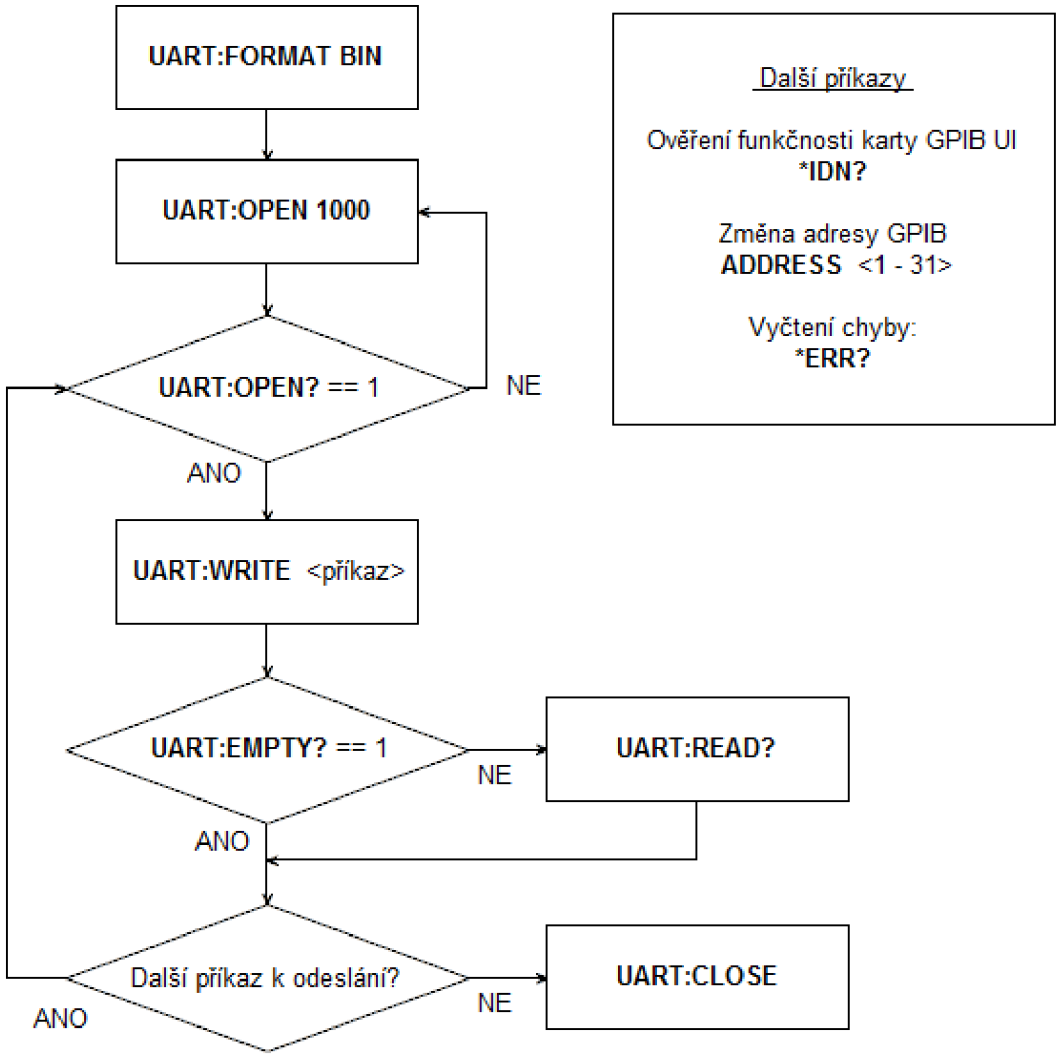
Obsluha pomocí rozhraní GPIB

Vzdálená správa zařízení je realizována pomocí sběrnice GPIB. Pro navázání komunikace je potřeba postupovat ve dvou krocích. Nejprve navázat komunikaci s kartou GPIB Universal Interface a nastavit komunikační tunel, následně je možné již povely řídit samotný multiplexer.

Celá procedura odesílání příkazů pro ovládání multiplexeru je zobrazena na obrázku 2.15. Každý odeslaný příkaz pro multiplexer musí být zakončen znakem „tečky“, teprve poté je příkaz považován za platný. Při výpadku elektrické energie během měření se uzavře komunikační linka UART mezi kartou GPIB a mikroprocesorem, je tedy vhodné před každým odesláním nového příkazu zkontrolovat, zda je linka UART otevřena.

Tabulka 2.16 uvádí přehled všech příkazů použitelných pro ovládání multiplexeru včetně všech parametrů. Příkazy lze psát v celém znění, nebo využít zkrácené verze obsahující pouze první písmena.

Změna stavu multiplexeru je vždy provedena okamžitě po odeslání kompletního příkazu.



Obr. 2.15: Vývojový diagram vizualizující ovládání multiplexeru pomocí sběrnice GPIB

Příkaz	Přípustné hodnoty	Využití
Input	[A | B]	Přepnutí vstupních svorek mezi vstupy A a B
Block	[ON | OFF | 1 | 0]	Bezpečnostní blokování vstupu
Shunt	[1 - 12]	Přepínání mezi bočníky 1 až 12
Report	-	Vypíše aktuální stav multiplexeru

Obr. 2.16: Přehled příkazů pro ovládání multiplexeru pomocí GPIB

3 ZÁVĚR

V první části byla provedena literární rešerše na téma aparátů vyhodnocování správnosti měření. Představen byl aparát chyb měření, nejistot měření i metoda Monte Carlo.

V další části byl uveden stávající stav na externím pracovišti ČMI. Byly zjištěny informace o stávajícím vybavení a potřebách rozšíření automatizace měření. Velká zjednodušení práce spočívalo v možnosti použít již vyvinuté rozhraní pro implementaci sběrnice GPIB do vyvíjeného systému.

Na základě údajů o měřícím řetězci použitém pro stávající kalibraci proudových zdrojů na pracovišti ČMI byla provedena simulace amplitudové a fázové chyby měření vzniklé připojením voltmetru k měřícímu řetězci. Bylo zjištěno, že amplituda měřeného napětí je ovlivněna minimálně. Oproti tomu se touto kapacitní zátěží zavádí velká chyba fáze.

Potlačením této fázové chyby se zabývala následující kapitola. Pro její potlačení byl navržen precizní napěťový sledovač podle doporučené literatury. Přínos práce spočívá s přidání ochranných obvodů tak, aby byla zajištěna větší životnost použitých operačních zesilovačů.

Stěžejní část práce se zabývá návrhem samotného koaxiálního multiplexeru. Zařízení umožňuje přepínat až 10 precizních proudových bočníků vyvinutých na pracovišti ČMI do měřícího řetězce. Přepínání je možné automaticky pomocí sběrnice GPIB nebo manuálně tlačítky.

Během testování byla ověřena funkčnost celého zapojení. Informace o provozu zařízení budou dále použity k dalším modifikacím, opravě případných chyb a hlavně k vylepšení funkčnosti zařízení. V tomto ohledu se počítá s další spoluprací s ČMI na tomto zařízení.

Zároveň byl projeven zájem dalších pracovníků o podobné zařízení pro jejich měřící aplikace. Koncepce multiplexeru bude tedy možná v dohledné době modifikována i pro jiné účely a následně realizována.

LITERATURA

[1] JCGM. *Guide to the expression of uncertainty in measurement.* Genève, Switzerland: International Organization for Standardization, 1995. [Online; navštíveno 2. 1. 2016]. Dostupné z: `http://www.bipm.org/en/publications/guides/#gum`. ISBN 92-671-0188-9.

[2] Bejček, L., Čejka, M., Rez, J. a kol. *Měření v elektrotechnice.* VUT: FEKT, 2002.

[3] Bejček, L. *Stručný úvod do problematiky nejistot měření.* VUT: FEKT.

[4] Šíra, M., Nováková Zachovalová, V., Otych, J. a kol. *Vybrané problémy metrologie fyzikálních a elektrických veličin.* Brno: ČMI, 2012. [Online; navštíveno 9. 12. 2015]. Dostupné z: `http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_08_1206.pdf`.

[5] Šíra, M. Jak na nejistoty metodou Monte Carlo jednoduše a bez drahých programů. *Electro Revue.* 2014, roč. 16, č. 2. [Online; navštíveno 2. 1. 2016]. Dostupné z: `http://kaero.wz.cz/mmcjednoduse.html`.

[6] Saltelli, A., Ratto, M., Andres, T. a kol. *Global sensitivity analysis. The primer.* Chichester: John Wiley, 2008. ISBN 9780470059975.

[7] Nováková Zachovalová, V. *Přesná měření střídavých proudů.* Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. Doktorská práce. [Online; navštíveno 2. 1. 2016]. Dostupné z: `http://hdl.handle.net/11012/27173`.

[8] Pracovníci ČMI. *GPIB Universal Interface.* Brno: ČMI, 2014.

[9] Budovsky, I., Gibbes, A. a Arthur, D. A high-frequency thermal power comparator. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on.* 1999, roč. 48, č. 2. S. 427–430. ISSN 00189456.

[10] Budovsky, I. a Hagen, T. A precision buffer amplifier for low-frequency metrology applications. In *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2010 Conference on.* [b.m.]: IEEE Publishing, 2010. S. 28–29. ISBN 9781424467952.

[11] Johansson, S. *Precision Amplifier for Applications in Electrical Metrology.* Linköpings universitet, Department of Electrical Engineering, 2009. Student thesis. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: `http://urn.kb.se/resolve?urn=urn:nbn:se:liu:diva-16896`.

[12] Pracovníci firmy Omron. *Katalog produktů - Relé*. 2016. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: https://www.omron.com/ecb/products/pry/.

[13] Pracovníci firmy TME electronics. *OMRON G6SU-2G 5VDC*. 2016. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: http://www.tme.eu/cz/details/g6su-2f-5dc/elektromagneticka-rele-miniaturni/omron/g6su-2f-5vdc/.

[14] Pracovníci firmy TME electronics. *OMRON G5RL-K1-E-5DC*. 2016. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: http://www.tme.eu/cz/details/g5rl-k1-e-5dc/elektromagneticka-rele-miniaturni/omron/.

[15] Pracovníci firmy TME electronics. *OMRON G8P-1C4TP 5VDC*. 2016. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: http://www.tme.eu/cz/details/g8p-1c4tp-5dc/elektromagneticka-rele-pro-velke-proudy/omron/g8p-1c4tp-5vdc/.

[16] Pracovníci firmy ATMEL. *ATmega328P*. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: http://www.atmel.com/devices/atmega328p.aspx.

[17] Pracovníci firmy Maxim Integrated. *MAX4820: +3.3V/+5V, 8-Channel, Cascadable Relay Drivers with Serial/Parallel Interface*. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/analog-switches-multiplexers/MAX4820.html.

[18] Pracovníci firmy Maxim Integrated. *APPLICATION NOTE 3288: IC Drives Up to Four Single-Coil Latching Relays*. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3288.

[19] Pracovníci firmy Texas Instruments. *LM1085IT*. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1085.pdf.

[20] Pracovníci firmy Mean Well. *GS25A07-P1J*. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: https://www.meanwell-web.com/en/product-info/ac-dc-power-supply/adaptor/0-25-w/gs25/product/GS25A07-P1J.

[21] HeKilledMyWire . *Using the USART/serial [tutorial part 2]*. 2011. [Online; navštíveno 9. 12. 2015]. Dostupné z: https://hekilledmywire.wordpress.com/2011/01/05/using-the-usartserial-tutorial-part-2/.

[22] Greenwood, J. *Programming AVR: a helpful header file with input/output macro functions*. 2011. [Online; navštíveno 9. 12. 2015]. Dostupné z: http://letsmakerobots.com/node/25999.

[23] Pracovníci firmy MICROCHIP. *MCP23017/MCP23S17*. [Online; navštíveno 26. 4. 2016]. Dostupné z: `http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21952b.pdf`.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ČMI	Český Metrologický Institut
DMM	Digitální Multimetr, z Aj. Digital MultiMeter
DPS	Deska plošných spojů
GPIB	General Purpose Interface Bus
GPIB-UI	GPIB Universal Interface
GUM	Gude to Expression of Uncertainty Measurement
MMC	Metoda Monte Carlo
OZ	Operační zesilovač
ppm	Parts Per Million

SEZNAM PŘÍLOH

A Obsah přiloženého CD **57**

B Zdrojový kód pro simulaci vlivu přídavné kapacitní a odporové zátěže **58**

C Simulace vlivu přídavné kapacitní a odporové zátěže pro jednotlivé bočníky **64**

D Schéma zapojení **68**

E Výkresy desek splošných spojů **72**

F Fotografie přístroje **80**

A OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

Přiložené CD obsahuje:

- zdrojové soubory pro simulaci vlivu přídavné kapacitní a odporové zátěže v prostředí MATLAB,
- simulační schéma napěťového sledovače v programu Multisim verze 13.0,
- výkresová dokumentace DPS napěťového sledovače v programu Eagle verze 7.3,
- naměřené hodnoty realizovaného napěťového sledovače,
- výkresová dokumentace všech dílčích DPS koaxiálního multiplexeru v programu Eagle verze 7.3,
- zdrojové kódy v jazyce C++ realizovaného firmware pro řízení koaxiálního multiplexeru vytvořené v programu AtmelStudio verze 7.0,
- podklady pro výrobu šasi přístroje vytvořené v programu BricsCAD verze 16 (formát .dwg),
- PDF verze diplomové práce.

B ZDROJOVÝ KÓD PRO SIMULACI VLIVU PŘÍDAVNÉ KAPACITNÍ A ODPOROVÉ ZÁTĚŽE

```
clear all
close all
clc

%Frekvencni osa
freqs = [10 50 100 500 1000 5000 10000 50000 100000];
freqsC = length(freqs);

%Bocniky
Inoms = [0.03 0.1 0.3 1 5 10 20];
Rnoms = [20 6 2 0.6 0.12 0.06 0.03];
phis = [-1.21E-05 -6.60E-06 -1.37E-06 9.63E-07 9.36E-06 1.43E-05 2.83E-05];
fNom = 1000;                          %Frekvence, na ktere bylo mereno phi
shC = length(Inoms);

%Kabely
mK = 0.5;                             % delka kabelu
Rk_Core = 40e-3;                      % odpor jadra
Rk_shield = 36e-3;                    % odpor stineni
Rk = mK*(Rk_Core + Rk_shield);        % odpor celkovy (na danou delku)
Lk = mK * 1.4e-6;                     % indukcnost kabelu celkovy (na danou delku)
Ck = mK * 100e-12;                    % indukcnost kabelu celkovy (na danou delku)

%Parametry multimetru
Rdmm = 1e7;
Cdmm = 100e-12;

%Parametry zobrazeni
```

```
initLineWidth = 2;

%Alokace pameti
ZmR = zeros(shC, freqsC);
ZmRC = zeros(shC, freqsC);
ZphiR = zeros(shC, freqsC);
ZphiRC = zeros(shC, freqsC);

%Vypocet vystupu modelu
for shI=1:shC %Pro vsechny bocniky
Inom = Inoms(shI);
Rnom = Rnoms(shI);
phi = phis(shI);

%Vypocet Cp/Ls z phi
if (phi<=0) %RC
Cp = tan(-phi)/2i*fNom*Rnom;
else %RL
Ls = tan(phi)/2i*fNom*Rnom;
end;

for fI = 1:freqsC;  %Pro vsechny frekvence
f = freqs(fI);

%Vypocet Ak kabelu
Ak = [1+(Rk + 2i*pi*f*Lk)*2i*pi*f*Ck    Rk + 2i*pi*f*Lk;
    ...
2i*pi*f*Ck                              1                    ];

%Vypocet Admm multimetru
AdmmRC = [1  0; 2i*pi*f*Cdmm + 1/Rdmm  1];

%Vypocet Ash - matice bocniku
if (phi<=0) %RC
ASh = [1  0; 1/Rnom + 2i*pi*f*Cp   1];
else %RL
ASh = [1  0; Rnom + 2i*pi*f*Ls  1];
end;

```

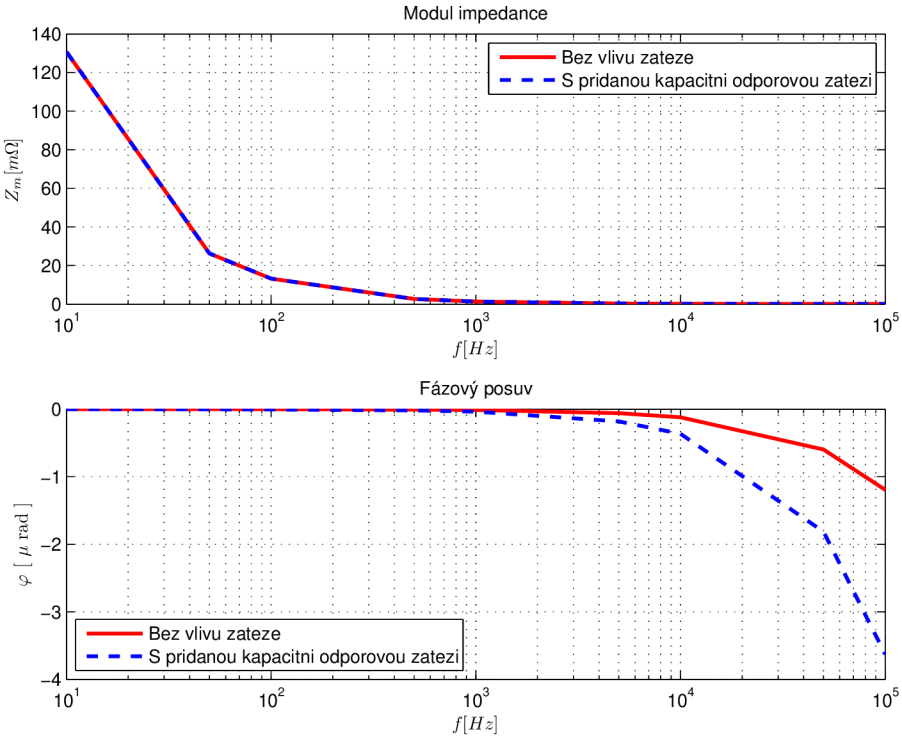
```
%Celkove matice
ARC = Ak*ASh*Ak*AdmmRC;
AR = Ak*ASh*Ak;

%prenosova impedance
ZcR = 1/(AR(2,1));
ZcRC = 1/(ARC(2,1));
% modul impedance
ZmR(shI, fI) = real(ZcR);
ZmRC(shI, fI) = real(ZcRC);
% fazovy posuv
ZphiR(shI, fI) = atan( imag(ZcR) / real(ZcR) );
ZphiRC(shI, fI) = atan( imag(ZcRC) / real(ZcRC) );
end
end

%Prevod modulu impedance na mOhm
ZmR_mOhm = ZmR*1e3;
ZmRC_mOhm = ZmRC*1e3;

%Prevod fazoveho posuvu na urad
ZphiR_urad = ZphiR*1e6;
ZphiRC_urad = ZphiRC*1e6;

%Vypocet ABS chyb
ZmAbs = ZmRC - ZmR;
ZphiAbs = ZphiRC - ZphiR;

%Vypocet REL chyb
ZmRel = ZmAbs./ZmR .* 1e6;
ZphiRel = ZphiAbs./ZphiR .* 1e2;

% Uprava rozliseni abs chyby
ZmAbs_nOhm = ZmAbs * 1e6;
ZphiAbs_mikroOhm = ZphiAbs * 1e6;



%Zobrazeni
```

```
for shI=1:shC
Inom = Inoms(shI);
Rnom = Rnoms(shI);
phi = phis(shI);
figure('name', ['Bocnik pro I_{nom} = ', num2str(Inom)])
set(gcf, 'Units', 'Normalized', 'OuterPosition', [0 0 1 1]);

subplot(2, 1, 1);
semilogx(freqs, ZmR_mOhm(shI, :), '-r', 'LineWidth',
    initLineWidth);
hold on;
semilogx(freqs, ZmRC_mOhm(shI, :), '--b', 'LineWidth',
    initLineWidth);
hold off;
grid on;
legend('Bez vlivu zateze', 'Pridana kapacitni odporovou
    zatezi');
title('Modul impedance');
xlabel('$f [ Hz ]$', 'interpreter','latex');
ylabel('$Z_m [ m\Omega ]$', 'interpreter','latex');

subplot(2, 1, 2);
semilogx(freqs, ZphiR_urad(shI, :), '-r', 'LineWidth',
    initLineWidth);
hold on;
semilogx(freqs, ZphiRC_urad(shI, :), '--b', 'LineWidth',
    initLineWidth);
hold off;
grid on;
legend('Bez vlivu zateze', 'Pridana kapacitni odporovou
    zatezi', 'Location', 'SouthWest');
title('Fazovy posuv');
xlabel('$f [ Hz ]$', 'interpreter','latex');
ylabel('$\varphi$ [ $\mu$ rad ]', 'interpreter','latex');

saveas(gcf, ['fig/sh_Inom_', num2str(shI)], 'eps')
end
```

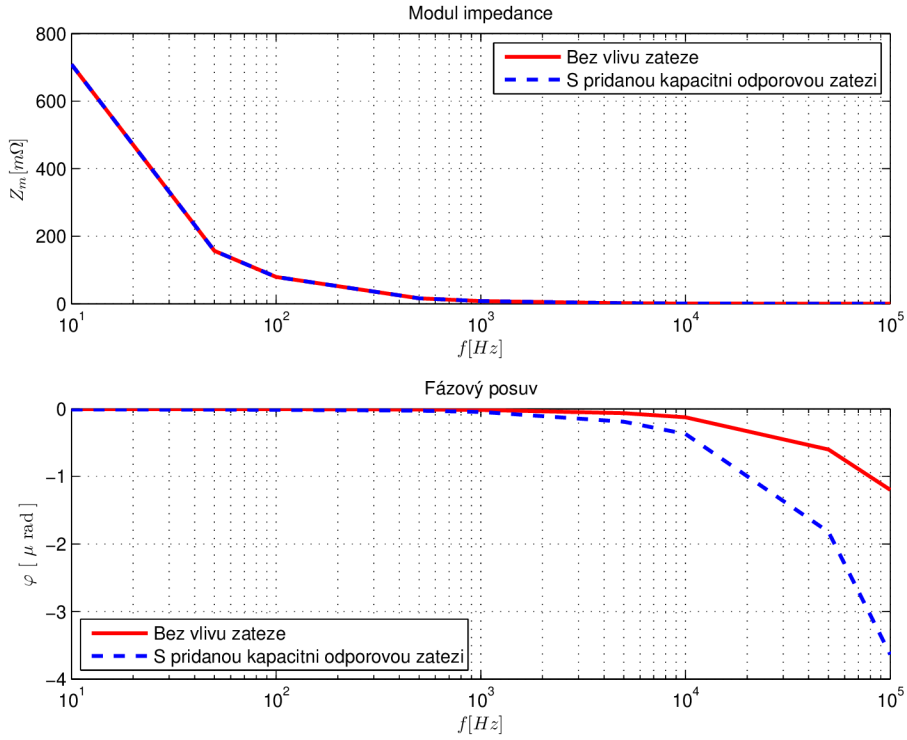
```
legendCell = eval(['{' sprintf('''Bocnik pro %.2g''',Inoms) '}']);

%Relativni chyby
figRel = figure('name', 'Relativni chyby')
set(gcf, 'Units', 'Normalized', 'OuterPosition', [0 0 1 1]);
subplot(2, 1, 1);
semilogx(freqs, ZmRel, 'LineWidth', initLineWidth);
grid on;
legend(legendCell, 'Location', 'NorthWest');
title('Relativni chyba amplitudy');
xlabel('$f [ Hz ]$', 'interpreter','latex');
ylabel('$\delta Z_m [ ppm ]$', 'interpreter','latex');

subplot(2, 1, 2);
semilogx(freqs, ZphiRel, 'LineWidth', initLineWidth);
grid on;
legend(legendCell, 'Location', 'NorthWest');
title('Relativni chyba fazoveho posunu');
xlabel('$f [ Hz ]$', 'interpreter','latex');
ylabel('$\delta Z_m [ \% ]$', 'interpreter','latex');

saveas(figRel, 'fig/sh_rel', 'eps')

%Absolutni chyby
figAbs = figure('name', 'Absolutni chyby');
set(figAbs, 'Units', 'Normalized', 'OuterPosition', [0 0 1 1]);
subplot(2, 1, 1);
semilogx(freqs, ZmAbs_nOhm, 'LineWidth', initLineWidth);
grid on;
legend(legendCell, 'Location', 'NorthWest');
title('Absolutni chyba amplitudy');
xlabel('$f [ Hz ]$', 'interpreter','latex');
ylabel('$\Delta Z_m [ \mu \Omega ]$', 'interpreter','latex');

subplot(2, 1, 2);
semilogx(freqs, ZphiAbs_mikroOhm, 'LineWidth',
```

```
    initLineWidth);
grid on;
legend(legendCell, 'Location', 'NorthWest');
title('Absolutni chyba fazoveho posunu');
xlabel('$f [ Hz ]$', 'interpreter','latex');
ylabel('$\Delta\varphi [ \mu rad ]$',
    'interpreter','latex');

saveas(figAbs, 'fig/sh_abs', 'eps')
```

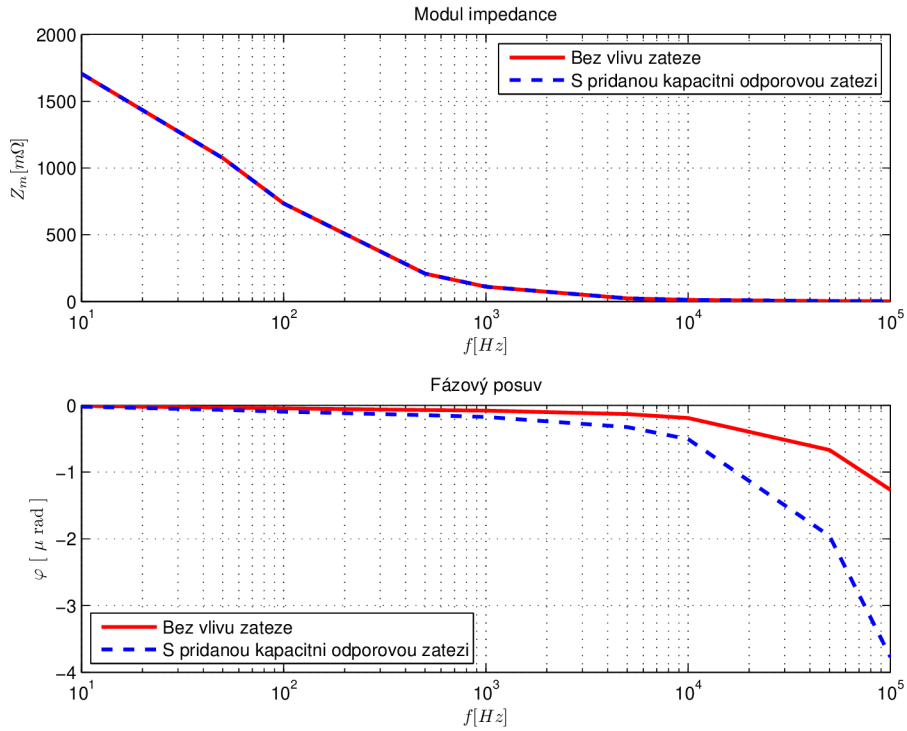
C SIMULACE VLIVU PŘÍDAVNÉ KAPACITNÍ A ODPOROVÉ ZÁTĚŽE PRO JEDNOTLIVÉ BOČNÍKY



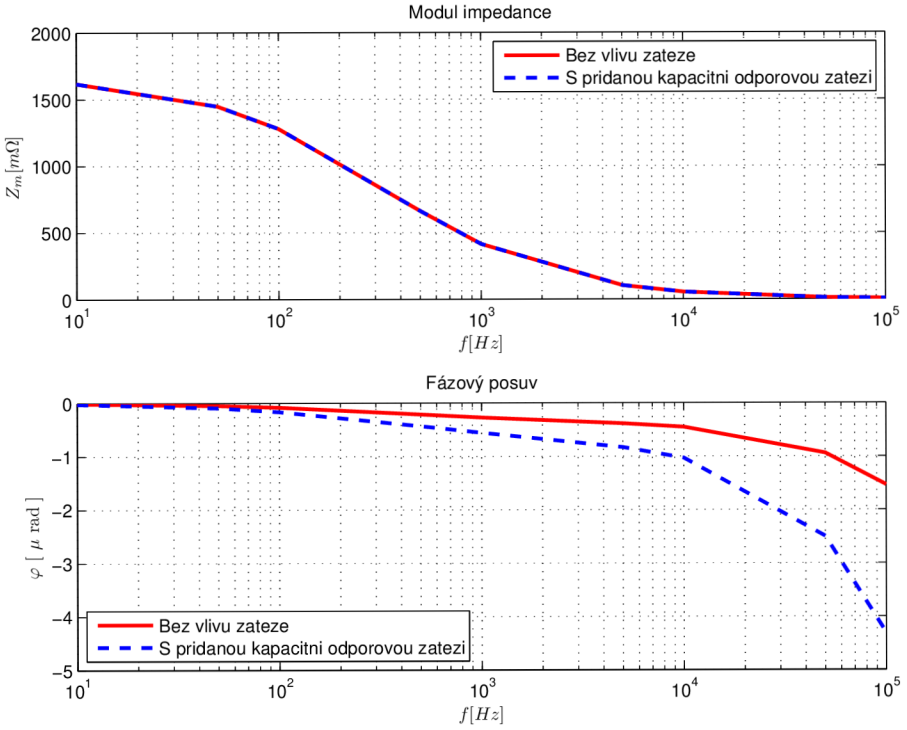
Obr. C.1: Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 30\ mA$



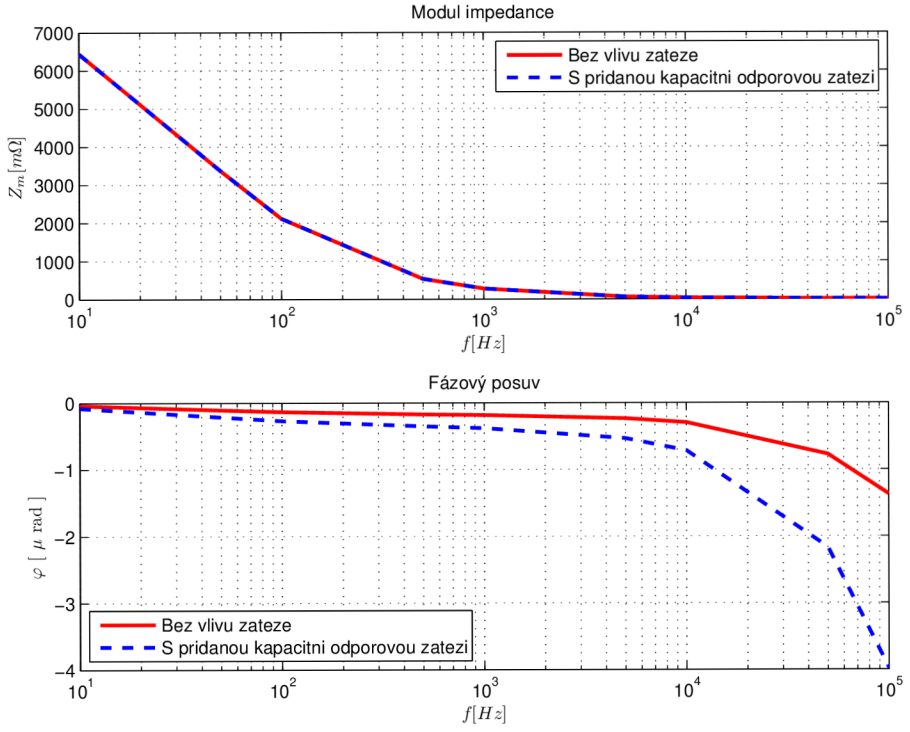
Obr. C.2: Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 100\ mA$



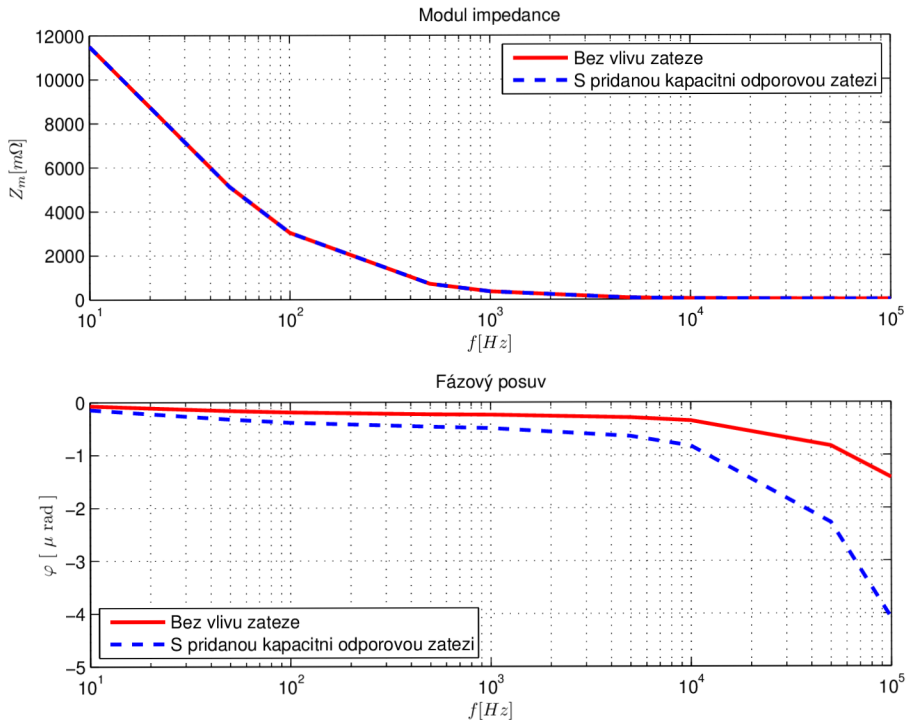
Obr. C.3: Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 300\ mA$



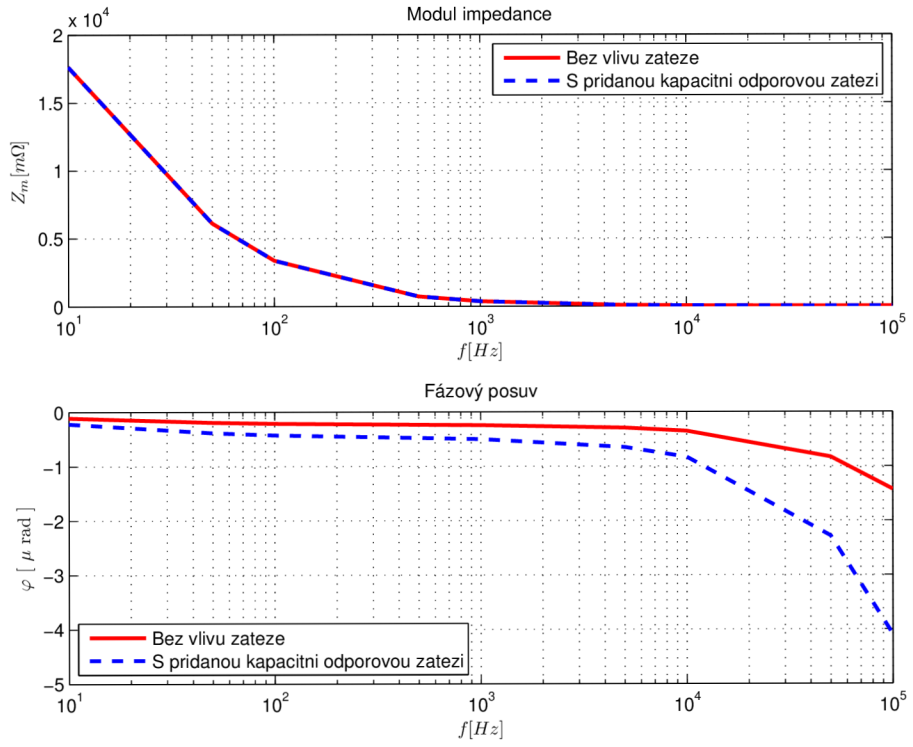
Obr. C.4: Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 1\ A$



Obr. C.5: Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 5\ A$

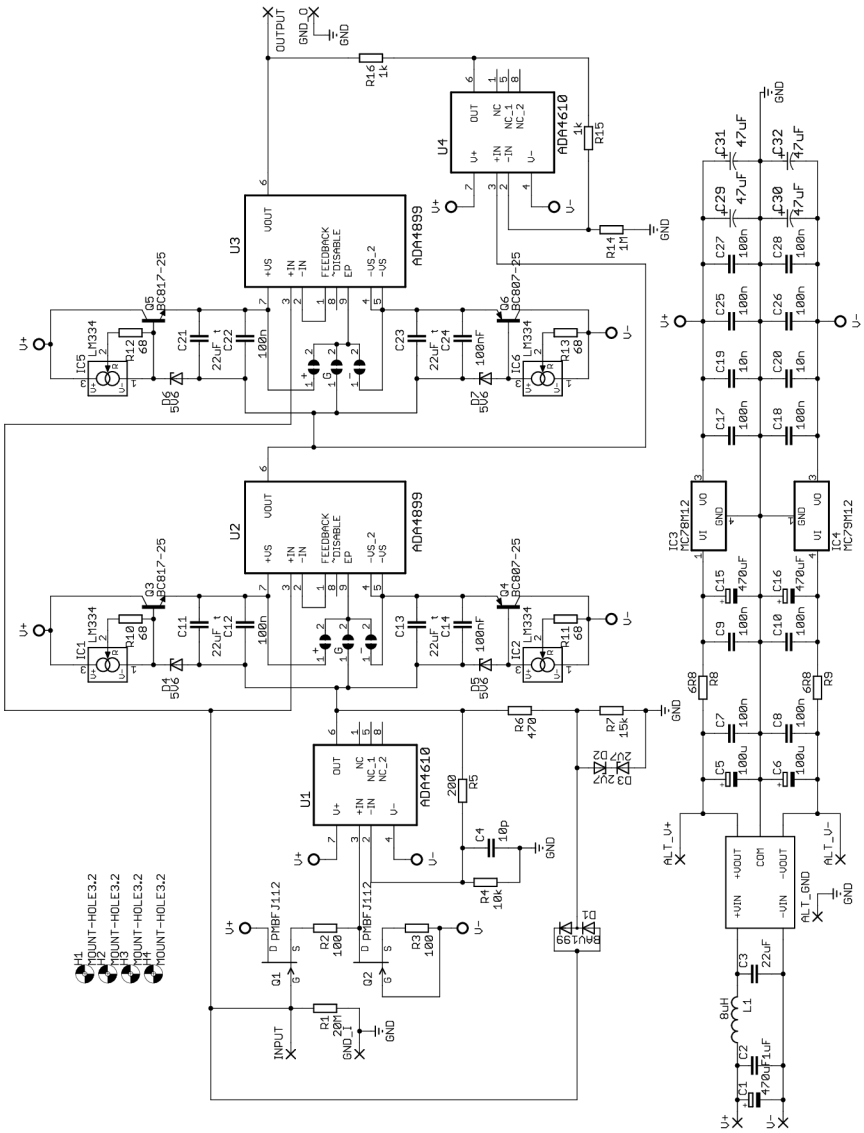


Obr. C.6: Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 10\ A$

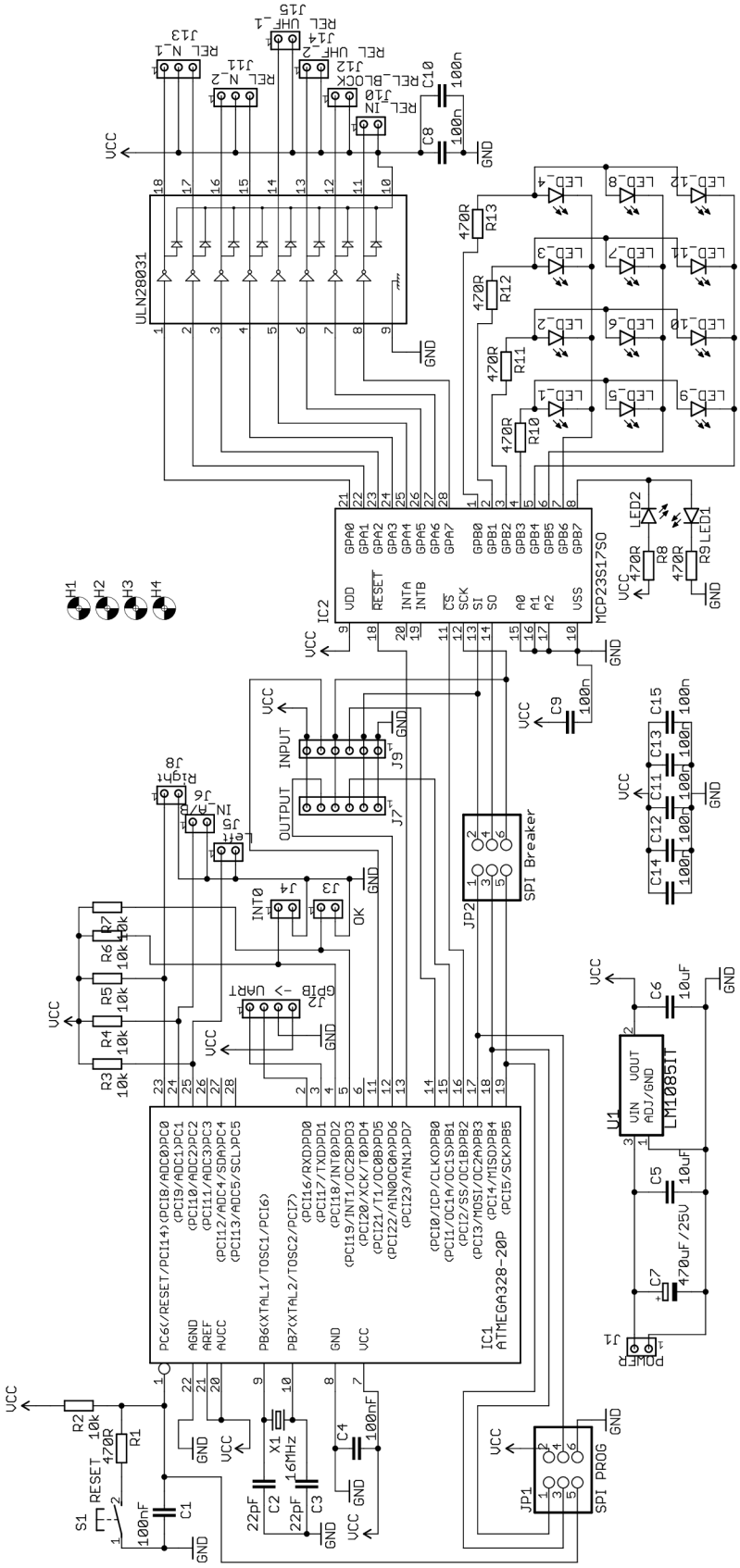


Obr. C.7: Závislost modulu amplitudy a fázového posuvu na frekvenci - bočník pro $I_{nom} = 20\ A$

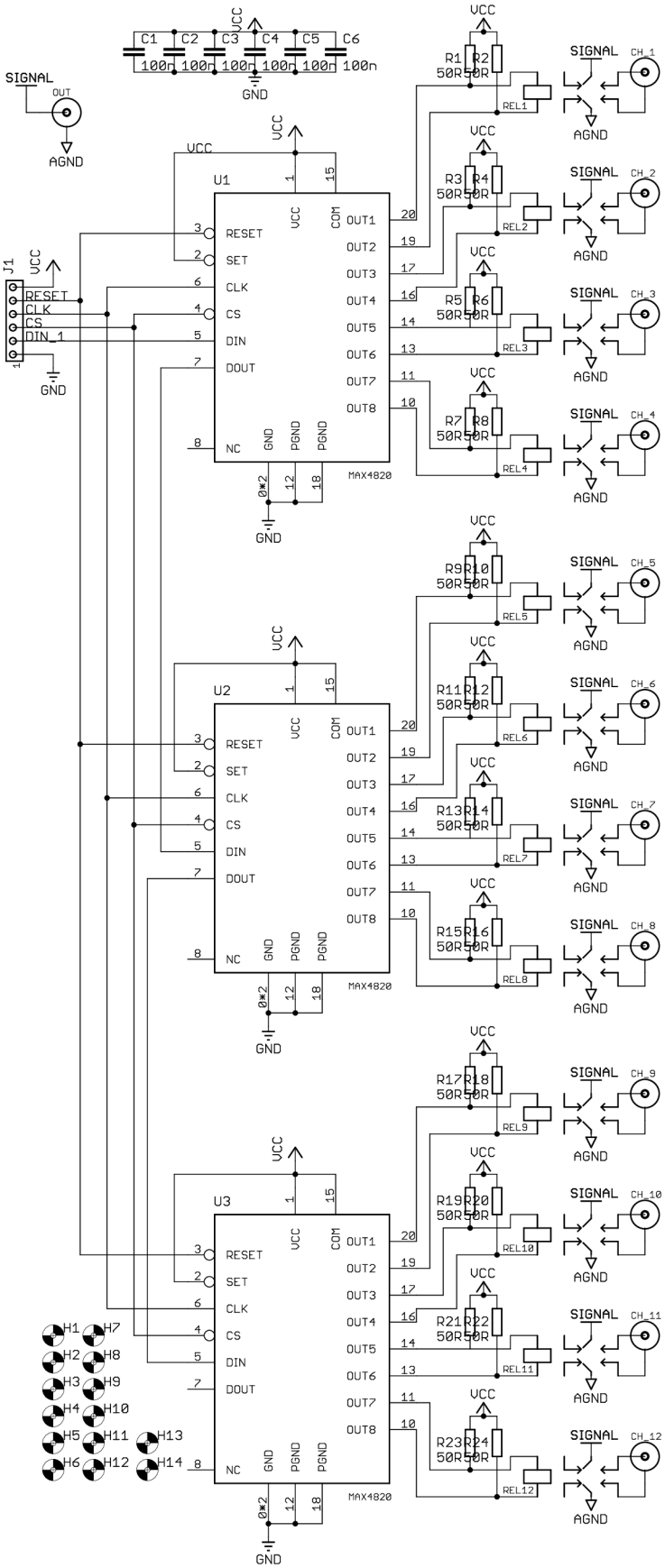
D SCHÉMA ZAPOJENÍ



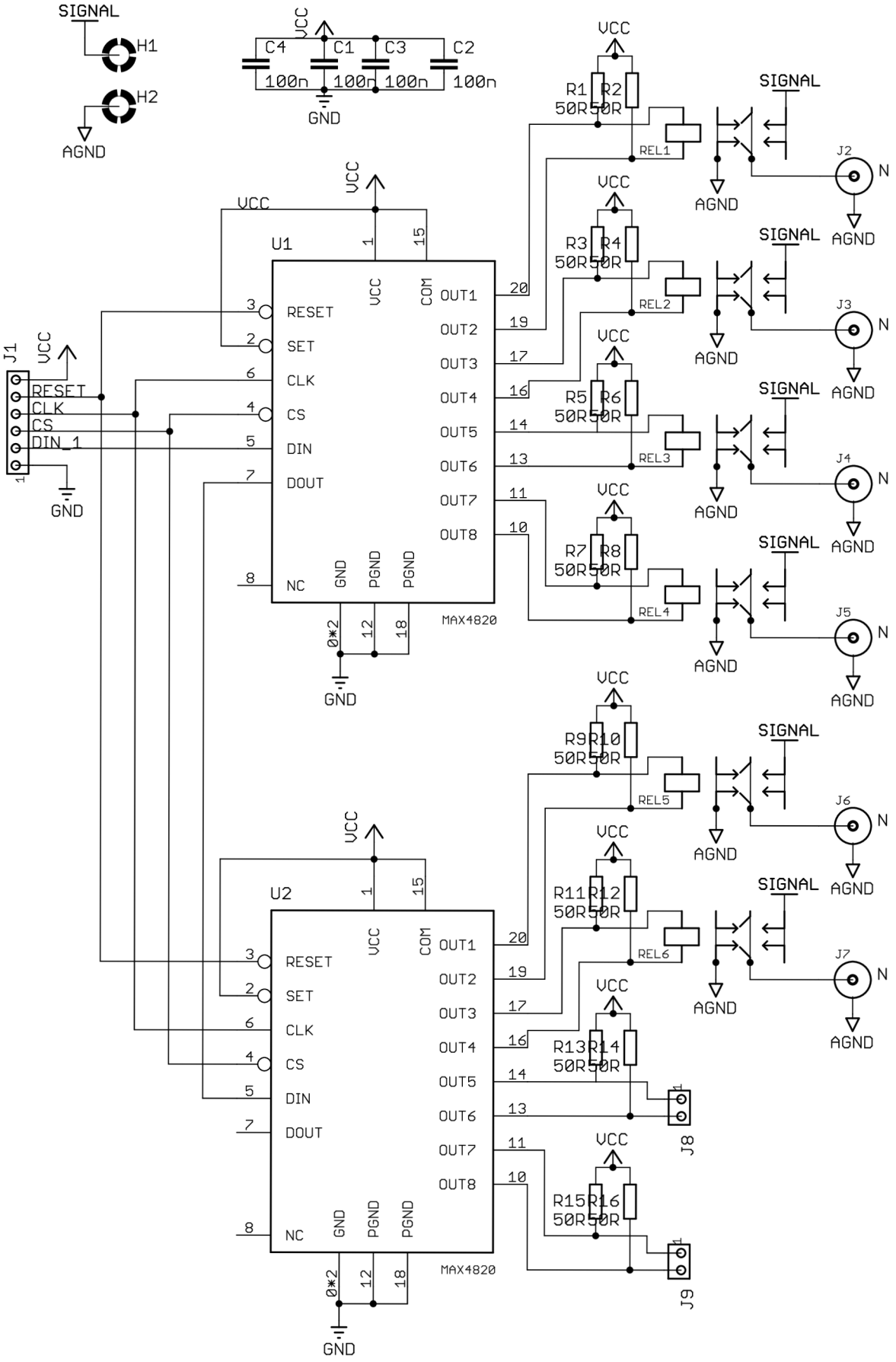
Obr. D.1: Schéma zapojení napěťového sledovače - DPS „buffer“



Obr. D.2: Schéma zapojení desky „control“

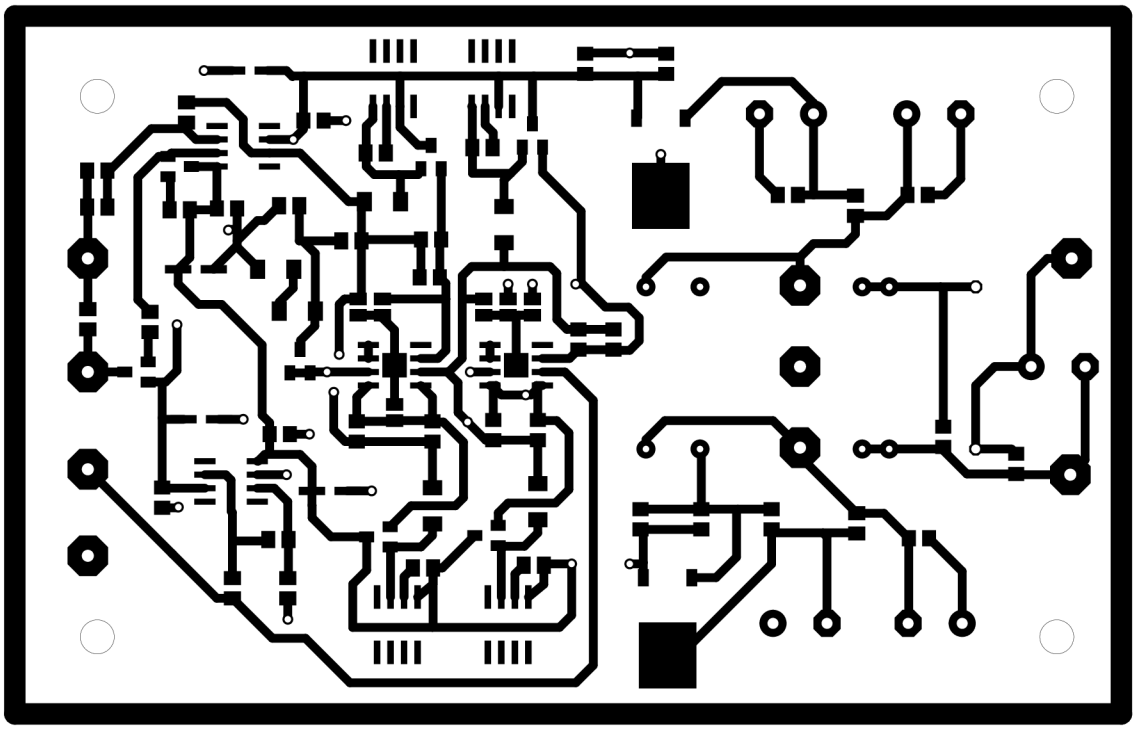


Obr. D.3: Schéma zapojení desky „output“

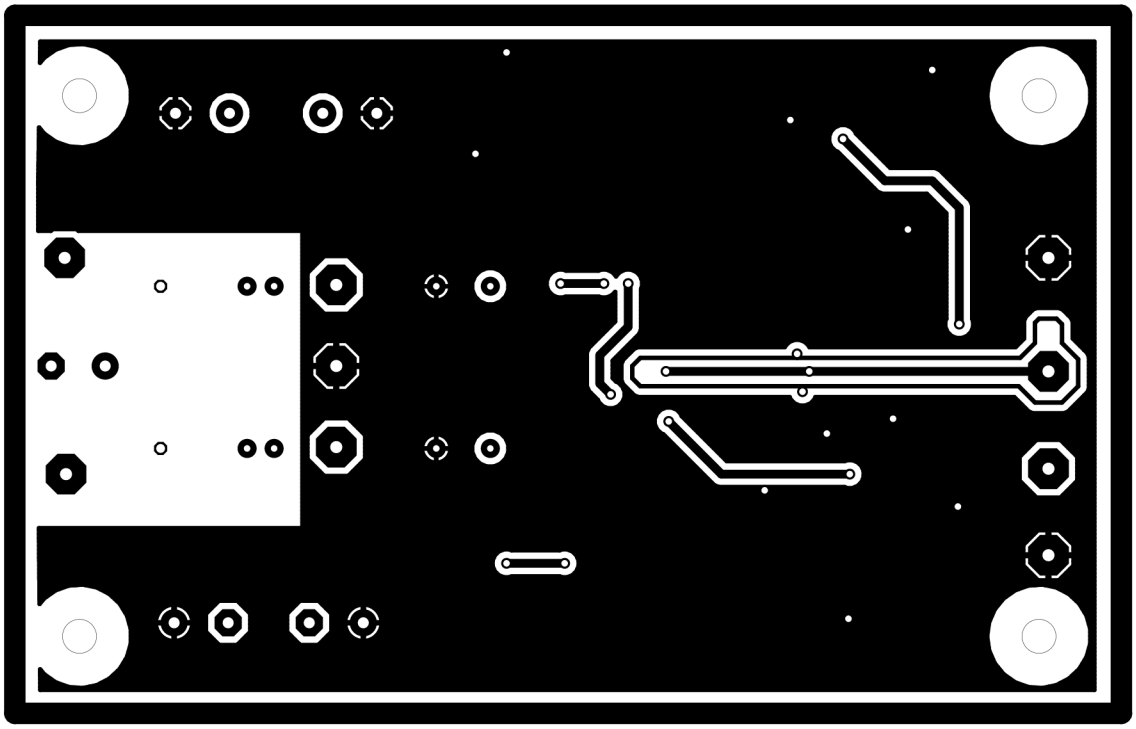


Obr. D.4: Schéma zapojení desky „input“

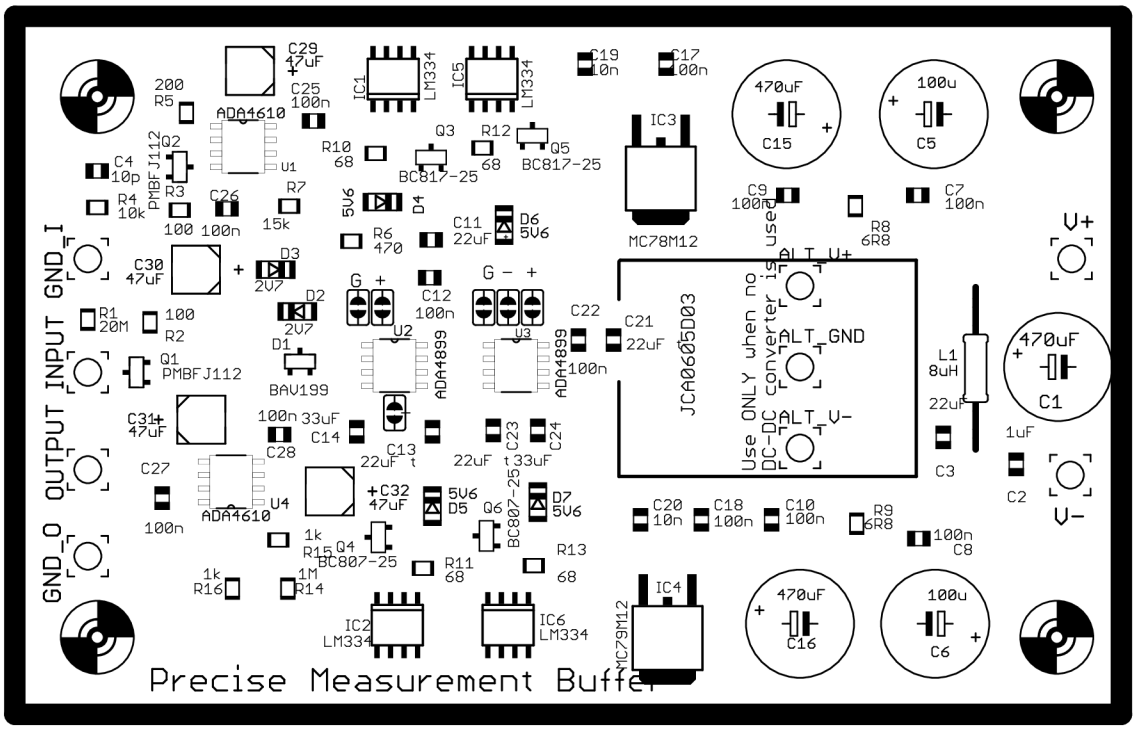
E VÝKRESY DESEK SPLOŠNÝCH SPOJŮ



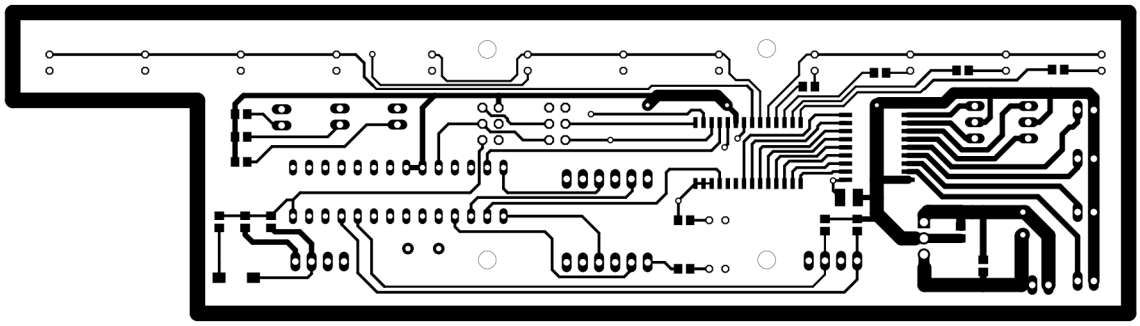
Obr. E.1: Vrchní měděná vrstva DPS „buffer“



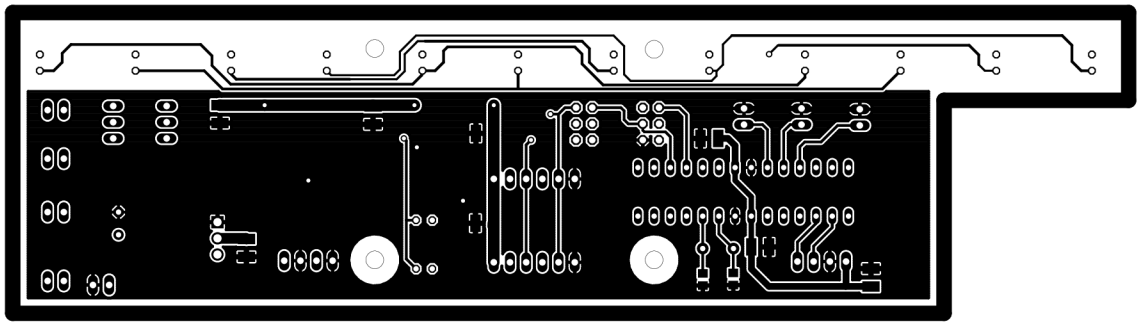
Obr. E.2: Spodní měděná vrstva DPS „buffer“



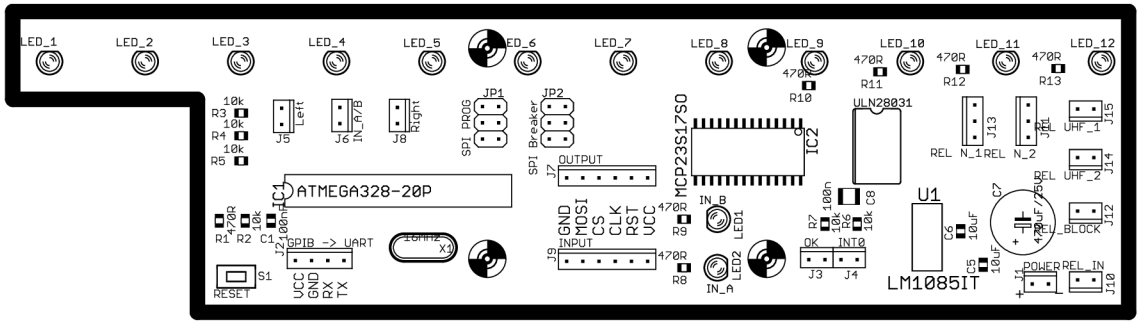
Obr. E.3: Osazovací výkres vrchní vrstvy DPS „buffer“



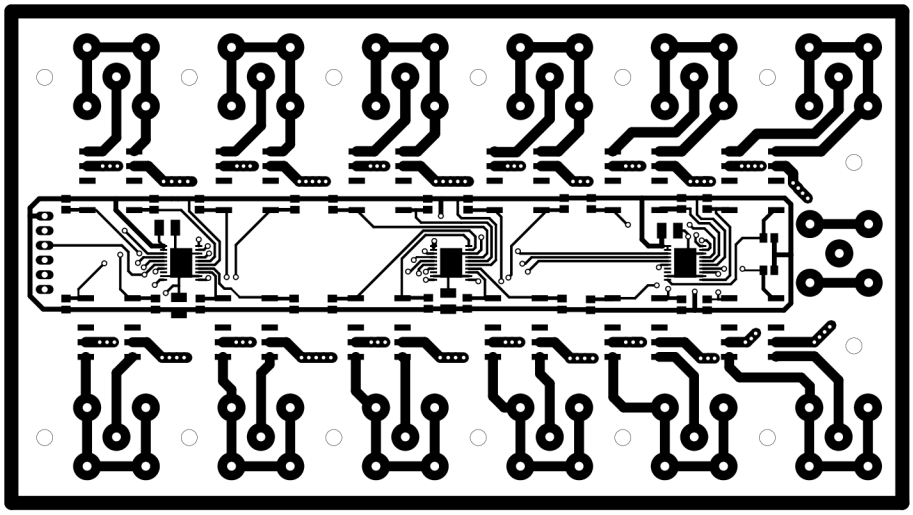
Obr. E.4: Vrchní měděná vrstva DPS „control“



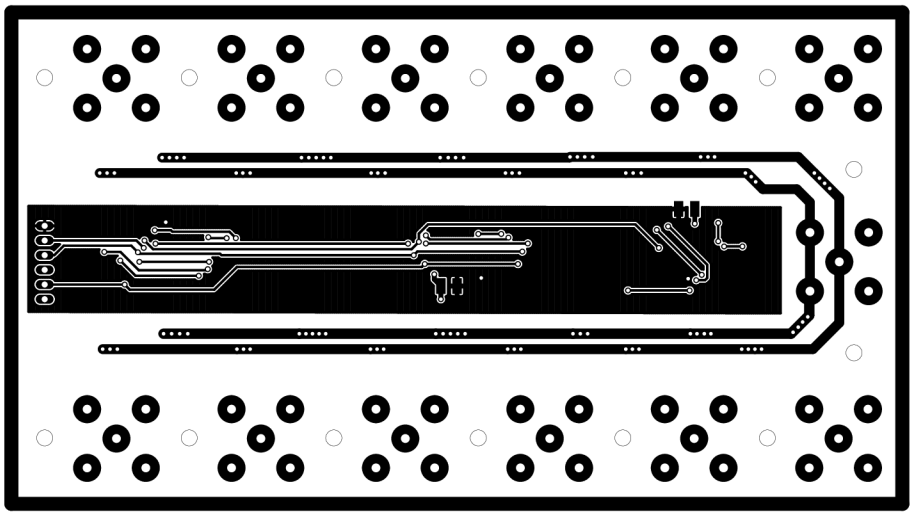
Obr. E.5: Spodní měděná vrstva DPS „control“



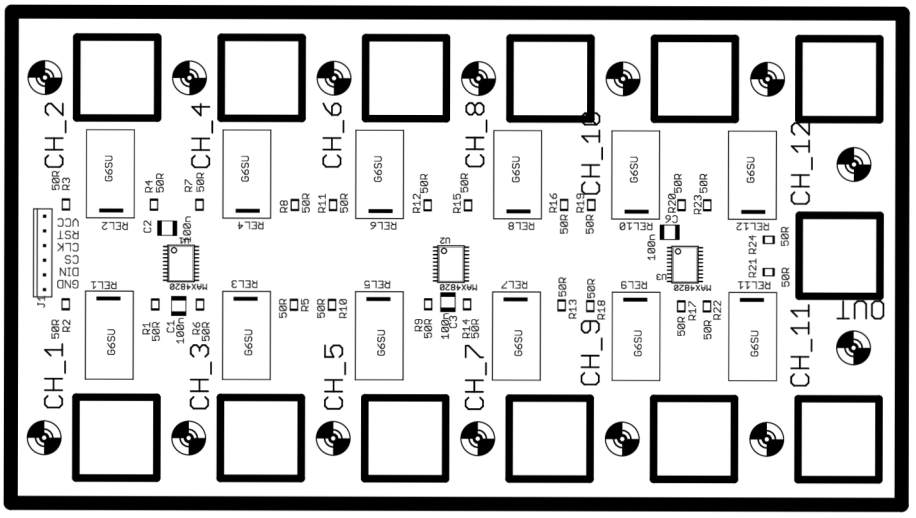
Obr. E.6: Osazovací výkres vrchní vrstvy DPS „control“



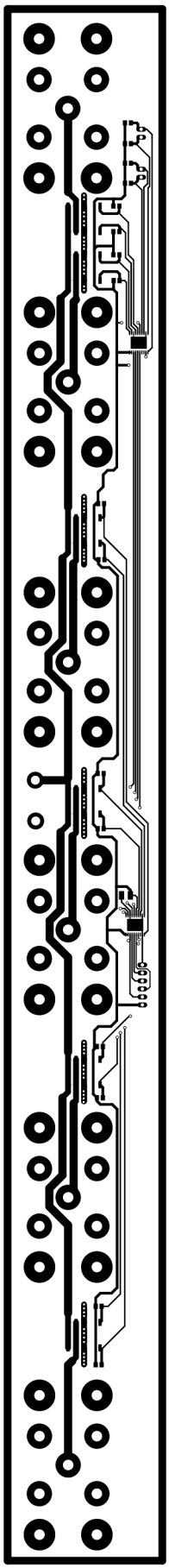
Obr. E.7: Vrchní měděná vrstva DPS „output“



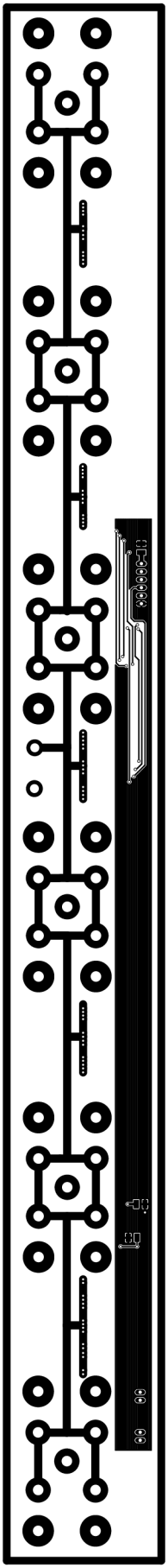
Obr. E.8: Spodní měděná vrstva DPS „output“



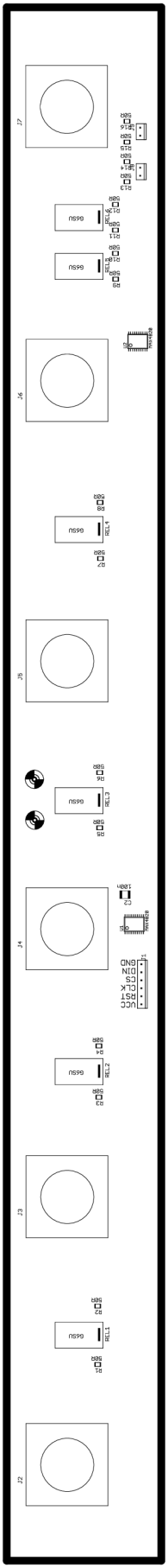
Obr. E.9: Osazovací výkres vrchní vrstvy DPS „output“



Obr. E.10: Vrchní měděná vrstva DPS „input“



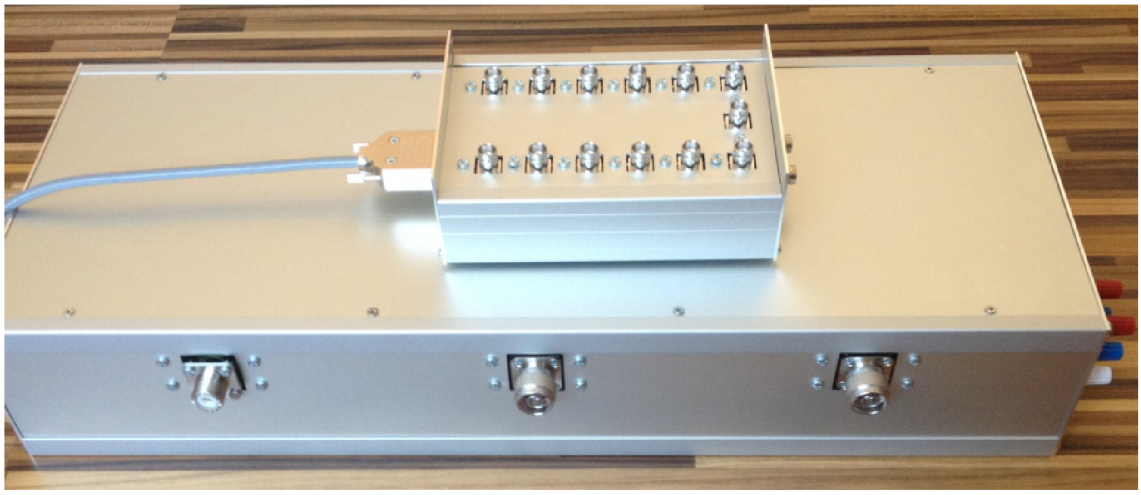
Obr. E.11: Spodní měděná vrstva DPS „input“



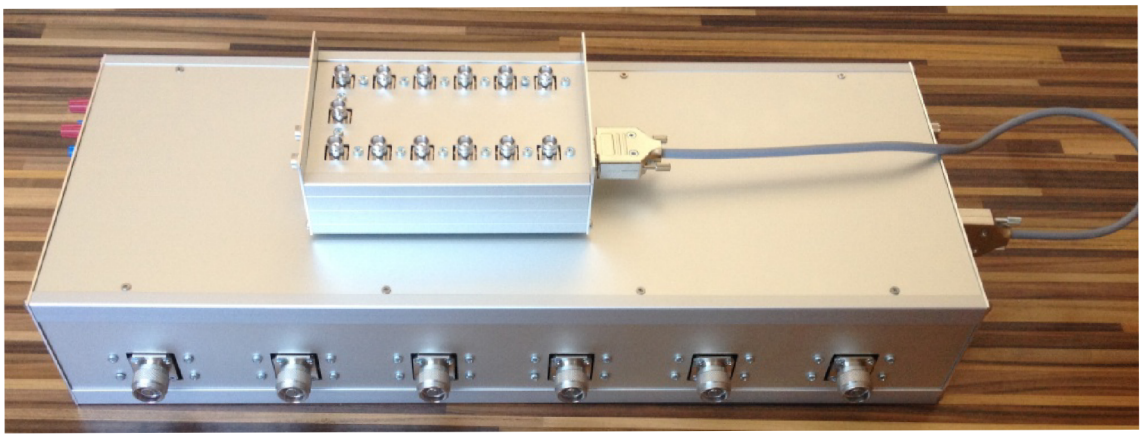
Obr. E.12: Osazovací výkres vrchní vrstvy DPS „input“

F FOTOGRAFIE PŘÍSTROJE

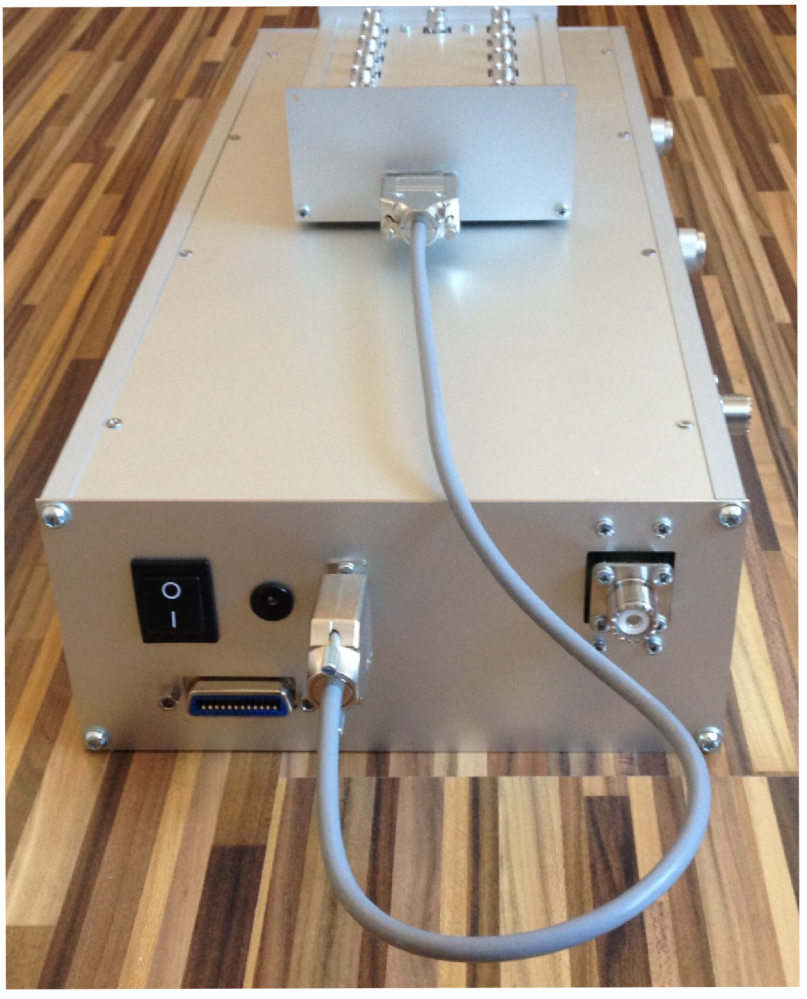
Obr. F.1: Pohled na čelní panel



Obr. F.2: Pohled na levý panel



Obr. F.3: Pohled na pravý panel



Obr. F.4: Pohled na zadní panel