



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

METODY PŘESNÉHO MĚŘENÍ NÍZKÝCH IMPEDANCÍ

METHODS OF ACCURATE MEASUREMENT OF LOW IMPEDANCES

OBOR: KYBERNETIKA, AUTOMATIZACE A MĚŘENÍ
BRANCH: CYBERNETICS, CONTROL AND MEASUREMENTS

EDICE: ZKRÁCENÁ VERZE DIZERTAČNÍ PRÁCE
EDITION: SHORT VERSION OF DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. Stanislav Mašláň

VEDOUCÍ PRÁCE
ADVISOR

doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

OPONENTI
OPONENTS

BRNO 2020

ABSTRAKT

Prezentovaná práce se zabývá vývojem metod pro měření nízkých impedancí pod $10\ \Omega$ v kmitočtovém rozsahu do 1 MHz. Práce je rozdělena na tři hlavní části. První část práce se zabývá vývojem unikátních a konstrukčně jednoduchých vypočitatelných etalonů odporu, které jsou použity jak ke kalibraci můstku, tak i jako referenční etalony pro vlastní měření. V další části práce je popsán návrh digitálního vzorkovacího můstku v různých topologiích pro kalibrace nízkých impedancí v kmitočtovém rozsahu do 1 MHz. Je detailně rozebrán návrh HW komponent můstku a dále je detailně rozebráno zpracování signálu a korekční schéma můstku, které umožnilo dosažení pracovního kmitočtu až 1 MHz s rozšířenou nejistotou měření ($k = 2$) pod 0,005% a 250 μ rad. V této části práce je mj. popsána unikátní metoda automatické kalibrace linearity můstku vyžadující jen minimální účast operátora. Dále je popsána integrace obvodového modelu můstku v prostředí Spice se SW můstku, která umožnila validaci všech funkcí můstku a také výpočet jeho nejistoty měření včetně vlivu interferencí mezi komponentami můstku. V poslední části práce jsou prezentována vybraná měření a mezinárodní porovnání prokazující vlastnosti vyvinutého můstku.

KLÍČOVÁ SLOVA

impedance, digitální, vzorkování, můstek, nejistota, měření, etalon, koaxiální bočník, fáze, fázový posuv

ABSTRACT

Overall topic of presented thesis is development of methods of measurement of low impedances below $10\ \Omega$ in a frequency range up to 1 MHz. The thesis comprises of three main parts. First part of thesis describes design of unique and simple calculable standards of resistance that are used for calibration of the bridge and as the reference standards for the calibrations. Next part of theses is focused on design of digital sampling bridge in various topologies suitable for measurement of various types of impedance standards up to frequency of 1 MHz. The thesis describes the HW components, data processing and corrections scheme allowing the designed bridge to reach expanded uncertainties ($k = 2$) below 0.005% and 250 μ rad at 1 MHz. One of the key points of the proposed corrections scheme is unique automatic linearity calibration method requiring minimal operator's effort. The theses also describes integration of Spice model of the bridge the bridge SW that allowed validation of functionality of the bridge and also analysis of uncertainty contributions related to interferences between the bridge components. The last part of the thesis shows selection of measurements of known impedances and international comparisons that proofs performance of the bridge.

KEYWORDS

impedance, digital, sampling, bridge, uncertainty, measurement, coaxial shunt, phase angle, phase shift

MAŠLÁŇ, Stanislav. *Metody přesného měření nízkých impedancí*. Brno, 2020, 46 s. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

Obsah

Úvod	4
1 Současný stav	6
1.1 Etalony impedance a definiční podmínky	6
1.2 Vypočitatelné etalony impedance	8
1.3 Impedanční můstky	10
1.3.1 Autobalanční můstky	10
1.3.2 Klasické transformátorové můstky	12
1.3.3 Digitální impedanční můstky	13
1.3.4 Digitální vzorkovací můstky	14
2 Cíle	17
3 Dosažené výsledky	17
3.1 Vypočitatelný etalon odporu	18
3.2 Čtyřpárový digitální vzorkovací můstek	22
3.3 Řídící software můstku	28
3.3.1 Zpracování signálu	28
3.3.2 Vyvažování můstku	29
3.3.3 Korekční schéma	29
3.4 Model můstku, numerická validace a rozbor nejistot měření	33
3.5 Experimentální ověření vlastností můstku	36
4 Závěr	38

Úvod

Tato práce se věnuje oblasti přesného měření elektrické impedance v kmitočtovém rozsahu do 1 MHz se speciálním zaměřením na nízké hodnoty impedance pod 10 Ω .

Hlavní motivace pro výzkum v této oblasti souvisí s problematikou měření elektrického výkonu a kvality elektrické energie (PQ). V posledních desetiletích došlo ke značnému rozšíření použití impulzních zdrojů v nejrůznějších spotřebičích. Vzhledem k jejich jednoduchosti a tím i nedokonalé, či žádné filtraci, produkují značné množství harmonických složek v kmitočtovém pásmu až stovek kilohertz, které mj. ovlivňují funkci elektroměrů. Dále, na druhé straně sítě, jsou zdrojem proudů v širším kmitočtovém pásmu frekvenční měniče, např. používané u fotovoltaických projektů. S rostoucím množstvím takových spotřebičů a zdrojů v síti roste také potřeba monitorování kvality elektrické energie a měření výkonu v širším kmitočtovém rozsahu. Tuto oblast sice pokrývají některé komerčně dostupné výkonové analyzátory, nicméně ke své korektní funkci je nezbytné kalibrovat jejich proudové vstupy nebo externí proudové převodníky. V tomto směru ovšem v době zahájení řešení této práce nebyla k dispozici metrologická návaznost, především pokud jde o fázovou chybu bočníků. Navíc, vzhledem k množícím se případům, kdy elektroměry

chybně vyhodnocují takto zkreslené průběhy, se předpokládá i budoucí úprava norem tak, aby byla pokryta i oblast těchto kmitočtů (tzv. „supraharmonics“). Z tohoto důvodu tedy vznikla v oblasti metrologie potřeba s předstihem řešit metrologickou návaznost v oblasti měření elektrického výkonu a parametrů kvality elektrické energie v širším kmitočtovém rozsahu. Je třeba mimo jiné vyřešit kalibraci fázového úhlu proudových převodníků. Kmitočtovou závislost impedance bočnic lze uspokojivě řešit technikou ac-dc difference pomocí termokonvertorů. Fázový úhel již takto jednoduše měřit nelze a je tedy třeba použít modifikovaných fázoměrů nebo speciálních impedančních můstků schopných pracovat s porovnávacími proudy ideálně i v řádu desítek ampér.

V době řešení této práce navíc Český metrologický institut (ČMI), oddělení primární metrologie elektrických veličin v Brně, plnil roli koordinátora mezinárodního projektu TracePQM [1] v rámci programu EMPIR [2], který se zabýval vytvořením modulárního systému pro kalibrace výkonu a PQ parametrů až do oblasti megahertz. Součástí projektu bylo mimo jiné i rozšíření kalibrace fáze i ac-dc difference proudových bočnic do 1 MHz s rozšířenou nejistotou pod 800 μ rad/MHz, což bylo v roce zahájení řešení (2016) nedosažitelné.

Další motivací pro vývoj metod měření impedance v této oblasti je absence návaznosti nebo nedostatečné nejistoty měření v oblasti měření malých impedancí v širším kmitočtovém rozsahu. V České republice sídlí několik významných výrobců pasivních elektrických součástek, především kondenzátorů a indukčností. Např. v oblasti kapacit jsou vyžadovány kalibrace pro vysoké kapacity až do řádu desítek milifaradů a především ztrátového činitele. V oblasti ztrátového činitele mělo v době zahájení řešení této práce ČMI registrovanou měřicí schopnost (CMC) v mezinárodní databázi KCDB [3] jen pro kmitočet 1 kHz a kapacity do 1 μ F, což bylo odvozeno od rozsahu komerčního kapacitního můstku Andeen Hagerling 2500A [4]. Obdobná situace byla a stále je i v řadě dalších národních laboratoří (NMI). Mimo kmitočet 1 kHz často CMC jednotlivých NMI odpovídají přímému odečtu běžnými RLC můstky a jsou tedy zejména pro nízké impedance zcela nedostačující.

Mimo oblast téměř ideálních kapacit a odporů, tedy ve zbytku komplexní roviny impedance, pak CMC prakticky neexistují. To je problém především pro indukčnosti, které, na rozdíl od odporů a kapacit, vykazují značnou vedlejší složku impedance (sériový odpor). Pro jejich přesné měření je tedy třeba velmi přesně určit i fázi, nejen modul impedance, což např. tradiční transformátorové můstky neumožňují.

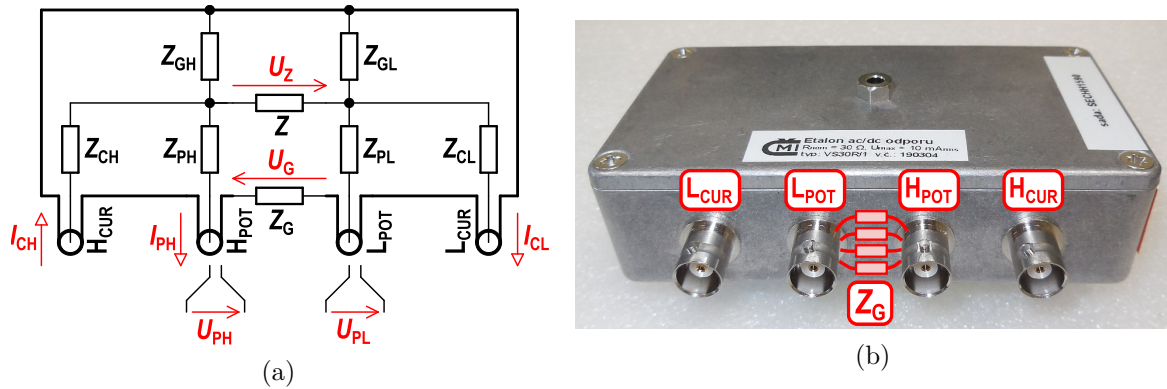
Společným řešením uvedených problémů jsou digitální impedanční můstky. Ty umožňují přesné kalibrace impedance v celé komplexní rovině ve značném kmitočtovém rozsahu a zároveň umožňují použití vysokých porovnávacích proudů nutných pro kalibrace vysokoproudových bočnic. Jejich použití navíc není omezeno jen pro nízké impedance, ale některé topologie mohou být využity minimálně do desítek kiloohmů. Jeden můstek tak umožňuje pokrýt široký rozsah kalibrací.

1 Současný stav

Následující kapitoly rozebírají v současnosti používané etalony a metody jejich kalibrace. Především se zaměřují na oblast impedancí nízkých hodnot.

1.1 Etalony impedance a definiční podmínky

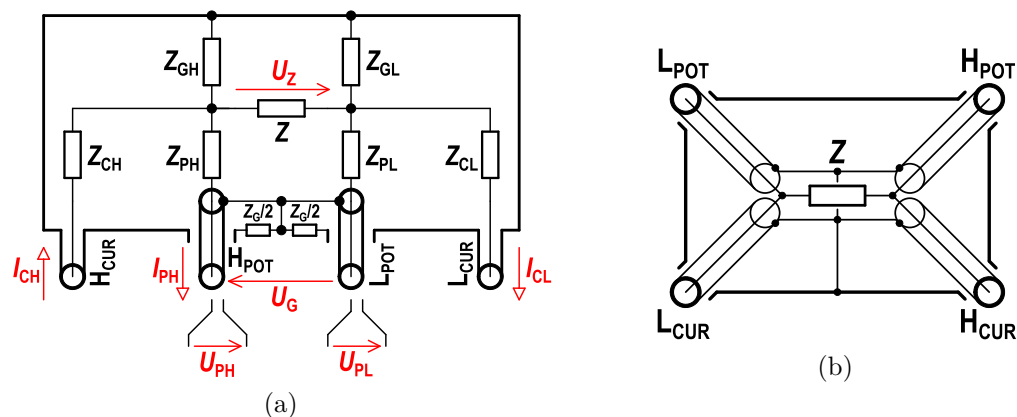
Před vlastním přehledem metod měření impedance budou stručně rozebrány etalony impedance, kterých se táto práce týká a jejich definiční podmínky měření. Zatímco praktická měření s impedančními můstky se zpravidla týkají dvousvorkových prvků (2T), pro účely kalibrací impedančních můstků (nebo obecně metrologické účely) jsou zpravidla používány etalony v tzv. čtyřpárovém provedení (4TP). Jedná se o čtyřbran, jehož zjednodušený ekvivalentní interní model je zobrazen na obr. 1.1. Ideální z hlediska kmitočtové závislosti



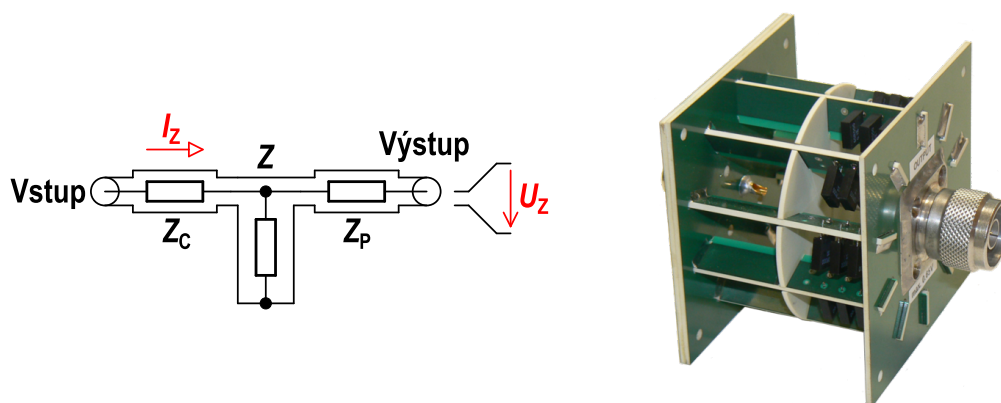
Obr. 1.1: Náhradní schéma a fotografie 4TP etalonu impedance. Pozn.: jsou zanedbány vzájemné indukčnosti.

etalonu by bylo považovat za hodnotu etalonu přímo vnitřní impedanci $\hat{Z}$, což může být např. vhodná mikrovlnná SMD součástka. To je ovšem díky ostatním parazitním prvkům etalonu neproveditelné bez jejich charakterizace. Proto je zpravidla pro 4TP etalony definována referenční rovina na hraně jeho svorek a jsou definovány tři definiční podmínky měření. První podmínkou je nulový potenciál $\hat{U}_{PL} = 0$ na potenciálové svorce L_{POT} . Díky tomu je na svodové impedanci $\hat{Z}_{GL}$ prakticky nulový potenciál a tím i minimální unikající proud. Druhou podmínkou je nulový proud $\hat{I}_{PH} = 0$ svorkou H_{POT} . Tím je minimalizována chyba vlivem úbytku napětí na výstupní impedanci H_{POT} svorky $\hat{Z}_{PH}$. Třetí definiční podmínkou je vyvážený proud všemi koaxiálními svorkami, tj. proud živým vodičem koaxiálních konektorů se musí vracet pláštěm. To je nutné díky vzájemným indukčnostem mezi vnitřními prvky etalonu i pláštěm. Ty ovlivňují zejména fázový úhel etalonů nízkých impedancí. Za těchto podmínek je efektivní impedance etalonu definována dle vztahu $\hat{Z}_{EF} = \frac{\hat{U}_{PH} - \hat{U}_{PL}}{\hat{I}_{PH}}$. Poslední podmínka je pro měření etalonů nízkých impedancí klíčová, protože u etalonů v tomto konstrukčním provedení měřicí proud vracející se pláštěm vyvolává úbytek napětí $\hat{U}_G$ na konečné impedanci pláště etalonu $\hat{Z}_G$. Díky definici efektivní impedance se tento úbytek stává součástí měřené efektivní impedance $\hat{Z}_{EF}$. Tento efekt při nevyvážených proudech může u typických etalonů odporu dosahovat změny impedance

o cca $300 \mu\Omega$ i při mědi propojených pláštích BNC konektorů. Z tohoto důvodu se často etalony nízkých impedancí realizují v modifikované formě dle obr. 1.2, zapojení a). Zde je spoj potenciálových zemí izolován od hlavní proudové země a je s ní spojen jen v jednom bodě. Při zanedbání vzájemných indukčností mezi pláštěm a potenciálovou zemí je úbytek $\hat{U}_G$ nulový a efekt nevyvážených proudů je značně potlačen. Alternativním řešením je pak zapojení podle obr. 1.2, zapojení b), kde jsou všechny svorky upnuté do panelu izolovaně a koaxiální vedení od nich je vedeno co nejblíže samotnému impedančnímu prvku. Pokud navíc všechny koaxiální kabely svírají vzájemný úhel cca 90° , pak je rovněž potlačen i vliv vzájemných indukčností. U praktických měření si ovšem nelze vybírat typ etalonu a vhodnost měřicích metod je tedy třeba posuzovat pro všechna možná provedení.



Obr. 1.2: Upravená konstrukce 4TP etalonu impedance vhodná pro nízké impedance: a) Verze s oddělenými proudovými a napěťovými zeměmi, b) Symetrická verze s protažením koaxiálních přívodů až k samotnému impedančnímu prvku.



Obr. 1.3: Náhradní schéma a fotografie koaxiálního etalonu impedance.

Druhým typem etalonu, který se však v nízkofrekvenční impedanční metrologii obvykle nepoužívá, je dvouportový koaxiální etalon. Tato práce však předpokládá kalibrace koaxiálních proudových bočníků, které jsou realizovány právě v tomto provedení. Zapojení etalonu a příklad provedení je ukázán na obr. 1.3. Vlastní impedance etalonu $\hat{Z}$ je zapojena proti koaxiální zemi. Obdobně jako v případě 4TP etalonů je třeba při měření zajistit nulový měřicí proud na výstupu, jinak na výstupní impedanci $\hat{Z}_P$ vzniká úbytek napětí.

1.2 Vypočitatelné etalony impedance

Speciální kategorií etalonů používaných v primární metrologii jsou etalony odporu s vypočitatelnou kmitočtovou závislostí. Pro oblast vyšších kmitočtů, kde nelze přímo použít např. střídavé měření s kvantovým Hallovým jevem (KHJ), jsou tyto etalony hlavním zdrojem metrologické návaznosti. Existuje řada variant vhodných pro různé impedance od jednotek miliohmů až po asi 100 k Ω . U těchto etalonů je vypočitatelný jak odpor, tak fázový úhel, resp. časová konstanta τ . Dají se rozdělit na dvě hlavní skupiny:

- Sada etalonů s identickou geometrií, ale různými odpory vlastních elementů. Impedance jednoho nebo více etalonů sady je určena matematickým postupem na základě předpokladu, že jedinou změnou je odpor elementů.
- Etalon s odporovými elementy takové geometrie, u které lze analyticky či numericky vypočítat kmitočtovou závislost impedance.

Příkladem první topologie jsou např. koaxiální etalony známé konstrukce s přepážkami osazenými rezistory podle obr. 1.3. Lze je osazovat rezistory různých hodnot beze změny ostatních parametrů. Tento postup byl popsán např. v [5]. Jinou variantou je řešení s klecovou konstrukcí s paralelními odporovými vodiči, které lze nahradit měděnými vodiči o stejném průřezu a tím opět získat dva etalony se stejnou indukčností (při zanedbání skin efektu) a kapacitou, ale odlišnou činnou složkou odporu. Vzájemným porovnáním několika takových etalonů lze vypočítat jejich absolutní parametry. Tato řešení vedou k výborným nejistotám časových konstant až 50 ps ovšem neposkytují uspokojivou nejistotu pro činnou složku impedance.

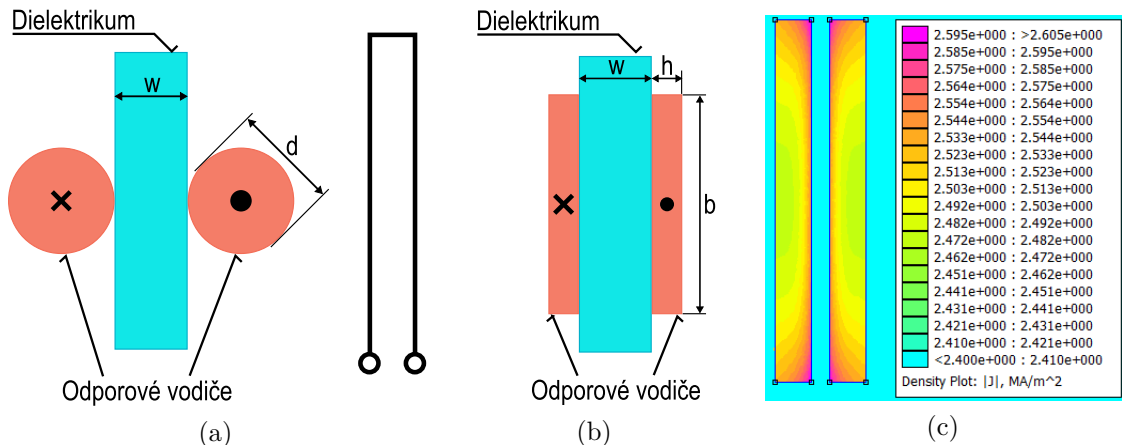
Příkladem druhé topologie jsou etalony s odporovými vodiči různých geometrií. Existuje řada variant vhodných pro různé hodnoty impedance a přesnosti. Základní variantou jsou koaxiální etalony trubkové konstrukce, kde je odporový vodič umístěn ve středu měděné trubky. Trubka je buďto použita jako součást obvodu (zkratované vedení) [6] nebo je použita jen jako koaxiální stínění a 4TP svorky jsou na jejích koncích (Haddádův odpor), což je nevhodné pro vysoké kmitočty. S těmito etalony lze dosáhnout nejistoty činné složky odporu i v řádu 10^{-6} na 1 MHz. Jsou ovšem vhodné spíše pro vyšší hodnoty odporu od 100 Ω výše a jsou poměrně komplikované na výrobu, pokud má být dosažena požadovaná nejistota. Pro nízké impedance by vycházela vysoká vlastní indukčnost a silný vliv koncových efektů, které by zvyšovaly nejistotu až řádově.

Pro oblast nižších impedancí nad 1 Ω jsou tedy relevantní především etalony bifilárního typu v různých variantách. Touto oblastí se zabývá např. [7]. Základní princip je naznačen na obr. 1.4. Cílem vývoje vypočitatelných etalonů je většinou dosáhnout co nejnižší časovou konstantu τ . Ta je v případě bifilárních etalonů přibližně vypočitatelná podle vztahu:

$$L_{EF} = L_W - 2M_W, \tau = \frac{L_{EF}}{R_W} - \frac{C_W R_W}{2}, \quad (1.1)$$

kde L_W je vlastní indukčnost odporového vodiče bifilární smyčky, M_W vzájemná indukčnost rovnoběžných úseků smyčky, C_W kapacita mezi rovnoběžnými vodiči a R_W činný odpor vodiče. Pro vyšší hodnoty odporu lze nalézt takovou geometrii, kdy se kapacitní a indukčnostní složky vyruší [8]. Pro etalony pod 100 Ω však vychází potřebná vzdálenost mezi vodiči velmi malá, takže jsou v zájmu minimální vzdálenosti připevněny na vhodném tenkém dielektrickém nosiči, např. na křemenném skle. Tato řešení však mají

své konstrukční limity a nedosahují nejistot časové konstanty pod 1 ns, což je pro účely této práce asi desetinásobek požadované hodnoty. Pro nižší hodnoty odporu existuje dále varianta bifilárních etalonů s páskovými vodiči podle obr. 1.4. Tato varianta umožňuje dosáhnout s ještě přijatelně velkými rozměry odporového elementu hodnotu odporu $1\ \Omega$. Toto řešení ovšem vykazuje značnou kmitočtovou závislost i nejistotu jak odporu, tak časové konstanty, protože změřit přesně geometrii je ještě složitější než pro kruhové vodiče. Kromě bifilárních etalonů existují ještě varianty s násobně přeloženou smyčkou tj. kvadrifilární či oktofilární např. podle [9]. Ty jsou ovšem pro nízké impedance opět nevhodné díky koncovým efektům a vlastní indukčnosti. Společným problémem všech

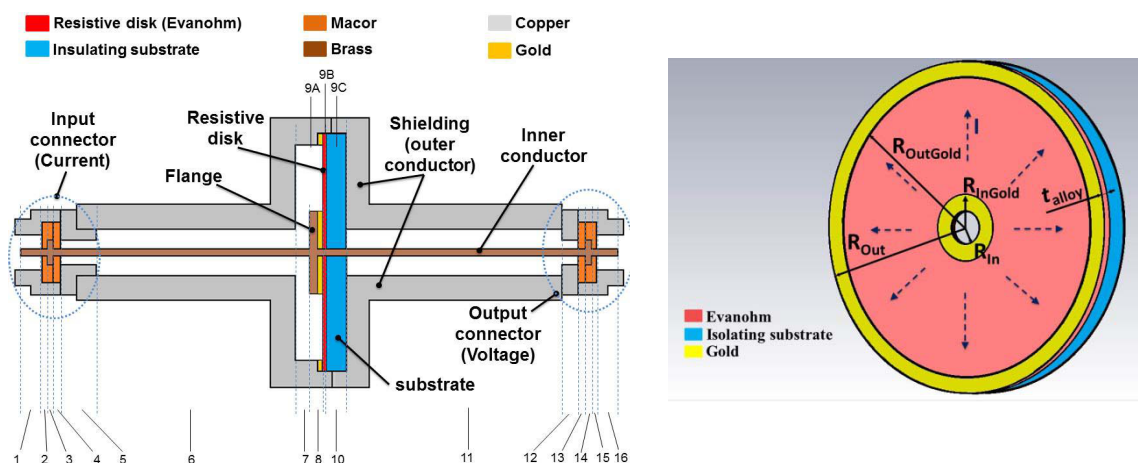


Obr. 1.4: (a) Bifilární vypočitatelný etalon odporu s klasickými odporovými vodiči, (b) Varianta s páskovými vodiči, (c) Simulace proudové hustoty varianty s páskovými vodiči.

4TP etalonů nižších hodnot jsou tzv. koncové efekty. Vlastnosti samotné odporové smyčky, či smyček pro kvadrifilární a oktofilární varianty odporu, lze poměrně snadno spočítat. S klesající impedancí ovšem roste jednak vliv nejistoty výpočtu ohybů vodiče a především vliv přechodu z odporové smyčky na 4TP koaxiální konektory. Moderní přístup k řešení koncových efektů je použití numerického modelování metodou konečných prvků (FEM) ve třech rozměrech, což ovšem vyžaduje značné úsilí, speciální SW nástroje a v případě výpočtu nejistot i značný výpočetní výkon. Navíc ověřitelnost výsledků je pro absenci jiných přesnějších etalonů či kalibračních metod problematická. Zde je tedy značný prostor k hledání praktičtějších řešení.

Pro oblast velmi nízkých impedancí až do řádu miliohmů, která je praktická pro kalibraci proudových bočníků, jsou vhodné vypočitatelné etalony s diskovým odporovým elementem. V současnosti nejlepším příkladem je bočník vyvinutý na LNE [10]. Náskres je naznačen na obr. 1.5. Základem je disk s tenkou odporovou vrstvou nebo fólií. Rezonanční kmitočet těchto etalonů je cca 500 MHz a navíc tenká odporová fólie zajišťuje minimální skin efekt, takže kmitočtová závislost na 1 MHz je velmi nízká. Etalony tohoto typu by v budoucnosti mohly představovat hlavní zdroj návaznosti pro silnoproudé bočníky i v kmitočtovém pásmu nad 1 MHz. Předpokládá se jejich kalibrace technikou vektorových impedančních analyzátorů (VNA) kompenzovaných právě těmito vypočitatelnými bočníky, které lze dle autorů realizovat minimálně do hodnoty $15\ \Omega$. Vyšší hodnoty odporu by vyžadovaly extrémně tenkou odporovou vrstvu nebo rozměrný disk. Existují sice varianty s

napávanou vrstvou [11], ovšem ty nejsou snadno realizovatelné a také charakterizovatelné. Obecně ovšem etalony koaxiálního typu nejsou vhodné jako reference pro kalibrace 4TP etalonů impedance, což je jeden z cílů práce. K tomuto účelu by mohly být použity pouze v kombinaci s S-Matrix technikou [12].



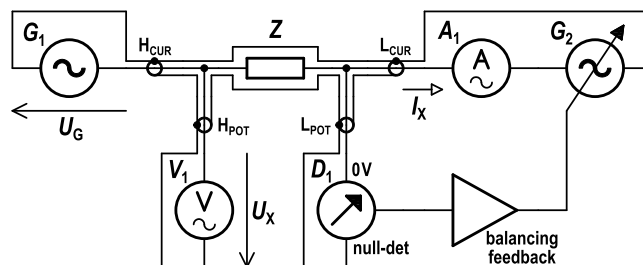
Obr. 1.5: Vypočitatelný koaxiální odporový bočník diskového typu (převzato z [10]).

1.3 Impedanční můstky

V současnosti používané metody měření nízkých impedancí jsou rozepsány v následujících kapitolách. Metody jsou posuzovány z pohledu schopnosti měření nízkých impedancí, nicméně většinou jsou aplikovatelné i na vyšší hodnoty impedance.

1.3.1 Autobalanční můstky

Nejběžnější metodou měření impedancí v praxi je použití autobalančních můstků. Je to sice metoda používaná především v sekundární metrologii, nicméně za jistých okolností může dostačovat i pro nejpreciznější měření. Princip funkce těchto impedančních můstků je znázorněn na obr. 1.6. Měřená impedance $\hat{Z}$ je zde napájena z generátoru napětí G_1



Obr. 1.6: Princip funkce autobalančního můstku.

do proudové svorky H_{CUR} . Napětí potenciálové svorky L_{POT} je pak pomocí nulového detektoru a autobalančních obvodů generátorem G_2 vyvažováno na nulu. Tím je zajištěno, že ze svorky L_{POT} do pláště etalonu neteče svodový proud, což je obdoba Wagnerovy

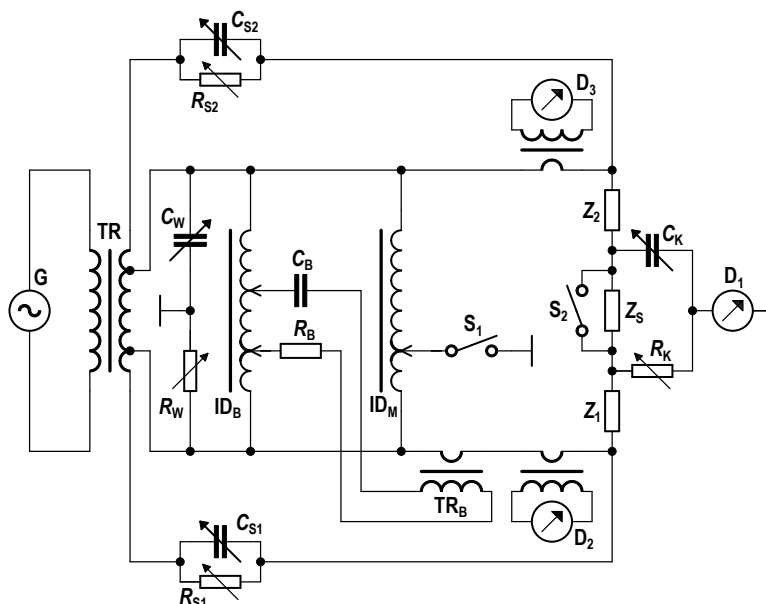
země známé z klasických transformátorových můstků. Následně je na svorce H_{POT} měřen synchronním voltmetrem V_1 vektor napětí na etalonu $\hat{U}_X$ a synchronním ampérmetrem A_1 vektor proudu etalonem $\hat{I}_X$. Z těch je následně vypočtena komplexní impedance etalonu $\hat{Z}_X = \frac{\hat{U}_X}{\hat{I}_X}$. Je zřejmé, že dosažitelná nejistota měření je dána přesností řady interních korekcí prováděných můstkem. Můstek totiž porušuje dvě ze tří definičních podmínek 4TP impedance. Předně zatěžuje svorku H_{POT} díky své konečné vstupní impedanci. To vede k rezonanci s výstupní impedancí H_{POT} svorky etalonu a tím k nárůstu indikované hodnoty impedance. Tento jev SW můstku potlačuje pomocí vhodné korekce, která je ovšem buďto nastavena pevně pro určitou typickou hodnotu výstupní impedance H_{POT} svorky nebo je změřena s velmi omezenou přesností na ref. etalonu. Další problém pak je, že autobalanční můstky, možná až na pár dosud neidentifikovaných modelů, nejsou schopné zajistit vyvážené proudy všemi čtyřmi kabely zejména na nízkých kmitočtech. Můstky jsou sice na svých svorkách vybaveny koaxiálními tlumivkami, ale ty jsou většinou malé a začínají tak fungovat až od desítek kilohertz. Proto není neobvyklé, že při měření etalonů malých impedancí v provedení podle obr. 1.1 dochází k offsetu měřené hodnoty na nízkých kmitočtech a s rostoucím kmitočtem tento offset mizí. Tomuto jevu nelze dost dobře nijak zabránit. Mimo problému definičních podmínek je ještě třeba vzít v úvahu i úbytek napětí vznikající na kabelu svorky L_{CUR} , který vede k úniku části proudu mimo měřicí obvod přes kapacitu kabelu. SW můstku to opět koriguje pro typický kabel definované délky, ale při měření přes adaptéry tato korekce přestává fungovat a manuální korekce je velmi obtížná. Další vlastností autobalančních můstků je rovněž fakt, že neměří absolutní impedanci 4TP etalonu, ale změřené hodnoty jsou vždy vztažené k nulovým etalonům, které korigují zbytkové impedance (SHORT a OPEN korekce). Zejména SHORT modul ovšem nikdy nemá dokonale nulovou impedanci $\hat{Z}_{\text{SH}}$. Pokud není zbytková hodnota známá, pak vnáší do měření další chybu a to i v poměrových měřeních. Charakterizace zbytkových impedancí SHORT modulu, tj. měření hodnot v řádu mikroohmů a jednotek pikohenry je poměrně nová oblast. Měření v této oblasti impedancí bylo provedeno např. zde [13].

Proto jsou tyto můstky pro přesná měření používány prakticky výhradně v poměrovém režimu, tj. jsou jimi postupně měřeny impedance $\hat{Z}_{M1}$ a $\hat{Z}_{M2}$ etalonů Z_1 a Z_2 a samotný můstek slouží pouze jako transfer etalon. Vlastní hodnota etalonu je pak vypočtena jako $\hat{Z}_2 = \hat{Z}_1 \cdot \frac{\hat{Z}_{M2}}{\hat{Z}_{M1}}$, kde $\hat{Z}_1$ je známá hodnota etalonu Z_1 a $\hat{Z}_2$ je výsledná hodnota měření. Takto lze porovnat jen etalony stejných nominálních hodnot, jinak se projeví nelinearita můstku, kterou by bylo třeba důkladně prověřit např. simulátorem dle [14]. Tato technika však zdaleka není použitelná pro všechny můstky. Linearita v rámci jednotlivých rozsahů byla testována také např. v [15]. Ani poměrové měření však neřeší problém rozdílných výstupních impedancí H_{POT} svorky etalonů a problém unikajícího proudu z L_{CUR} kabelu. Nevyvážení proudů v koaxiálních kabelech u těchto můstku také znamená, že nejsou plně potlačena magnetická pole a výsledky měření jsou pak značně závislé na vzájemné poloze kabelů. Pokud se během výměny porovnávaných etalonů Z_1 a Z_2 polohy kabelů změní, je do měření vnesená další chyba. Tento efekt roste s klesající impedancí. Přesto však existují případy, kdy byl pro charakterizaci proudových bočníků použit právě RLC můstek, viz. systém použitý v NMI RISE [16] a [17]. Zde jsou pro korekci fázových chyb můstku použity vypočitatelné etalony indukčnosti. Celá metoda je ovšem použitelná jen

pro vyšší kmitočty, kde jsou již proudy v koaxiálních kabelech relativně vyvážené i díky vlastní indukčnosti koaxiálního kabelu. Pro nižší kmitočty je použita extrapolace, což není z metrologického pohledu korektní řešení. Navíc celá metoda předpokládá výbornou fázovou linearitu můstku. Závěrem tedy lze říci, že autobalanční můstky jsou použitelné spíše pro měření impedancí nad $10\ \Omega$, přičemž s výjimkou porovnávání dvou etalonů stejného typu a nominální hodnoty nelze pro kmitočty 1 MHz očekávat nejistoty pod asi 0,01%. Pokud jsou však porovnávány dva etalony identické konstrukce i hodnoty, tak pro impedanci $10\ \Omega$ lze reálně dosáhnout nejistot měření pod $20\ \mu\Omega/\Omega$ i na 1 MHz. To je ovšem v praxi dosti neobvyklá situace.

1.3.2 Klasické transformátorové můstky

Dosud nejpresnější metodou pro kalibrace impedancí jsou klasické transformátorové můstky. Tato problematika je velmi dobře rozebrána v [18]. Zjednodušené zapojení 4TP můstku pro porovnávání impedancí stejného typu je uvedeno na schématu na obr. 1.7. Hlavní poměr impedancí etalonů Z_1 a Z_2 je určen precizním indukčním děličem ID_M . Místo



Obr. 1.7: Principiální zapojení 4TP můstku pro porovnávání impedancí stejného typu.

vícedekádových nastavitelných děličů se kvůli přesnosti používá pevný indukční dělič s poměrem např. 1:10 a jemné vyvážení zajišťuje komplexní napětí přičtené do série s ID_M přes injekční transformátor TR_B z pomocného nastavitelného děliče ID_B . Dále je použit obvod Wagnerovy země s prvky R_W a C_W , který zajišťuje nulový potenciál srovnávacího spoje etalonů. Aby mohl můstek měřit čtyřpárově, je navíc doplněna Kelvinova větev s prvky R_K a C_K . Pro dosažení nulového proudu z napěťových svorek jsou navíc ještě doplněny dva komplexní zdroje proudu R_{S1} , R_{S2} , C_{S1} a C_{S2} a pomocné nulové indikátory D_1 a D_2 . Jak je patrné, můstek obsahuje celkem 10 stupňů volnosti a během procesu vyvažování se všechny vzájemně ovlivňují. Pro nižší kmitočty lze sice vynechat pomocné proudové zdroje R_{S1} , C_{S1} a R_{S2} , C_{S2} , takže se počet vyvažovacích prvků zredukuje na šest,

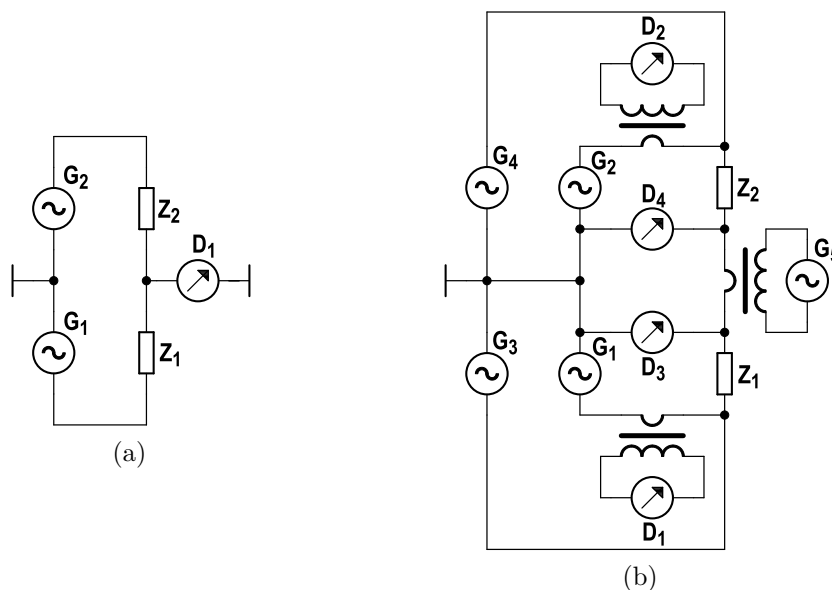
ale stále se jedná o zdlouhavý proces měření. V současnosti jsou tyto můstky automatizovány nahrazováním pomocných vyvažovacích prvků fázově spřaženými elektronickými generátory DDS, takže minimálně pomocné vyvažování probíhá automaticky, viz např. [19]. Případně také byly provedeny experimenty s děliči ovládanými pomocí relé [20].

Tyto topologie pro kmitočty okolo 1 kHz dosahují nejistot až 10^{-9} na hlavní složce impedance. Pro impedance pod $1\ \Omega$ jsou pak nejistoty přinejlepším v řádu 10^{-7} . Cenou za tuto nejistotu je ovšem nemožnost porovnat impedance s jiným než nominálním poměrem, tj. např. 1:10. Dále se hodnoty etalonů nesmí příliš odlišovat od nominálních hodnot, jinak roste velikost napětí injektovaného z TR_B a tím i nejistota. Dále nelze porovnat etalony různého typu, tj. např. $R - C$. K tomu slouží kvadrurní topologie můstku s ještě vyšším počtem stupňů volnosti vyvažování. Rovněž není možné porovnávat cívky, protože jejich fázové úhly jsou značně rozdílné. Zároveň je nelze použít ve větším kmitočtovém rozsahu. Pro pokrytí rozsahu desítek hertz až 1 MHz je třeba několik samostatných můstků s odpovídajícími modifikacemi topologie (transformátory a tlumivky). Z uvedených důvodů se tyto můstky příliš nehodí pro častější měření. Smysl mají spíše pro několik nejpřesnějších měření, jako např. navázání pracovních etalonů v oblasti pod $1\ \Omega$ na vypočitatelné etalony odporu s hodnotami nad $100\ \Omega$, kde lze dosáhnout lepších nejistot. Dále již měření probíhá dalšími metodami.

1.3.3 Digitální impedanční můstky

Další skupinou můstků jsou můstky založené výhradně na precizních elektronických zdrojích DDS (Direct Digital Synthesis). U tohoto typu můstků je hlavní transformátor kompletně nahrazen párem fázově spřažených DDS generátorů. Poměr impedancí je u těchto můstků definován komplexním poměrem DDS generátorů G_1 a G_2 . Výhodou je, že tato topologie vykazuje téměř konstantní nejistotu měření v plné komplexní rovině. Můstek tedy není limitován na diskrétní poměry impedancí etalonů Z_1 a Z_2 . Lze jím porovnat libovolné dvě impedance s libovolnými fázovými úhly. Základní topologii se dvěma zdroji (DSB - Dual Source Bridge) představuje dvou párový můstek (2TP) na obr. 1.8 vlevo, kterým nelze měřit nízké impedance. Příkladem tohoto můstku pro frekvenční pásmo do 1 MHz je např. [21]. Omezení DSB můstků (2TP měření) lze odstranit rozšířením na 4TP topologii pomocí dalších zdrojů jak je ukázáno na obr. 1.8 vpravo. Příkladem implementace je např. [22]. Použití této topologie pro kmitočty 1 MHz v době řešení této práce však nebylo demonstrováno.

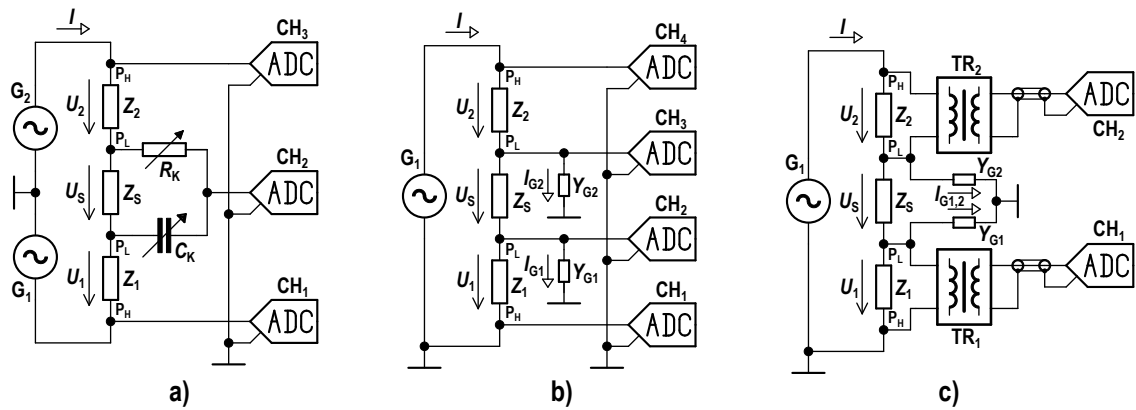
Výhodou této topologie je tedy široký rozsah měřitelných impedancí i široký použitelný kmitočtový rozsah. Pro nízké kmitočty lze dosáhnout nejistoty měření v řádu 10^{-7} V/V. Nevýhodou je, že pro takové nejistoty a zejména pro vyšší kmitočty je třeba realizovat velmi stabilní fázově spřažené DDS generátory. Na rozdíl od vzorkovacích můstků je třeba, aby hlavní DDS generátory G_1 a G_2 měly vynikající stabilitu mezikanálového zisku a fáze pokud možno alespoň v řádu hodin. Navíc je složitější kalibrovat jejich linearitu, jednak kvůli omezené stabilitě a také díky dvěma různým nelinearitám generátorů G_1 a G_2 , proti možnosti kalibrovat jen jednu nelinearitu u vzorkovacích můstků s multiplexerem.



Obr. 1.8: Topologie (a) dvoupárového a (b) čtyřpárového digitálního můstku se synchronizovanými generátory.

1.3.4 Digitální vzorkovací můstky

Posledním typem můstků jsou digitální vzorkovací můstky. Ty se výborně hodí pro oblast nízkých impedancí. U těchto můstků je poměr impedancí určen měřením komplexních úbytků napětí $\hat{U}_1$ a $\hat{U}_2$ na etalonech Z_1 a Z_2 na základě číslicového zpracování navzorkovaných průběhů napětí zaznamenaných pomocí precizních digitizérů. Impedance je pak vypočtena jako u klasických můstků $\hat{Z}_2 = \hat{Z}_1 \cdot \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}$. Společným problémem v oblasti nízkých impedancí ve čtyřsvorkovém (4T) nebo 4TP režimu je úbytek napětí $\hat{U}_S$ mezi napětovými svorkami etalonů. Ve schématech na obr. 1.9 je tento úbytek znázorněn impedancí vodiče $\hat{Z}_S$. Bohužel vhodné digitizéry mají své vstupy prakticky vždy galvanicky spojeny se zemí, takže nelze jednoduše použít dvoukanalovou kartu a připojit jeden kanál ke každé z impedancí. Vhodné není ani použití rozdílových zesilovačů, protože činitel potlačení souhlasného napětí (CMRR) je velmi omezující a s rostoucím kmitočtem se takové řešení stává prakticky nepoužitelné. Rozdílové zesilovače jsou použity např. v [23], ovšem s omezením do cca 100 kHz. Jednou výjimkou jsou nízkofrekvenční můstky založené na precizních vzorkovacích multimetrech Agilent 3458, které nabízí dostatečné CMRR. Ty jsou však vhodné jen pro kmitočty do řádu jednotek kilohertz a nízké impedance. Základní variantou těchto můstků je zapojení podle obr. 1.9, schéma a) které se používá např. v NMI INMETRO [24]. Problém úbytku je zde řešen klasickou Kelvinovou větví známou z transformátorových můstků. Ta je ovšem manuálně vyvažovaná a případná automatizace je poměrně komplikovaná. Samotné vyvážení je zajištěno nastavením poměru fázově spřažených generátorů G_1 a G_2 . Schéma je zjednodušené, protože pro správnou funkci je nutné zajistit kompenzaci rozdílných přenosů digitizérů CH_1 a CH_3 . To se v praxi řeší měřením jedním společným digitizérem s multiplexerem v konfiguraci 1 ze 2 v režimu časového multiplexu. Případně může být před měřením provedena kalibrace spojením obou kanálů paralelně a změřením jejich vzájemné chyby. V tomto režimu je ovšem třeba



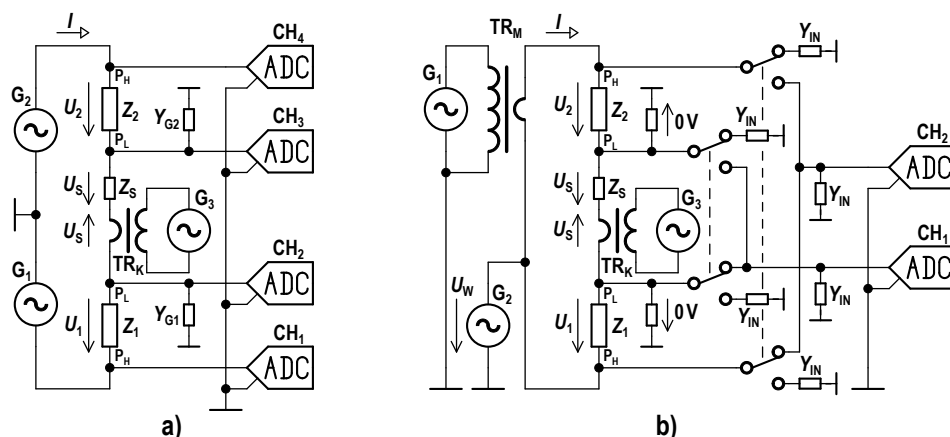
Obr. 1.9: Možná principiální zapojení digitálních vzorkovacích můstků: a) řešení s Kelvinovou větví, b) řešení s korekcí na svodové admittance, c) řešení s izolačními transformátory.

počítat s omezenou časovou stabilitou zisku a fáze digitizérů.

Další možné řešení podle schématu na obr. 1.9, varianta b) bylo použito v NMI RISE [25]. Jedná se o minimalistické řešení, kde jsou obě impedance napájeny společným zemněným zdrojem Clarke Hess 8100 (do 100 A na 100 kHz). Není zde nijak řešeno vyvažování, tj. na spoji etalonů je nenulové napětí. To vede k tomu, že část porovnávacího proudu $\hat{I}$ uniká přes vstupní admittance kabelů a digitizérů $\hat{Y}_{G1}$ a $\hat{Y}_{G2}$. Tento problém je řešen pomocí korekce. Problémem je, že vstupní admittance použitých digitizérů National Instruments 5922 je značně kmitočtově závislá, viz. např. měření [26] a navíc je závislá i na teplotě. Toto řešení je tedy použitelné především pro velmi nízké impedance a vysoké porovnávací proudy, kde svodové proudy $\hat{I}_{G1}$ a $\hat{I}_{G2}$ jsou malé a stačí tedy určit vstupní admittance s relativně malou přesností. Nicméně již bylo prokázáno, že řešení je funkční až do 1 MHz. Opět je zde ale nutné řešit mezikanálové chyby digitizérů a jejich omezenou stabilitu, která omezuje dosažitelné nejistoty poměru impedancí na minimálně asi 0,01%.

Zcela odlišné řešení bylo implementováno v NMI INRIM [27]. Schéma je uvedeno na obr. 1.9, zapojení c). Můstek je hrubě vyvážen pomocí dvou zdrojů, tak aby ve srovnávacím bodě bylo zhruba nulové napětí. Samotné úbytky napětí jsou měřeny přes speciální izolační transformátory. Jedná se o relativně komplikované dvoustupňové transformátory s pomocným buzením napájeným přes buffer s vysokou vstupní impedancí. Samotné vstupní vinutí je vybaveno ekvipotenciálovým stíněním a připojení k etalonům i digitizérům je řešeno přes triaxiální kabely, kde prostřední stínění je opět napájeno z ekvipotenciálových bufferů. Díky těmto úpravám transformátor vykazuje zdánlivou vstupní impedanci v řádu stovek kiloohmů. Problémem této topologie jsou poměrně obtížně realizovatelné transformátory. Ty navíc nedokáží pracovat na kmitočtech pod cca 500 Hz. Dále je třeba počítat s korekcí na zatížení bočnic vstupní impedancí transformátorů, která je ovšem značně závislá na kmitočtu, na impedanci digitizéru a díky nelinearitě také na amplitudě napětí. Autoři předpokládají, že tyto chyby vykompenzují záměnou obou transformátorů v polovině měření, nicméně to ne zcela řeší problém jejich nelinearit. Navíc napětí na spojených svorkách etalonů nejsou nulová, takže opět dochází k úniku části proudu do země.

Další používaná varianta je uvedena na schématu a) na obr. 1.10. Toto řešení je používáno s drobnými modifikacemi např. v NMI VSL [28] nebo METAS [29].



Obr. 1.10: Digitální vzorkovací můstek s eliminací úbytku napětí na spoji mezi etalony: a) zjednodušené zapojení, b) varianta s kompenzací chyb digitizérů a galvanicky odděleným napájením.

V těchto zapojeních je úbytek mezi napěťovými svorkami eliminován pomocí třetího fázově spráženého zdroje G_3 . Můstek je pak vyvážen poměrem generátorů G_1 a G_2 . Tím je zajištěno, že na obou P_L svorkách je nulové napětí a tím je zcela zamezeno unikání části porovnávacího proudu do země. Zbývá tak již jen měřit komplexní poměr napětí na P_H svorkách. Jiná praktická realizace tohoto typu můstku je uvedena na schématu b) na obr. 1.10. Namísto dvou výkonových zdrojů je použit jeden společný generátor G_1 . Ten je galvanicky oddělen izolačním transformátorem, který zároveň slouží k impedančnímu přizpůsobení. Vyvažování je zde zajištěno pomocným napěťovým zdrojem G_2 . Toto řešení napájení je použito např. v NMI VSL [30]. Schéma b) zároveň ukazuje praktické řešení kompenzace mezikanálových chyb digitizérů pomocí multiplexeru. Vstupy multiplexeru jsou od měřených etalonů buďto odděleny pomocí bufferů nebo musí být zajištěno, že jsou napěťové svorky etalonů zatěžovány konstantní admitancí bez ohledu na zvolenou trasu multiplexeru. To je v tomto zapojení řešeno pomocí substitučních admitancí $\hat{Y}_{IN}$.

Výhodou vzorkovacích můstků je, že k jejich vyvažování nejsou třeba DDS generátory s vysokou stabilitou nebo linearitou. Komplexní poměr napětí je určen pomocí digitizérů, jejichž nestabilitu zisku a fáze lze snadno eliminovat časovým multiplexem. I na nejnižších kmitočtech je perioda multiplexu maximálně stovky milisekund, takže dlouhodobá stabilita digitizérů nehraje žádnou roli. Jediným požadavkem na digitizéry je stabilita jejich linearity a amplitudové a kmitočtové rozlišení DDS generátorů, aby bylo možné můstek vyvážit.

Vzorkovací můstky navíc umožňují realizaci některých speciálních topologií, které obchází problémy zemních smyček. Dále také umožňují různá atypická měření, jako např. přímé měření zkreslení bufferů s jednotkovým přenosem.

Většina publikovaných můstků uvedených topologií v době zahájení řešení této práce byla navržena pro kmitočty do 20 kHz, většinou se vzorkovacími multimetry Agilent 3458A. Některé jsou určeny pro kmitočty do 100 kHz, většinou s využitím digitizérů National Instruments 4461 a jen jediný podle [25] do 1 MHz. Podle diskuze s autory se však jedná o

experimentální řešení a je stále ve vývoji, protože je mimo jiné poněkud problematické zajistit větší porovnávací proudy na kmitočtech v okolí megahertz. Mezinárodní porovnání v oblasti fázových chyb bočníků (provedené jen do 100 kHz) ukazují sice shodu v rámci nejistot měření, nicméně rozptýl výsledků je celkem značný a nejistoty zdaleka nedosahovaly požadavků této práce. Je zde tedy stále prostor pro další vývoj. Dosažitelná rozšířená nejistota měření s touto topologií je v krajním případě cca $1 \mu\text{V/V}$ a $0,5 \mu\text{rad/kHz}$.

2 Cíle

Celkovým cílem práce je kompletní řešení metrologie nízkých impedancí pod 10Ω v kmitočtovém rozsahu minimálně do 1 MHz.

Hlavním cílem je vyvinout a realizovat digitální vzorkovací můstek schopný porovnávat především nízké impedance v plné komplexní rovině v kmitočtovém rozsahu minimálně do 1 MHz. Můstek bude určený primárně pro oblast impedancí pod 10Ω , tj. pro proudové bočníky a nízkoimpedanční 4TP etalony. Potenciální možnost měření běžných 4TP etalonů do alespoň desítek kiloohmů je rovněž žádoucí. Topologie by měla být zároveň použitelná pro obecné měření komplexního poměru napětí např. pro účely kalibrace napěťových děličů a přenosů zesilovačů. Ke konstrukci můstku by se měly pokud možno použít komponenty již dostupné na oddělení elektrických veličin ČMI Brno.

Dílčím cílem je vyřešit způsob generování porovnávacího proudu. Pro oblast do 100 kHz je předpokládán rozsah do cca 20 A. Na kmitočtu 1 MHz by měly být zesilovače schopné dodat ideálně alespoň 5 A speciálně pro účely kalibrace koaxiálních proudových bočníků. Budou zváženy možnosti realizace jednoho univerzálního zdroje schopného pokrýt celý rozsah kmitočtů. Pokud se nepodaří realizovat zesilovač takových parametrů, bude pro oblast do 1 MHz vyvinut samostatný zesilovač uzpůsobený pro napájení proudových bočníků pravděpodobně s použitím výstupních transformátorů.

Dalším cílem je vyřešení kompletní kalibrace můstku, především pak jeho linearity a jeho validace pomocí modelu a měření etalonů známých hodnot. K tomuto účelu budou využity jak vypočitatelné etalony, etalony kalibrované jinými metodami a také porovnání s bočníky kalibrovanými klasickou ac-dc metodou pomocí termokonvertorů.

Jako dílčí cíl budou vyvinuty vypočitatelné etalony co nejjednodušší konstrukce, které bude možné vyrobit v hodnotách pod 100Ω . Ty budou využity jak ke kalibraci můstku, tak i jako referenční etalony pro odvození stupnice impedance nízkých hodnot.

Výsledkem řešení všech uvedených cílů bude postupné navýšení měřicích schopností ČMI v KCDB databázi do vyšších kmitočtů a nižších impedancí. Cílové rozšířené nejistoty můstku včetně příspěvku referenčních etalonů jsou pod $100 \mu\Omega$ pro modul impedance na 1 MHz a pod $700 \mu\text{rad/MHz}$ pro fázový úhel.

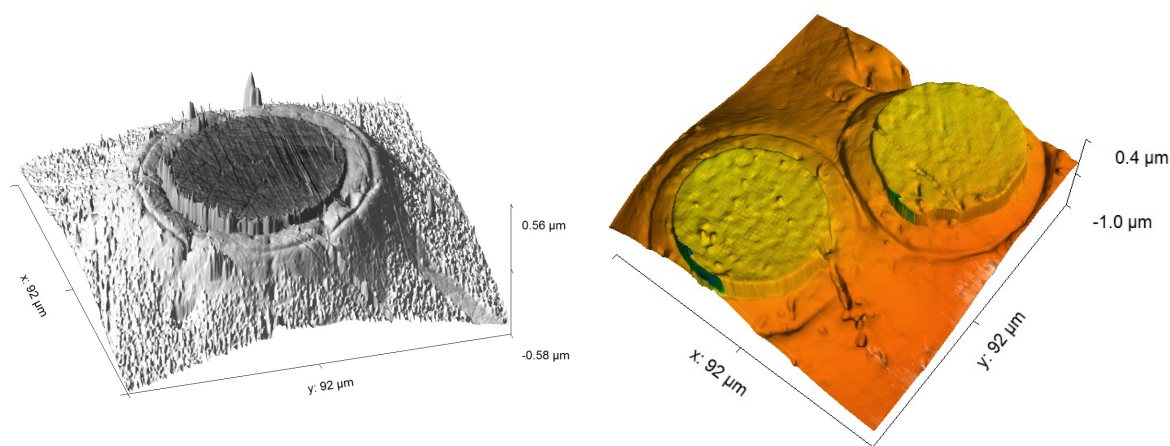
3 Dosažené výsledky

Následující kapitoly popisují vyvinutý měřicí systém pro nízké impedance. Nejprve jsou prezentovány nové vypočitatelné etalony odporu, které posloužily ke kalibraci digitálního můstku i jako referenční etalony pro vlastní měření. Dále je prezentován

digitální vzorkovací impedanční můstek, jeho varianty pro různé kmitočty a porovnávané etalony, zpracování signálů a provádění korekce. Dále je prezentován obvodový model můstku a rozbor nejistot měření. Závěrem je prezentována série validačních měření a mezinárodní porovnání prokazující vlastnosti můstku.

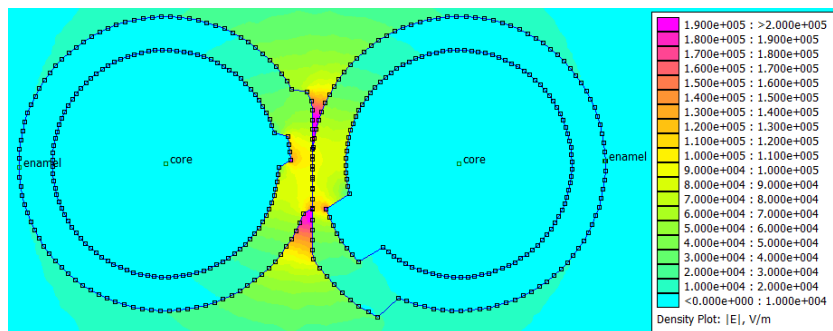
3.1 Vypočitatelný etalon odporu

Pro kalibraci linearity můstku i jako zdroj metrologické návaznosti pro oblast nízkých impedancí byly zvoleny vypočitatelné etalony odporu bifilárního typu. Tento typ etalonů byl zvolen, protože je nejjednodušší na konstrukci a lze je realizovat v relativně nízkých hodnotách minimálně asi od $10\ \Omega$ výše. Cílem vývoje bylo především získat etalon fázového úhlu, resp. časové konstanty s rozšířenou nejistotou cca 100 ps. Vedlejším cílem byla i vypočitatelná závislost činné složky impedance. Vlastní odporový element byl navržen netradičně stočením smaltovaného manganinového odporového vodiče průměru cca $40\ \mu\text{m}$ volně v prostoru bez použití dielektrického nosiče. Tím se jednak zredukovala vlastní indukčnost smyčky na minimum, dále se konstrukce maximálně zjednodušila a takto stočený vodič bylo rovněž možné snadno geometricky charakterizovat včetně koncových deformací. Geometrie stočeného páru vodičů byla měřena na metalografickém výbrusu vzorku s desítkami stočených vodičů pomocí mikroskopů AFM (Mikroskopie atomárních sil) a SThM (Skenovací teplotní mikroskopie) na oddělení nanometrologie na ČMI Brno. Příklad těchto měření je ukázán na obr. 3.1. Díky použití kombinace AFM a SThM je přehledně odlišeno jádro vodiče od smaltu a smalt od epoxidu.

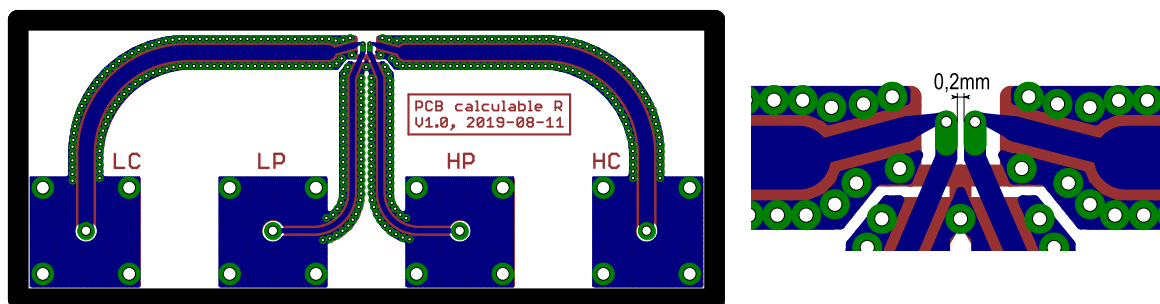


Obr. 3.1: Charakterizace řezů odporového vodiče (vlevo) a bifilární odporové smyčky (vpravo) pomocí AFM+SThM mikroskopu. Reliéf je získán z dat AFM a barva z dat SThM.

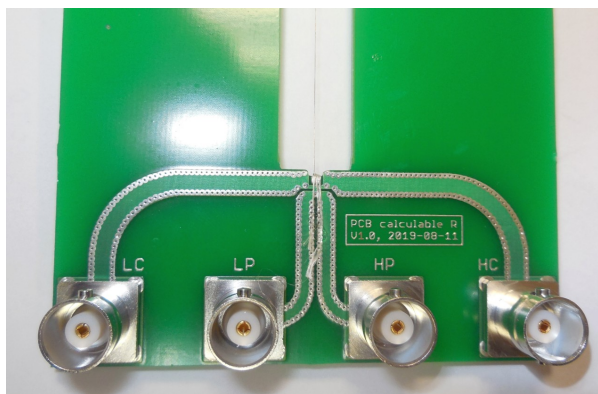
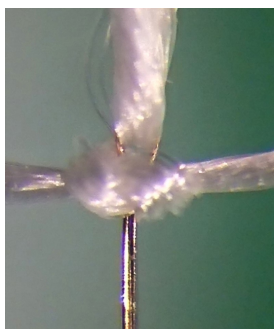
Charakterizace permeability vodiče byla provedena experimentálně srovnáním změřené a vypočtené indukčnosti kruhového závitu vodiče, což bylo pro účely etalonu plně dostačující. Mezivodičová kapacita a ztrátový činitel byly změřeny na vzorku stočené odporové smyčky přerušené na jejím konci. Nejistota vlivem geometrických deformací kruhového průřezu byla simulována technikou konečných prvků (FEM). Výpočet indukčnosti a sériového odporu včetně vlivu skin efektu, resp. proximity efektu, byl rovněž proveden technikou FEM včetně vlivu geometrických odchylek od ideálního kruhového průřezu.



Obr. 3.2: Příklad simulovaného průřezu bifilární smyčkou s defekty pro účely výpočtu nejistoty mezivodičové kapacity. Simulace metodou konečných prvků (nástroj FEMM).

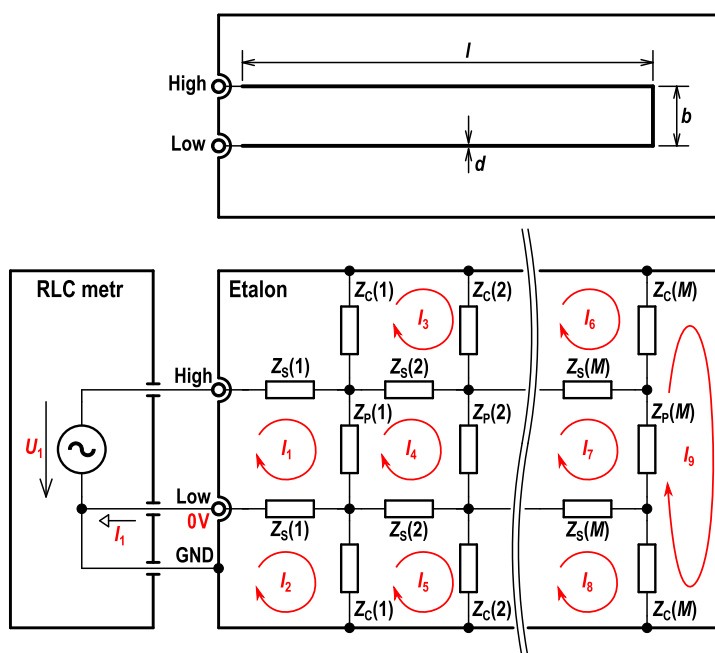


Obr. 3.3: Přechod z 4TP připojení na odporový vodič přes pásková vedení na plošném spoji (vlevo) a detail přechodu (vpravo). Červená vrstva jsou pouze země, modrá signál a stínění.



Obr. 3.4: Vlevo detail koncových deformací odporové smyčky (nahore připojení k DPS, dole ohyb smyčky). Vodič na fotografii má průměr cca 50 μm i se smaltem. Vpravo reálné provedení DPS adaptéru.

Hlavním problémem návrhu a výpočtu vlastností libovolného vypočitatelného etalonu je přechod z vypočitatelného odporového elementu na 4TP připojení a koncové efekty (ohyby vodiče na koncích bifilární smyčky). Jakákoliv vzájemná indukčnost mezi nekoaxiálními částmi přechodu vede k chybě především na fázi vlivem vzájemných indukčností a navíc je nutné vzít v úvahu i činnou složku odporu přechodu z 4TP na bifilární smyčku. Za účelem minimalizace vlivu přechodu, resp. jeho výpočtu či měření, bylo postupně testováno několik řešení s čím dál tenčími koaxiálními kabely až do průměru 1,3 mm. Tato řešení by vyhověla pro odpory nad 1 k Ω , ale pro účely nízkých impedancí byla zvolena pro vypočitatelné etalony neobvyklá technika pomocí plošných spojů. Byl navržen adaptér s páskovým vedením, který zajistil uspokojivou opakovatelnost zbytkových parametrů přechodu a zároveň dále zásadním způsobem zjednodušil a zrychlil konstrukci etalonu. Zbytkové parametry přechodu byly charakterizovány změřením geometricky identického přechodu na 4TP s nahrazením bifilární smyčky zkratem v podobě tenkého vodiče, jehož vlastní impedance byla vypočtena. Impedance takto vytvořeného „nulového“ etalonu byla změřena a tato zbytková impedance je tedy součástí každého etalonu vytvořeného s daným přechodem na 4TP. Díky opakovatelnosti geometrie výroby DPS není nutné charakterizaci provádět opakovaně pro každý nový etalon, což bylo pro řešení s koaxiálními kabely neproveditelné.



Obr. 3.5: Model bifilárního vypočitatelného etalonu odporu.

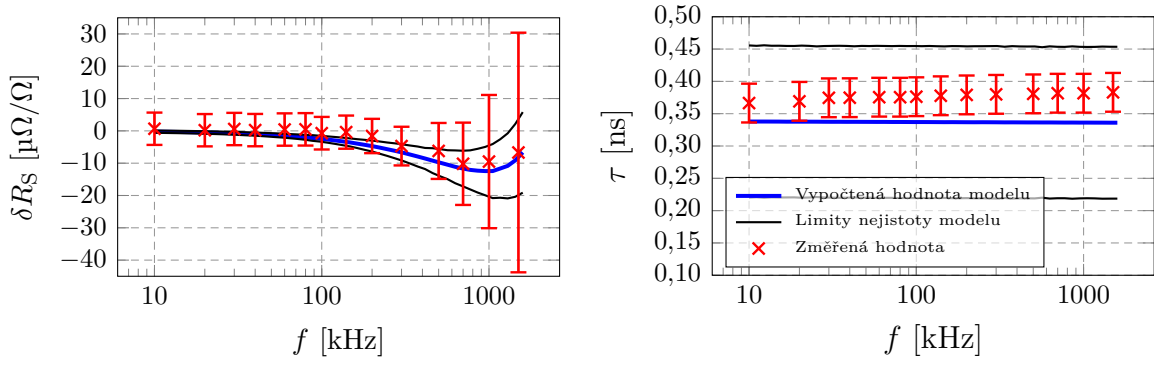
Vlastní výpočetní model 4TP impedance etalonu je založen na řešení sítě podle obr.3.5 metodou smyčkových proudů. Smyčka vodiče je v modelu rozdělena na P úseků, což umožňuje snadno simulovat nehomogenitu geometrie i měrných parametrů smyčky po délce vodiče. Výpočet nejistoty je založen na randomizaci parametrů modelu podle provedených měření technikou Monte Carlo. Pro zajištění přijatelně rychlého výpočtu bylo maximum parametrů předpočítaných technikou FEM a během vlastního výpočtu jsou tedy pouze interpolovány předem vypočítané citlivostní funkce na jednotlivé odchylky od středních geometrických parametrů. Díky tomu výpočet parametrů nového etalonu včetně

Tab. 3.1: Rozpočet nejistot pro bifilární etalony 10 a 100 Ω pro kmitočet 1 MHz. Pozn.: indexy značí 1-začátek, 2-střední část, 3-ohyb vodiče.

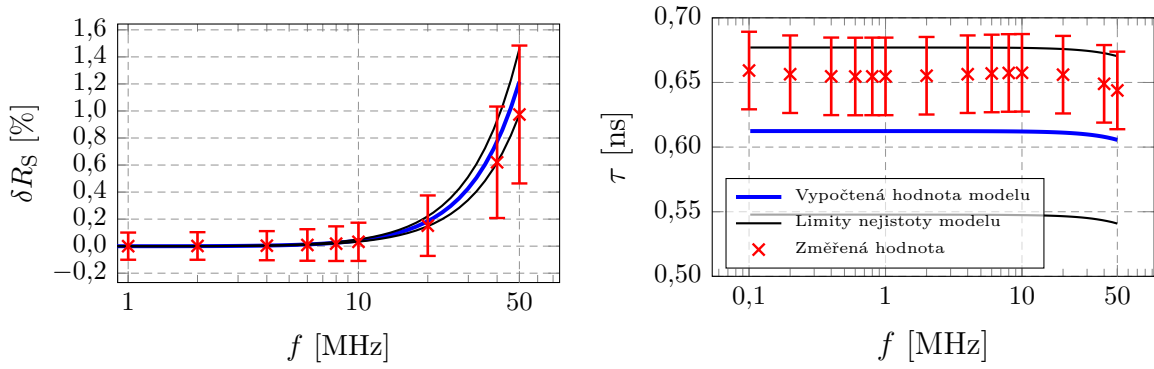
Etalon	100 Ω		10 Ω		Jednotka	Rozdělení
Parametr	Hodnota	Nejistota	Hodnota	Nejistota		
Délka segmentu	5	-	1	-	mm	-
Průměr vodiče d_w	40,3	1,0	40,3	1,0	μm	rovnoměrné
Variace průměru d_w	-	1,5	-	1,5	μm	rovnoměrné
Vzdálenost vodičů b_1	300	200	300	200	μm	rovnoměrné
Vzdálenost vodičů b_2	11,8	2,0	11,8	2,0	μm	rovnoměrné
Vzdálenost vodičů b_3	300	200	300	200	μm	rovnoměrné
Variace b_w	-	4,0	-	4,0	μm	rovnoměrné
Délka l_1	0,5	0,5	0,5	0,5	mm	rovnoměrné
Délka l_2	139	0,5	13,5	0,5	mm	rovnoměrné
Délka l_3	0,5	0,5	0,5	0,5	mm	rovnoměrné
Kapacita C_{W1}	0,04	0,01	0,04	0,01	pF	normální
Kapacita C_{W2}	10,20	0,16	1,015	0,016	pF	normální
Kapacita C_{W3}	0,07	0,01	0,07	0,01	pF	normální
Ztrátový činitel	0,017	0,005	0,017	0,005	-	normální
Vodivost σ_{w1}	30	30	30	30	MS/m	rovnoměrné
Vodivost σ_{w2}	2,23	0,05	2,23	0,05	MS/m	normální
Vodivost σ_{w3}	2,23	0,05	2,23	0,05	MS/m	normální
Rel. permeabilita	1,012	0,02	1,012	0,02	-	normální
Přechod C_P	0,18	0,02	0,18	0,02	pF	normální
Přechod L_S	-	0,1	-	0,1	nF	normální
Přechod R_S	-	100	-	100	$\mu\Omega$	normální
ac/dc difference ($k = 2$)	-18,7	$\pm 8,8$	37	± 20	$\mu\Omega/\Omega$	
Časová konstanta ($k = 2$)	0,34	$\pm 0,10$	0,86	$\pm 0,10$	ns	

nejistoty zabere cca 5 minut pro desítky kmitočtových bodů. Příklad rozboru nejistot pro dva etalony je ukázán v tab. 3.1. Dále byl proveden výpočet poměru impedancí dvou etalonů s uvážením vzájemných korelací, který je použit pro linearizaci můstku.

Výpočet byl nepřímo validován jednak provedeným mezinárodním porovnáním a dále srovnáním kmitočtovou závislostí mikrovlnného prvku velikosti SMD 0402 ($1 \times 0,5$ mm), který byl předtím charakterizován do 3 GHz na VF oddělení ČMI. Srovnání v rozsahu do 1,6 MHz je ukázáno na obr. 3.6. Obdobný test byl úspěšně proveden s etalonem upraveným do dvousvorkového připojení až do kmitočtu 120 MHz [31]. Pro rozsah do 50 MHz je tento experiment ukázán také na obr. 3.7.



Obr. 3.6: Srovnání vypočtených hodnot modelu 4TP bifilárního etalonu $100\ \Omega$ s měřením digitálním můstkem proti etalonu s mikrovlnným odporem.



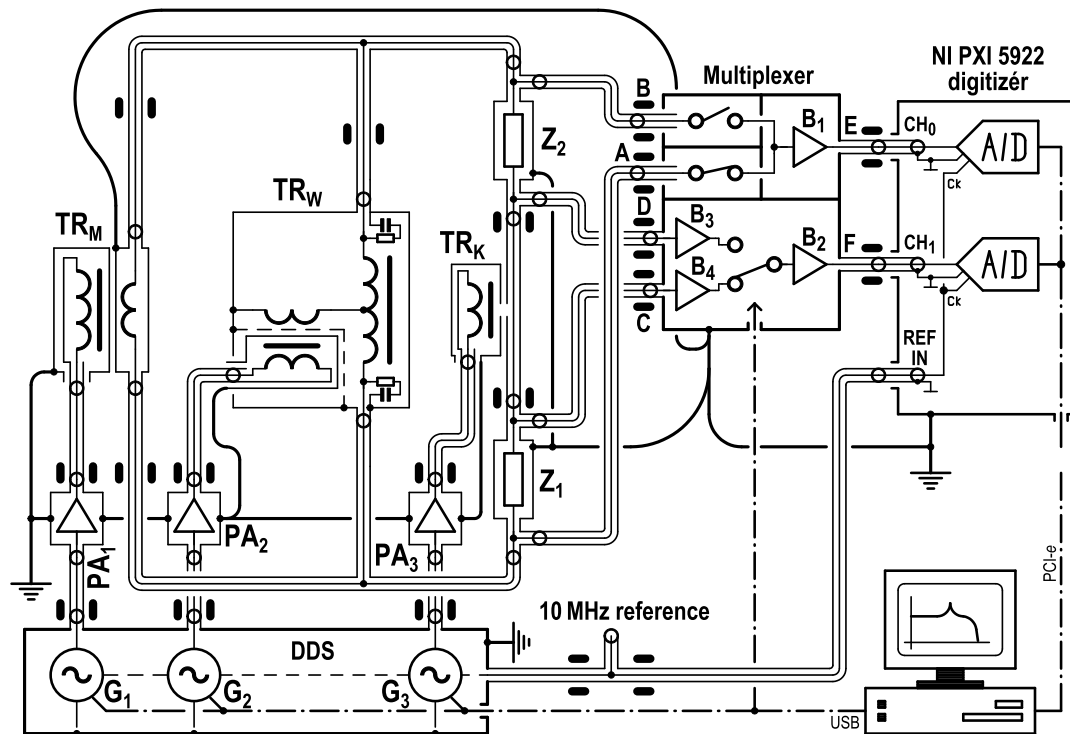
Obr. 3.7: Srovnání vypočtených hodnot modelu VF bifilárního etalonu $50\ \Omega$ s měřením můstkem korigovaným etalonu s mikrovlnnými odpory.

3.2 Čtyřpárový digitální vzorkovací můstek

Na základě rešerše možných typů můstků byla zvolena jako optimální topologie digitálního vzorkovacího můstku. Toto řešení umožňuje jak klasické měření impedance 4TP etalonů a bočníků s vysokými porovnávacími proudy, tak měření obecného komplexního poměru napětí, tak i speciální měření jako např. zkreslení napětového bufferu s jednotkovým přenosem. V rámci postupného zvyšování kmitočtového rozsahu bylo postupně vyvinuto několik různých můstků publikovaných v [32]. Předmětem této práce je prozatím poslední verze s kmitočtovým rozsahem do 1 MHz publikovaná v [33].

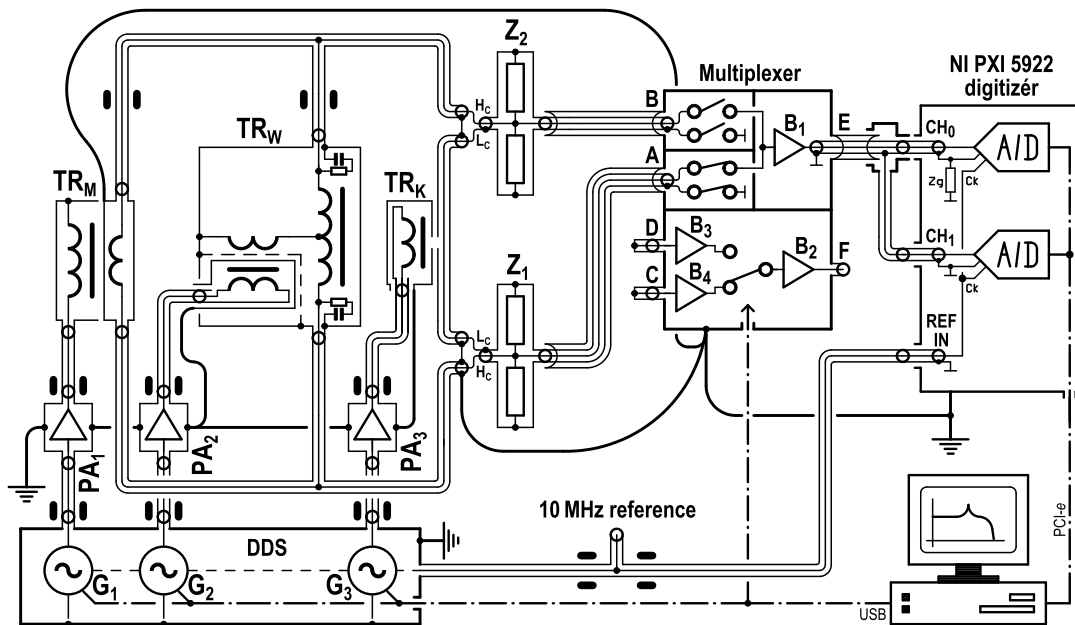
Základní zapojení navrženého koaxiálního můstku je ukázáno na obr. 3.8. Můstek je založen na třech fázově spřažených DDS generátorech G_1 až G_3 . Hlavní generátor G_1 napájí přes výkonový zesilovač PA_1 a izolační transformátor TR_M porovnávané impedance Z_1 a Z_2 . Úbytek napětí na spoji mezi svorkami L_{POT} je eliminován pomocí generátoru G_3 přes výkonový zesilovač PA_3 a izolační transformátor TR_K . Tento obvod bude v dalším textu z konvence nazýván Kelvinův. Nulový potenciál svorek L_{POT} proti referenční zemi je nastaven posledním generátorem G_2 přes zesilovač PA_2 . Tento obvod bude v dalším textu nazýván z konvence Wagnerův. Pomocný transformátor TR_W slouží pouze k zajištění

nízké impedance Wagnerova zdroje v obou ramenech můstku. Ve vyváženém stavu, tj. s nulovým napětím na obou L_{POT} svorkách, je měřeno napětí H_{POT} svorek přes multiplexer a výstupní buffer pomocí kanálu CH_0 digitizéru. Druhý kanál CH_1 digitizéru a druhý kanál multiplexeru je použit pouze jako nulový detektor pro vyvažování. Jako DDS generátory byly navrženy a realizovány modulární generátory založené na 16bitových D/A převodnicích LT1668 řízených hradlovými poli. Rozlišení ladících slov je 63 bitů, rozlišení amplitudy 18 bitů s použitím ditheringu. Jako digitizér byla použita vzorkovací karta PXI 5922, která poskytuje flexibilní rozlišení 24 bitů pro vzorkování do 500 kHz a 16 bitů pro vzorkování do 15 MHz. Tato karta je zároveň hlavním nástrojem pro potlačení vlivu aliasing efektu způsobeného zkreslením zesilovačů a transformátorů. Fotografie sestavy je ukázána na obr. 3.14.



Obr. 3.8: Plné koaxiální zapojení čtyřpárového vzorkovacího můstku pro porovnání 4TP impedancí (varianta pro kmitočtový rozsah od 10 kHz do 1 MHz).

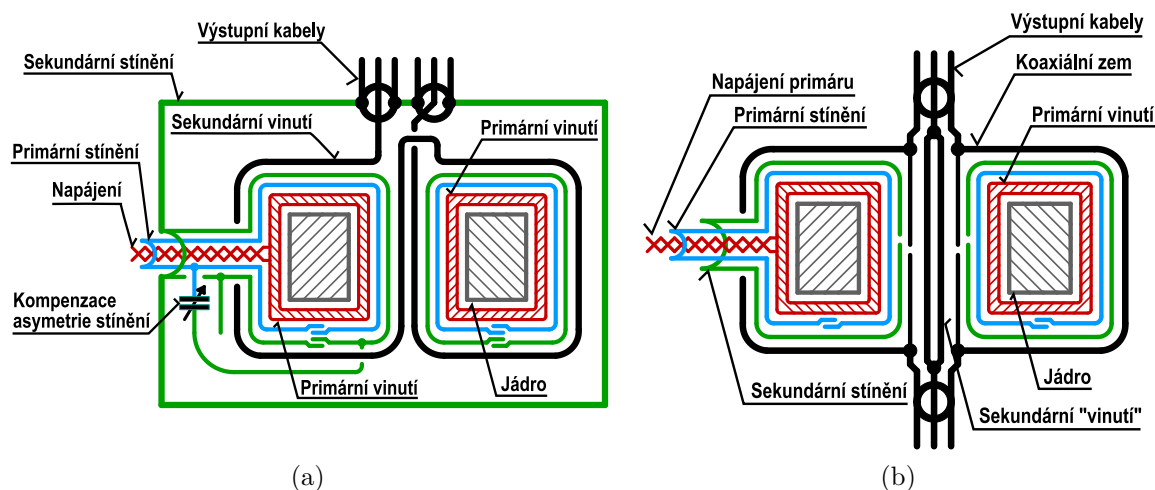
Tato základní topologie byla modifikována pro různé kmitočtové rozsahy a typy měřených etalonů, což spočívá především v obměnách transformátorů, zesilovačů a rozložení koaxiálních tlumivek. Problém představuje především měření na nízkých kmitočtech, kdy jsou klasické koaxiální tlumivky přijatelných rozměrů neúčinné a vyvážení proudů v kabelech je tak nedostatečné. Z jednotlivých modifikací řešících tento problém je relevantní především varianta zapojení podle obr. 3.9, kde jsou porovnávány koaxiální proudové bočníky připojeny přímo na vstupy multiplexeru v diferenčním zapojení. Hlavní kanál digitizéru CH_0 je konfigurován v plovoucím zapojení a pomocný kanál CH_1 přímo měří souhlasné napětí, resp. souhlasný proud kanálem CH_0 . Po dosažení vyvážení můstku je tento souhlasný proud nulový, což indikuje plně vyvážené proudy kabely od obou bočníků. Takto se elegantně obchází problém koaxiálních tlumivek a dané zapojení je směrem k nízkým kmitočtům limitované pouze použitými transformátory.



Obr. 3.9: Zapojení můstku v pro porovnání koaxiálních bočníků v koaxiálním připojení (přímé diferenční zapojení úbytků napětí) pro kmitočty do 100 kHz.

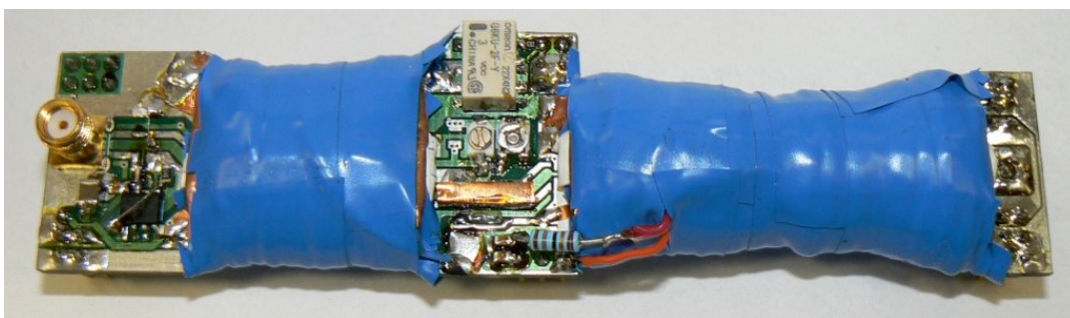
Zesilovače a transformátory byly rozděleny na dvě sestavy. První, nízkofrekvenční (od 20 Hz do 100 kHz), používá obyčejné audiozesilovače s transformátory založené na páskových vinutých jádrech z materiálu NANOPERM®. Druhá sestava je založena na širokopásmových zesilovačích s operačními zesilovači LT1210, které dokáží dodat efektivní napětí 9 V a proud 1 A do kmitočtu až jednotky megahertz. Na výstupech zesilovačů jsou zapojeny přizpůsobovací transformátory rovněž založené na jádrech z materiálu NANOPERM® s pracovním rozsahem 10 kHz až 1 MHz jejichž vnitřní zapojení je ukázáno na obr. 3.10. Tyto transformátory spolu se zdvojenými výstupními koaxiálními kabely dokáží dodat porovnávací proudy 5 A do 200 kHz, 3 A na 1 MHz a při použití rezonančního kondenzátoru v primárech až 5 A na 1 MHz. Kombinované SFDR zesilovačů a transformátorů je cca -80 dBc do 100 kHz a pod -63 dBc na 1 MHz.

Největší výzvou realizace můstku do 1 MHz byl návrh samotného koaxiálního multiplexeru, který je jednou z hlavních limitací dosažitelné nejistoty můstku. Realizovaný multiplexer má dva kanály. Hlavní kanál pro měření napětí H_{POT} svorek etalonů a pomocný kanál pro měření napětí L_{POT} svorek. Oba kanály lze řídit nezávisle na sobě. Pro realizaci hlavního kanálu multiplexeru byla zvolena topologie s pasivním vstupem a bufferem až na výstupu, jejíž princip je uveden na schématu na obr. 3.12. Smysl tohoto komplikovaného řešení je v tom, že oba vstupy takto sdílí stejnou nelinearitu. Tato skutečnost je vytěžena při návrhu linearizační techniky můstku. Vzhledem k bufferu umístěnému až na výstupu multiplexeru se ovšem při přepínání vstupů mezi A (Z_1) a B (Z_2) mění zatěžovací impedance H_{POT} svorek etalonů. Proto je multiplexer vybaven substituční impedancí $\hat{Z}'_B$, která je zapojena na vstup vždy, když není daná cesta multiplexeru aktivní. Tato impedance je experimentálně nastavena tak, aby byla co nejbližší vlastní vstupní impedanci výstupního bufferu $\hat{Z}_B$. Pomocí sériových RC členů se podařilo docílit změny kapacity vstupu mezi aktivním a neaktivním stavem vstupu multiplexeru o cca 0,2 pF na



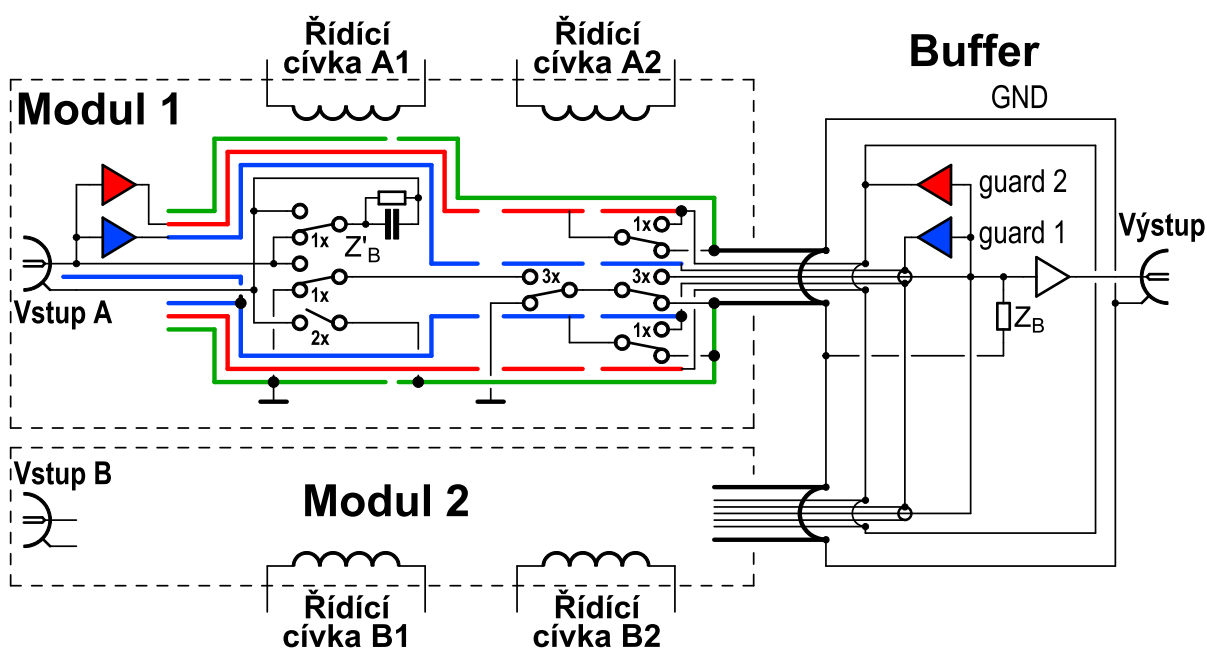
Obr. 3.10: Konstrukce napájecích transformátorů TR_M a TR_K : a) Hlavní transformátor; b) Kelvinův transformátor.

1 MHz.



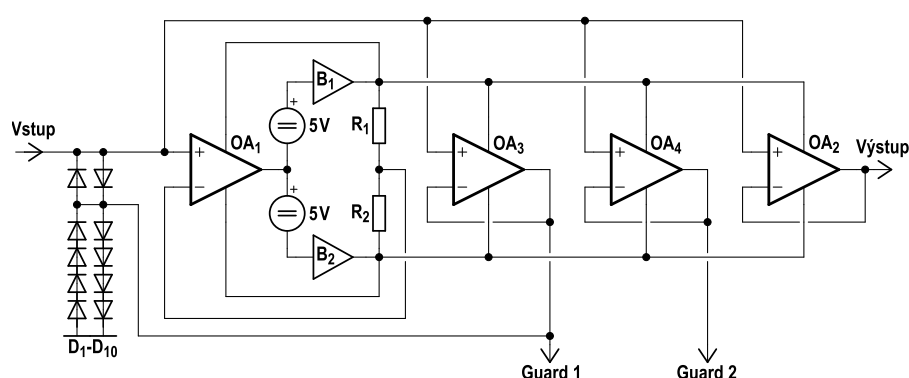
Obr. 3.11: Fotografie vstupního modulu hlavního kanálu multiplexeru.

Realizace samotných spínačů multiplexeru je řešena pomocí jazýčkových kontaktů, které se ukázaly být prakticky nezničitelné a ani po desítkách milionů cyklů nejeví známky opotřebení. Hlavní kanál multiplexeru je složen ze dvou identických modulů s jazýčkovými relé jejichž výstupy jsou spojeny paralelně jak je naznačeno na schématu na obr. 3.12. Fotografie jednoho modulu je uvedena na obr. 3.11. Modul je realizován na dvouvrstvě plošném spoji dlouhém cca 120 mm. Spínací a přepínací jazýčkové kontakty jsou zapojeny dle schématu na obr. 3.12. Ochranu před případným zkratem při přepínání zajišťuje rozdělení ovládacích cívek navinutých přes všechna relé na dvě poloviny a sekvencer, který přepíná vinutí se zpožděním cca 7 ms. Přechod z jednoho kanálu na druhý včetně ustálení tedy trvá asi 30 ms, což je pro rychlá měření plně dostačující. Jednotlivé skupiny relé jsou obaleny celkem třemi stíněními z měděné fólie. Pro parametry multiplexeru je kritická minimalizace svodové kapacity po trase signálu. Minimalizace svodové kapacity vstupů multiplexeru je zajištěna technikou ekvipotenciálových stínění. Ty jsou rozděleny na tři sekce. Levá sekce a je napájena trvale z bufferů zapojených na vstupu. Pravá sekce stínění je napájena trvale z výstupního bufferu a může na ní tudíž být napětí druhého kanálu. Proto byla mezi obě sekce vložena ještě třetí, která je napájena z výstupu a



Obr. 3.12: Vnitřní struktura hlavního kanálu multiplexeru. Tučné čáry znázorňují stínění. Zelená: koaxiální zem, Červená: excitační ekvipotenciál (guard 1), Modrá: hlavní ekvipotenciál (guard 2). Počty „1x“ až „3x“ označují počet paralelně zapojených relé.

to pouze když je kanál aktivní. Jinak je uzemněná, což značně zlepšuje přeslech mezi vstupy A a B multiplexeru (viz. graf na obr. 3.15). Protože ekvipotenciálové stínění má poměrně vysokou kapacitu (asi 100 pF), bylo řešeno jako dvoustupňové, čímž se snížila chyba vlivem zátěže ekvipotenciálového bufferu. Pomocný kanál multiplexeru je podstatně méně náročný, protože jeho jediným účelem je vyvažování můstku a měření zbytkových napětí typicky v řádu desítek mikrovoltů na svorkách L_{POT} etalonů. Zde tedy není nijak kritický přeslech mezi jeho vstupy ani stabilita, takže bylo zvoleno jednoduché řešení s elektronickými spínači s FET tranzistory.

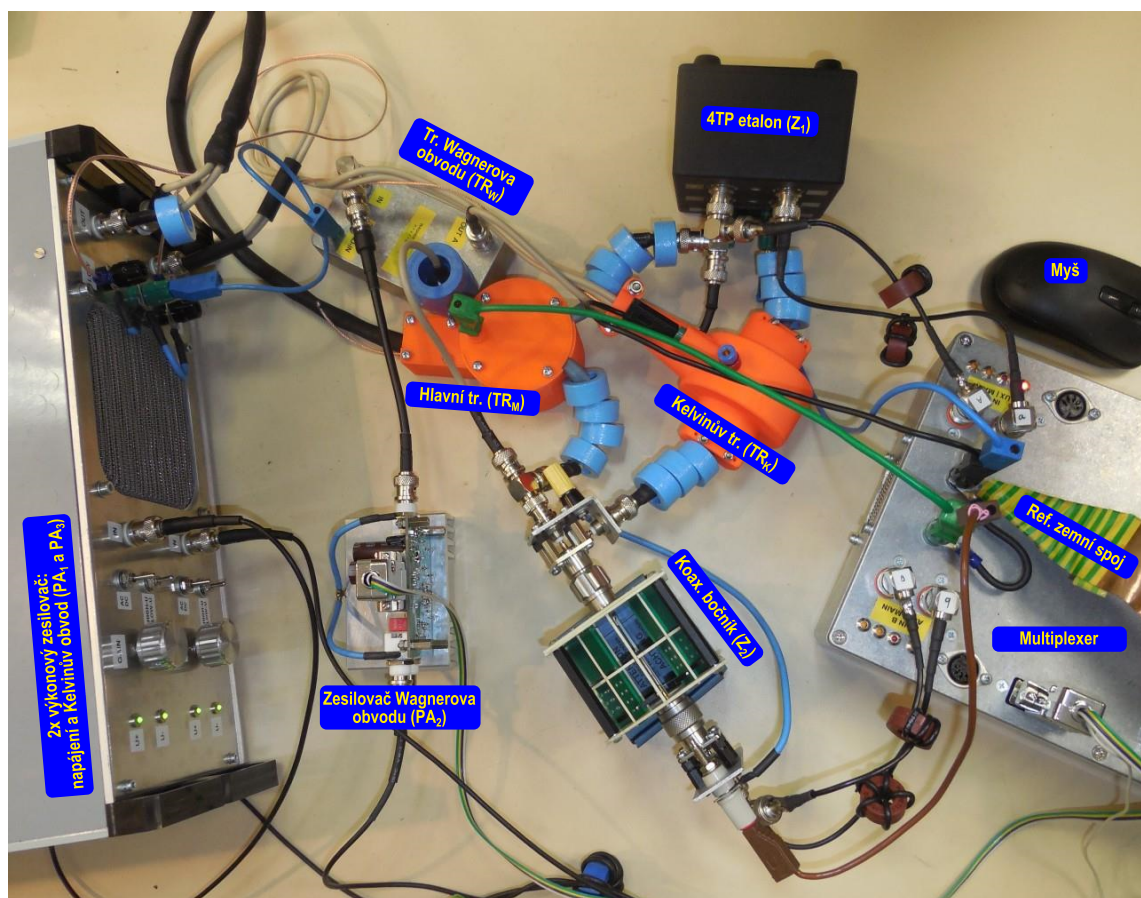


Obr. 3.13: Principiální schéma výstupního bufferu multiplexeru.

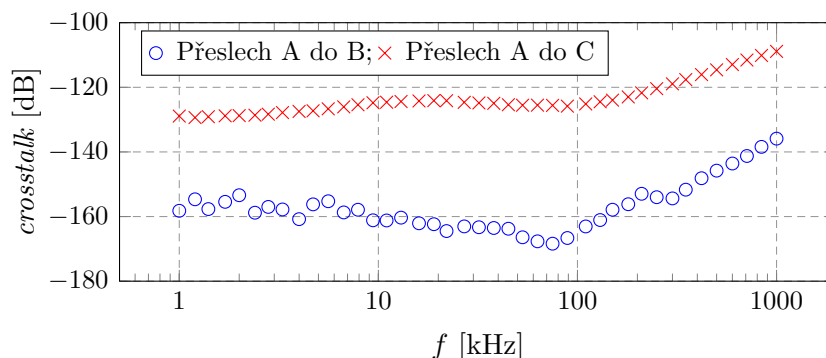
Výstupní buffer multiplexeru je nutný k impedančnímu oddělení výstupu multiplexeru od vstupu vzorkovací karty, jinak by nebylo možné dosáhnout požadovanou vysokou vstupní impedanci. Buffer je založen na tzv. „bootstrapping“ technice, jejíž princip je naznačen na schématu na obr. 3.13. Detailnější popis topologie bufferu byl publikován

v [34]. V tomto zapojení první operační zesilovač OA_1 generuje pomocí bufferů B_1 a B_2 napájecí napětí pro další stupeň OA_2 . Ten tak pouze koriguje chybu mezi svým napájením („common mode“ napětím) a kladným vstupem. OA_1 zároveň generuje své vlastní napájení. Toto řešení má dva hlavní efekty: i) Redukuje amplitudové a především fázové chyby bufferu; ii) Redukuje zdánlivou vstupní kapacitu, protože souhlasné napětí OA_1 a OA_2 je blízké nule. Dále se také značně zvyšuje stabilita především fáze, která je u bufferu s jedním stupněm velmi závislá např. na teplotě.

Stabilita přenosu multiplexeru byla testována spojením jeho vstupů a měřením komplexního mezivstupového přenosu. Záznam byl zpracován pomocí Allanovy variace. Minimum se nachází přibližně v čase $\tau \approx 3$ hodiny, což je pro běžná měření plně dostačující. Praktická zkušenost ukazuje, že během měsíce, ať už je multiplexer používán nebo ne, dochází k náhodné změně reálné složky o řádově jednotky $\mu V/V$ a na úhlu maximálně o desítky mikroradiánů na 1 MHz. To jsou pro účely tohoto můstku zanedbatelné hodnoty.



Obr. 3.14: Fotografie VF sestavy můstku v zapojení pro porovnání 4TP odporu s koaxiálním bočníkem.



Obr. 3.15: Změřený přeslech mezi vstupy hlavního kanálu (vstup A→B) a mezi hlavním a pomocným kanálem (vstup A→C).

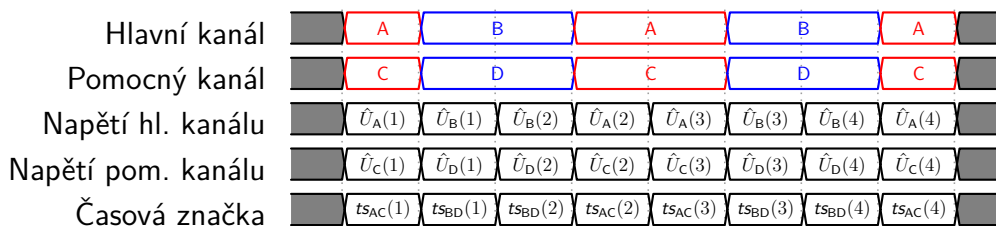
3.3 Řídící software můstku

Pro účely ovládání vyvíjených digitálních vzorkovacích můstků bylo nutné vytvořit univerzální řídicí SW. Tento SW musí jednak řídit všechny HW komponenty můstku, provádět zpracování navzorkovaných průběhů napětí, realizovat stavový automat, který řídí vzorkovací měřicí sekvenční a proces vyvažování a konečně provádět korekce chyb můstku. Řídící SW byl netradičně rozdělen na dvě části. Uživatelské rozhraní a ovládání HW komponent je řešeno v prostředí LabVIEW, které je k tomuto účelu vhodné. Stavový automat, zpracování signálu a veškeré korekce jsou ovšem natolik složité, že jejich řešení v LabVIEW by bylo nepraktické. Proto byly realizovány formou m-funkcí v prostředí GNU Octave, přičemž LabVIEW i GNU Octave část řídicího SW jsou propojeny rozhraním GOLPI (GNU Octave to LabVIEW Pipe Interface [35]), takže tvoří jednu interaktivní aplikaci. Výhoda této zdánlivě komplikace spočívá především v tom, že LabVIEW část lze nahradit obvodovým simulátorem můstku a kompletně tak validovat veškeré jeho funkce (viz. dále).

3.3.1 Zpracování signálu

Můstek spolu s multiplexerem pracuje v režimu časového multiplexu. Díky němu je nutné vždy pracovat s koherentním vzorkováním, tj. počty vzorků jednotlivých záznamů, vzorkovací kmitočet digitizéru a přesný kmitočet DDS syntezátoru je vždy volen tak, aby byl zaznamenán celočíselný počet period analyzovaného signálu, což je díky rozlišení použitých DDS generátorů snadno dosažitelné. Díky koherentnímu vzorkování bylo možné pro zpracování signálu použít obyčejnou Fourierovu transformaci s obdélníkovým oknem. Jednotlivé záznamy v rámci časového multiplexu jsou synchronizovány pomocí časových značek vrácených digitizérem spolu se zaznamenanými vzorky.

V rámci vývoje byla navržena a otestována řada modifikací měřicí sekvenční multiplexeru. Příkladem je měření podle grafu na obr. 3.16. Namísto jednoho dlouhého záznamu na vstupu A a jednoho na vstupu B, což by vedlo ke značnému vlivu driftu porovnávacího proudu a vyvážení můstku, je celková integrační doba rozdělena na M dílčích měření a navíc je průběžně střídáno pořadí A-B, B-A, čímž se zásadně potlačuje vliv driftu a redukuje se počet přepnutí multiplexeru na cca polovinu. Navíc jsou



Obr. 3.16: Příklad měřicí sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B s M dílčími měřeními a komutací pořadí A-B.

mezi jednotlivé dílčí odečty vkládána pseudonáhodná zpoždění 0 až 10 ms, což vede při průměrování dílčích odečtů k lepšímu potlačení nekoherentních složek signálu o cca $\sqrt{M}$.

3.3.2 Vyvažování můstku

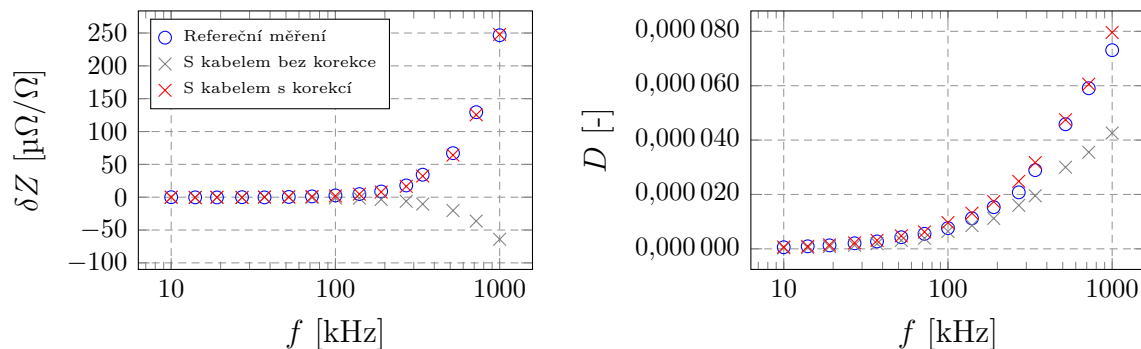
Před vlastním měřením poměru impedancí Z_1 a Z_2 je nutné můstek vyvážit. U navržené topologie to znamená minimalizovat Wagnerovo napětí (napětí spoje mezi etalony Z_1 a Z_2) a Kelvinovo napětí (rozdíl napětí mezi L_{CUR} svorkami etalonů Z_1 a Z_2). K tomu slouží pomocné kanály DDS generátoru G_2 a G_3 podle obr. 3.8. K vyvážení je použita modifikovaná iterační Newtonova metoda sečen, tj. před každou úpravou napětí generátorů je zjištěn vztah mezi napětím generátoru a vyvažovaným napětím pomocí generování a měření několika různých napětí (výpočet sečny). Díky omezenému amplitudovému rozlišení generátorů však není v principu možné vyvážit zbytková napětí pod asi jednotky mikrovoltů, takže je záměrně vyvažovacím algoritmem i v průběhu vlastního měření poměru impedancí randomizováno cílové Wagnerovo i Kelvinovo napětí v rozsahu desítek mikrovoltů. Zbytková napětí L_{POT} svorek etalonů jsou pak během měření zaznamenávána spolu s napětími H_{CUR} svorek a pomocí interpolace jsou následně vypočtena skutečná napětí na etalonech Z_1 a Z_2 bez nutnosti můstek plně vyvážit, čímž se problém konečného rozlišení generátorů elegantně obešel a navíc se zrychlilo se i samotné měření. Experimenty ukázaly, že takto stačí cca 5 odečtů pro dosažení chyb v řádu 10^{-6} . Metoda paradoxně lépe funguje při vyšším rozvážení, protože je lépe potlačen šum.

3.3.3 Korekční schéma

Pro dosažení kmitočtového rozsahu do 1 MHz bylo nutné značně rozšířit běžné korekce prováděné u vzorkovacích můstků. Kromě běžných korekcí jako mezivstupové chyby multiplexeru a přeslechů mezi kanály multiplexeru bylo nutné zavést navíc korekce vlivu zatížení H_{POT} svorek etalonů a dále korekce nesymetrie Kelvinova obvodu. Dále bylo nutné vyvinout efektivní metodu kalibrace linearity můstku v širokém kmitočtovém rozsahu.

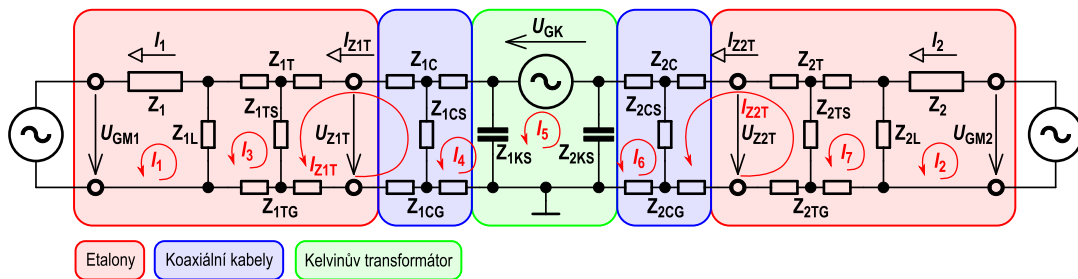
Korekce zatěžovacího efektu: Vzorkovací můstek v principu neumožňuje splnit jednu z definičních podmínek 4TP měření a sice nulový proud z H_{POT} svorek etalonů. Pokud je H_{POT} svorka zatížena vstupní impedancí můstku, dojde vlivem rezonance s vnitřní indukčností H_{POT} svorky k nárůstu měřeného napětí a obdobně se změní i fáze. Korekce této chyby byla vyřešena jednoduše tak, že na vstupech multiplexeru můstku

jsou integrovány spínatelné kapacity. SW můstku tak vyhodnocuje změnu měřeného napětí na etalonech pro aktivní/neaktivní přídavné kapacity a na základě její známé hodnoty a známé vstupní impedance multiplexeru včetně kabelu počítá patřičnou korekci zatěžovacího efektu jako by H_{POT} svorka nebyla zatížena. Funkčnost korekce byla mj. ověřena experimentálně vložením úseku kabelu do série s H_{POT} svorkou jednoho z etalonů a sledováním schopnosti můstku korigovat přídavnou chybu jak je ukázáno na obr. 3.17. Korekce snížila chybu způsobenou vloženým úsekem na asi $2 \mu\Omega/\Omega$ na 1 MHz, tj. cca o dva řády.

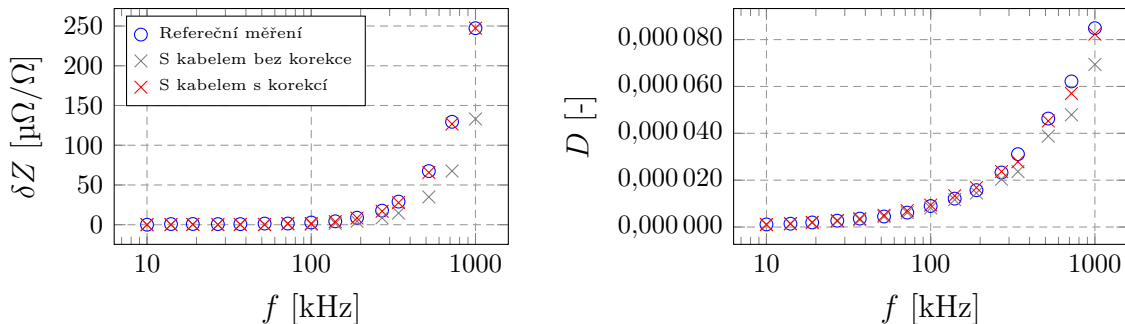


Obr. 3.17: Ověření funkčnosti korekce zatěžovacího efektu vložením koaxiálního kabelu do série s H_{POT} svorkou. Vložený úsek kabelu měl parametry cca 47 nH, 30 m Ω a 16 pF.

Korekce nesymetrie Kelvinova obvodu: U NF impedančních můstků se pro jednoduchost obvykle předpokládá rovnost proudů porovnávanými etalony Z_1 a Z_2 . Jen tak platí základní vztah pro můstky $\hat{Z}_1 : \hat{Z}_2 = \hat{U}_1 : \hat{U}_2$. S rostoucím kmitočtem se ovšem začne projevovat stranová nesymetrie Kelvinova transformátoru, kabelů na jeho výstupech a vnitřních impedancí L_{CUR} svorek etalonů Z_1 a Z_2 . Díky svodovým kapacitám v kabelech a transformátoru část porovnávacího proudu uniká koaxiálním pláštěm kabelů a tím dojde k nerovnosti proudů etalony. Plnou symetrii nelze konstrukčně dosáhnout, takže byl vliv zbytkové nesymetrie Kelvinova obvodu řešen pomocí matematické korekce na základě jeho obvodového modelu podle schématu na obr. 3.18. Prvky modelu jsou založeny na impedanční charakterizaci jeho komponent prováděné především během konstrukce transformátoru. Vnitřní impedance L_{CUR} svorek etalonů musí být odhadnuty nebo změřeny. Vlastní řešení modelu je provedeno metodou smyčkových proudů. Navíc je tato korekce sloučena s kompenzací vlivu změn vstupní kapacity multiplexeru při přepínání z kanálu A na B a zpět. Vzhledem ke komplikovanosti této korekce bylo nutné výpočet řádně verifikovat. Proto byl tento korekční mechanismus jednak testován modelem ve Spice a následně byl proveden opět praktický experiment s vkládáním známého úseku kabelu do série s Kelvinovým transformátorem (za L_{CUR} svorku jednoho z etalonů) a patřičným navýšením hodnot impedance modelu na jedné straně. Výsledky bez kabelu a s vloženým kabelem byly porovnány v grafech na obr. 3.19. Korekce minimalizovala chybu na asi $2 \mu\Omega/\Omega$ na 1 MHz. Funkčnost korekce byla také testována záměnou výstupů Kelvinova transformátoru a adekvátní záměnou parametrů korekce (prohození stran Z_1 a Z_2). Pozorované změny měřeného poměru impedancí byly rovněž jen cca $1 \mu\Omega/\Omega$ na



Obr. 3.18: Náhradní schéma Kelvinova obvodu.



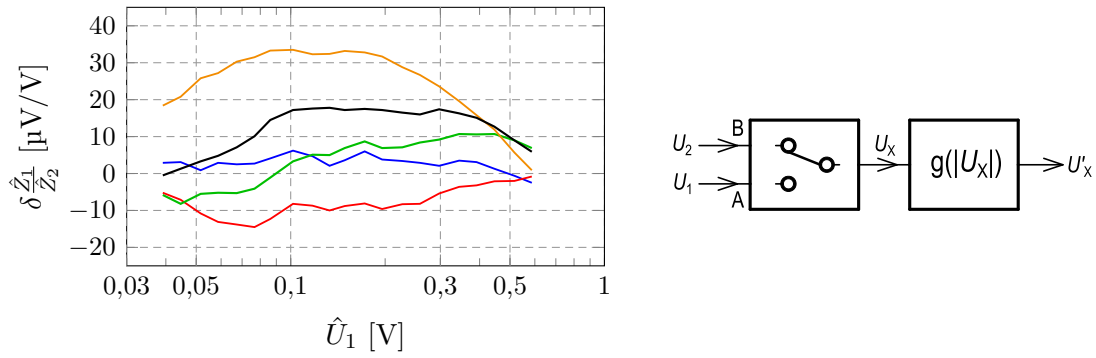
Obr. 3.19: Ověření funkčnosti korekce Kelvinova obvodu svorky vložení koaxiálního kabelu do série s L_{CUR} svorkou. Vložený úsek kabelu měl cca 47 nH, 32 mΩ a 16 pF.

1 MHz. Tímto byly zároveň verifikovány všechny kalibrační parametry modelu Kelvinova obvodu.

Korekce nonlinearity můstku: Hlavním zdrojem chyb po odstranění vlivu zatěžovacího efektu a nesymetrie Kelvinova obvodu je linearita můstku. Nonlinearita použitých digitizérů PXI 5922 způsobuje při měření poměru impedancí 10:1 chyby až cca 100 $\mu\Omega/\Omega$. Nonlinearita se navíc zásadně mění při každé selfkalibraci PXI 5922 (viz. obr. 3.20 vlevo) a mění se i samovolně v čase v řádu týdnů. Především díky nestabilitě byla zavržena klasická metoda, kdy se amplitudová chyba digitizéru včetně vlivu multiplexeru měří pomocí precizního indukčního děliče (IVD). To je velmi zdlouhavá metoda, která navíc vyžaduje kalibrovat použitý IVD na všech kalibračních kmitočtech a poměrech. Proto byla vyvinuta unikátní metoda, která funguje téměř bez zásahu operátora. Namísto simulace mnoha různých poměrů napětí IVD při konstantním napětí na jednom vstupu multiplexeru je simulován jeden známý poměr a mění se napětí. To je v praxi provedeno tak, že jsou k můstku připojeny dva etalony impedance např. v poměrem 10:1 charakterizované pomocí vypočitatelných etalonů impedance. Následně je pro vybranou sadu kmitočtů měřena napěťová závislost chyby měření poměru můstku $\hat{r}_X(|\hat{U}_X|)$, která je ukázána např. na obr. 3.20. Tyto získané závislosti jsou dále matematicky zpracovány. Podle modelu nonlinearity na obr. 3.20 vpravo lze chybu měřených napětí $\hat{U}_1$ a $\hat{U}_2$ na kalibračních etalonech Z_1 a Z_2 vyjádřit podle vztahů:

$$\hat{U}'_1 = \hat{U}_1 (1 + g(|\hat{U}_1|)), \quad (3.1)$$

$$\hat{U}'_2 = \hat{U}_2 (1 + g(|\hat{U}_2|)). \quad (3.2)$$



Obr. 3.20: Vlevo příklad variace relativních chyb měření poměru 10:1 pro pět opakování self-kalibrace karty PXI 5922 (pracovní kmitočet 1 kHz). Vpravo zjednodušený model nelinearity můstku.

Nelinearita je identická pro oba vstupy multiplexeru, protože jsou pasivní, čímž se značně zjednodušuje její hledání. Měřený poměr impedancí ovlivněný nelinearitou $g(\hat{U}_X)$ odpovídá vztahu:

$$\frac{\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1} = \frac{\hat{U}_2 (1 + g(|\hat{U}_2|))}{\hat{U}_1 (1 + g(|\hat{U}_1|))}, \quad (3.3)$$

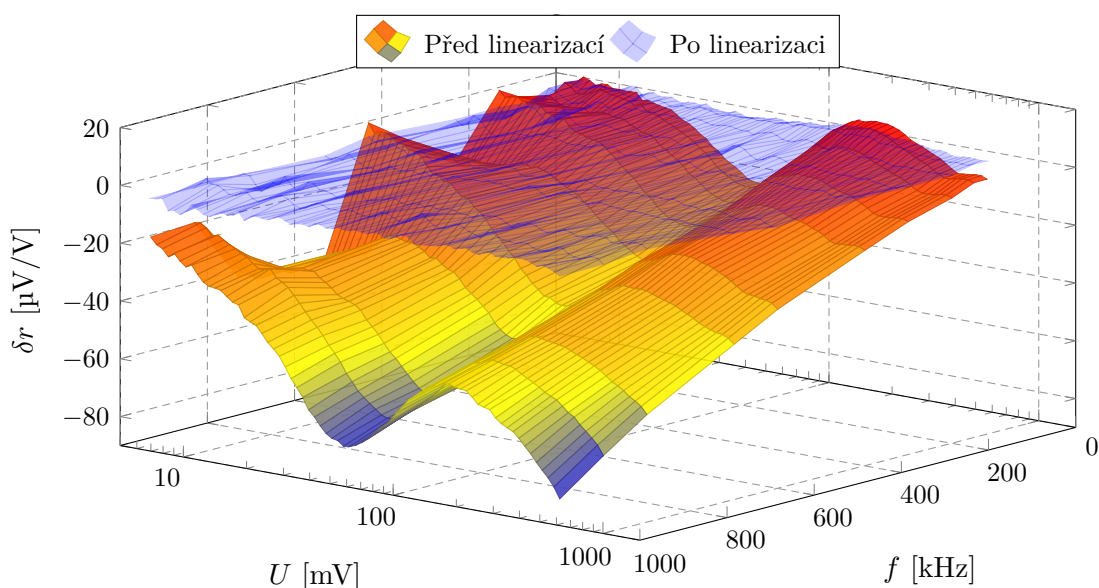
$$\hat{r}_{\text{CAL}} = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} (1 + g(|\hat{U}_2|) - g(|\hat{U}_1|)). \quad (3.4)$$

Dosazením jednotlivých bodů změřené napěťové závislosti $\hat{r}_X(|\hat{U}_X|)$ do rovnice 3.4 lze sestavit soustavu rovnic pro každý kmitočet:

$$\begin{vmatrix} \frac{\hat{U}_2(1)}{\hat{U}_1(1)} \cdot \{1 + g(|\hat{U}_2(1)|) - g(|\hat{U}_1(1)|)\} \\ \frac{\hat{U}_2(2)}{\hat{U}_1(2)} \cdot \{1 + g(|\hat{U}_2(2)|) - g(|\hat{U}_1(2)|)\} \\ \dots \\ \frac{\hat{U}_2(N_C)}{\hat{U}_1(N_C)} \cdot \{1 + g(|\hat{U}_2(N_C)|) - g(|\hat{U}_1(N_C)|)\} \end{vmatrix} = |\hat{r}_{\text{CAL}}|, \quad (3.5)$$

kde N_C je počet bodů změřené napěťové závislosti. Jedinou neznámou v soustavě rovnic 3.5 je zde nelinearita $g(\hat{U}_X)$. Ta byla zvolena jako křivka s N_P lineárně interpolovanými úseky. Soustava rovnic 3.5 je řešena minimalizačním algoritmem podle kritéria nejmenších čtverců. Výstupem jsou již hledané nelinearity $\hat{r}_X(|\hat{U}_X|)$ pro jednotlivé kalibrační kmitočty. Pro zajištění robustnosti minimalizačního algoritmu se osvědčilo provést ještě jedno pomocné měření s menším poměrem impedancí, např. 1:1,5. Zde již není třeba znát jejich poměr, jen musí být během měření stabilní a napěťově nezávislý. Tato pomocná měření pouze dodají do soustavy 3.5 další rovnice. Sice to znamená dvojnásobný čas potřebný k linearizaci, ale ta probíhá sama o sobě automaticky bez zásahu operátora, takže lze např. během noci spustit měření hlavního poměru 10:1 a během další noci poměr 1:1,5. V mezích již lze provádět měření, protože SW umožňuje aplikovat korekce i zpětně na již provedená měření. Tímto postupem se tedy podařilo vyřešit jednu z hlavních limitací vzorkovacích můstků - časově náročnou linearizaci, která se, vzhledem k nestabilitě linearity digitizéru, musí relativně často opakovat.

Funkčnost metody byla testována řadou měření poměrů etalonů známých hodnot. Příklad chyb můstku před a po linearizaci je ukázán v grafech na obr. 3.21. Chyby se v celém rozsahu napětí a kmitočtů pohybují přibližně v rozsahu $\pm 5 \mu\Omega/\Omega$. Stejnou metodu by bylo možné aplikovat i pro korekci napěťové závislosti fázové chyby můstku, ale vzhledem k absenci dostatečně přesných etalonů fázového úhlu není prováděna. Navíc fázové chyby jsou dle měření maximálně asi 15 ps, což je cca pětina nejistoty nejlepších etalonů fázového úhlu. Metoda byla dále experimentálně rozšířena pro případ měřicích systémů se dvěma různými nelinearitami a byla úspěšně použita např. pro kalibraci vzorkovacích multimetrů Agilent 3458A, které po linearizaci umožňovaly měřit poměr napětí do 10:1 s absolutní nejistotou cca $0,7 \mu\text{V}/\text{V}$. Jedná se tedy o univerzálně použitelnou techniku pro prakticky všechny poměrové měřicí systémy, která vyžaduje jediný známý zdroj referenčního poměru a prakticky žádný zásah operátora.



Obr. 3.21: Změřené napěťové závislosti chyby poměru můstku pro měření poměru 1:3,5 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 7 mV až 0,6 V. Průhledný graf zobrazuje totéž měření po aplikaci vypočtené korekční křivky $g()$.

3.4 Model můstku, numerická validace a rozbor nejistot měření

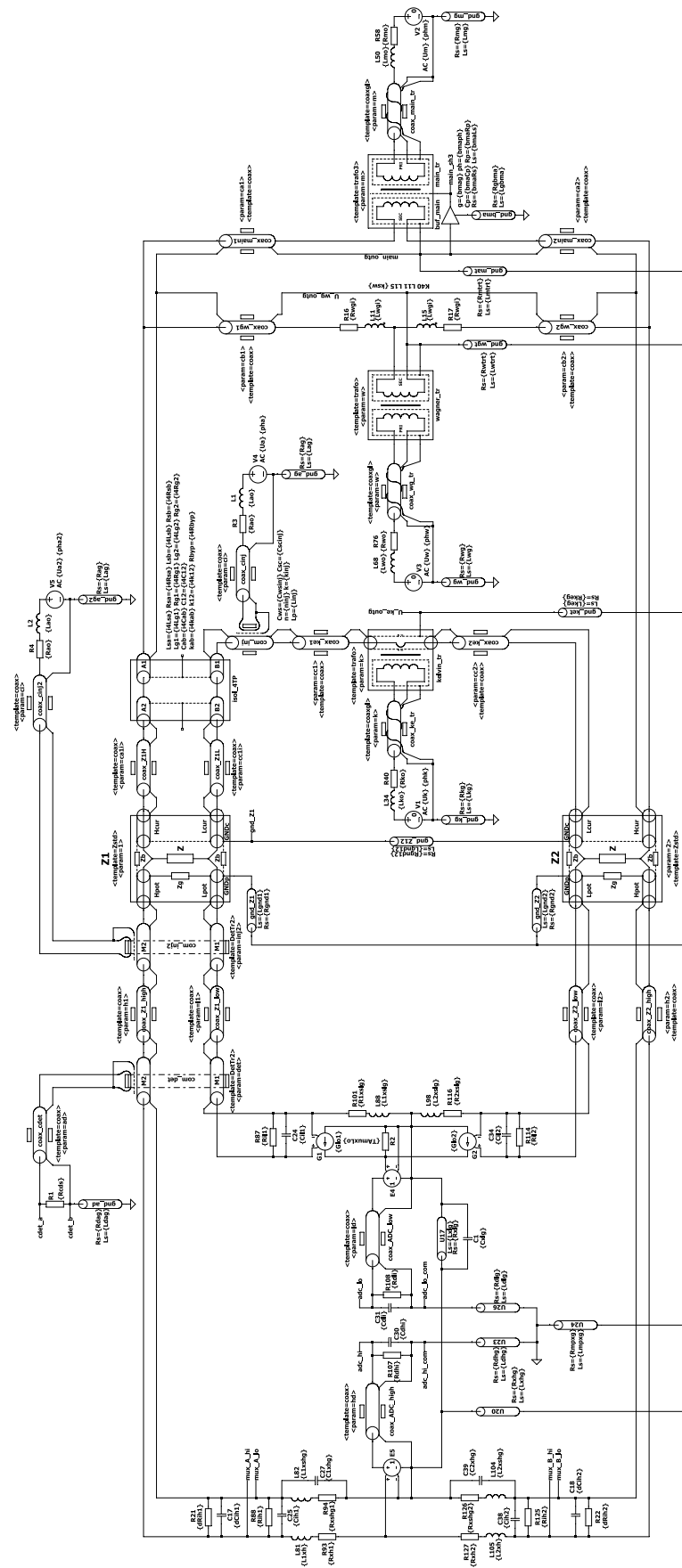
Realizovaný můstek je obvodově značně komplikovaný a s větším kmitočtovým rozsahem již nelze jednoduše intuitivně odhadnout vliv jednotlivých komponent, jako např. vliv parametrů kabelů či tlumivek, na chyby měření. Navíc SW můstku aplikuje na změřená napětí data řadu korekcí, jejichž správnost bylo nutné ověřit. Z toho důvodu byl již od prvních verzí můstku postupně vyvíjen jeho obvodový simulátor. Ten využívá skutečnost, že řízení vlastního HW můstku je realizováno v LabVIEW, zatímco stavový automat procesů vyvažování a vlastního měření a veškeré zpracování dat je realizováno sadou funkcí v GNU Octave. Tato zdánlivá komplikace poskytla unikátní možnost nahradit LabVIEW část SW obvodovým simulátorem můstku a tak snadno a přímo validovat jeho funkci,

ladit vyvažovací algoritmy, provádět citlivostní analýzu na jednotlivé obvodové prvky a také počítat nejistotu měření technikou Monte Carlo. Vzhledem ke složitosti modelu bylo pro simulaci použito prostředí Spice. Příklad je ukázán na obr. 3.22. Simulátor vygeneruje podle zadaných pravidel simulované korekční soubory můstku, resp. nedokonalosti můstku a dva simulované etalony impedance Z_1 a Z_2 včetně různých parazitních jevů, jako např. impedance pláště etalonu. Tytéž parametry jsou pak dosazovány do komponent Spice modelu. Následně je spuštěn normální proces měření jako s reálným HW, jen m-funkce můstku získávají simulovaná napětí vracená Spice simulátorem namísto průběhů z digitizérů. Pokud všechny m-funkce můstku fungují jak mají, musí být korekcemi můstku všechny simulované chyby potlačeny a „změřená“ impedance neznámého etalonu musí odpovídat simulované hodnotě. Teprve tímto postupem byla odhalena řada chyb v korekcích můstku, které až do realizace detailního modelu můstku zcela unikaly pozornosti, protože jejich hodnoty zpravidla byly bezpečně v rámci nejistot měření. Po odladění chyb nebyly vyjma extrémních hodnot impedance a kmitočtů pozorovány chyby nad cca $3 \mu\Omega/\Omega$.

Hlavním přínosem modelu, mimo validaci funkce můstku, je možnost simulace interference a nedokonalostí topologie. K tomu účelu byla navržena sada m-funkcí, která pomocí několika příkazů procedurálně generuje do Spice NET listu modelu můstku vzájemné indukčnosti a parazitní kapacity mezi prakticky všemi kabely a zemními vodiči koaxiální sítě, tj. celkem přes 1000 vazeb. Touto cestou bylo možné alespoň odhadnout příspěvek nejistoty od koaxiální sítě samotné, což lze jinak řešit jen experimentálně změnami poloh kabelů, zkratováním tlumivek apod. Pro účely výpočtu příspěvku nejistoty koaxiální sítě byl tedy proveden Monte Carlo výpočet s uvážením následujících vlivů: (i) Délky kabelů, (ii) Nominální parametry kabelů, (iii) Impedance zemních kabelů, (iv) Parametry tlumivek, (v) Parametry transformátorů, (vi) Impedance uvnitř multiplexeru a (vii) Interference mezi kabely. Ostatní zdroje nejistot bylo možné počítat analyticky. Příklad rozpočtu nejistot pro měření poměru impedancí do 1:10 je ukázán v tab. 3.2. Pro měření poměrů blízkých 1:1 prakticky odpadá vliv linearity můstku, takže se nejistoty na 1 MHz redukuje na cca $20 \mu\Omega/\Omega$ a při průměrování měření se záměnou pozic etalonů a otáčením Kelvinova transformátoru mohou být dle provedených měření chyby pod $5 \mu\Omega/\Omega$ na 1 MHz, což je srovnatelné i s nejpřesnějšími transformátorovými můstkami.

Tab. 3.2: Příklad rozpočtu nejistot pro VF můstek: poměry impedancí do 1:10, napětí minimálně 20 mV, impedance 100 m Ω až 10 Ω .

Složka nejistoty	Modul impedance [$\mu\Omega/\Omega$]			Fáze [μrad]		
	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz
Linearita	2,5	4	20	2	12	120
Kelvinův obvod	0,5	1,5	6	1	1,5	15
Zatěžovací efekt	0,1	0,5	5	1	1,5	15
Přeslechy	0,5	0,5	0,5	1	2	8
Koaxiální síť	0,5	1	6	0,5	1	6
Opakovatelnost/šum	0,5	0,7	2	1	2	10
Celkem	2,7	4,5	23	2,9	13	120
Celkem ($k = 2$)	5,4	9,0	46	5,7	25	240



Obr. 3.22: Model můstku pro porovnání 4TP impedancí do 100 kHz.

Tab. 3.3: Příklad typických rozšířených nejistot měření pro NF můstek: napětí minimálně 20 mV, impedance 100 mΩ až 100 kΩ.

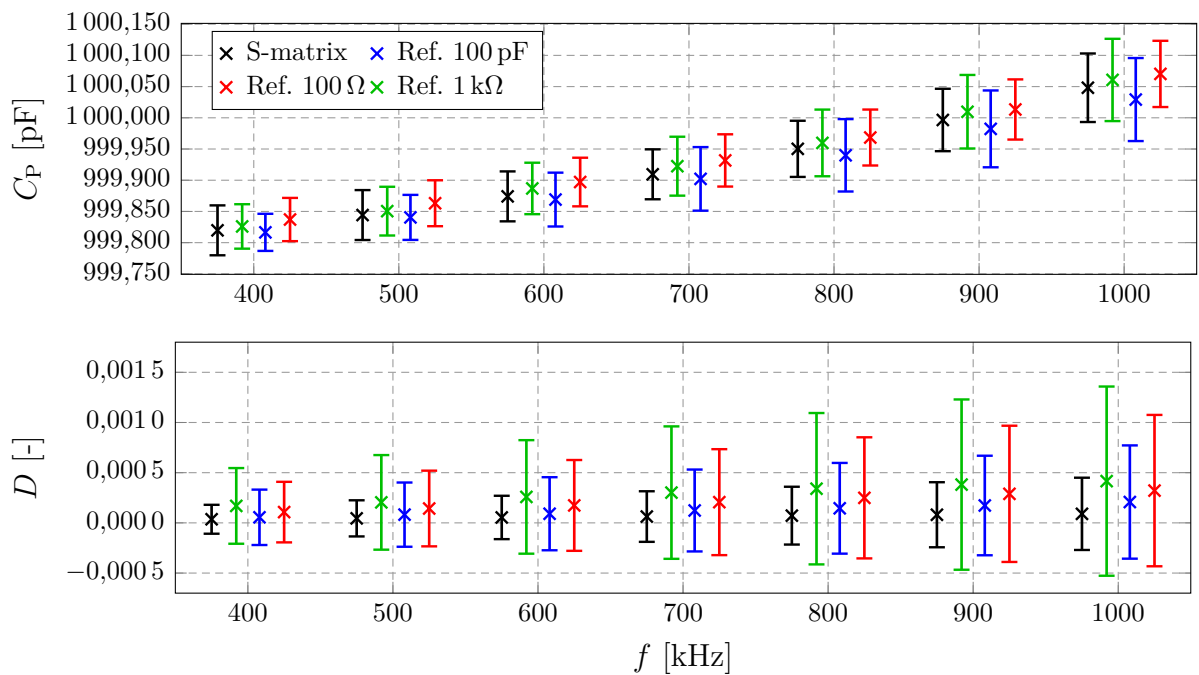
f [kHz] $ Z_1 : Z_2 $	Modul impedance [$\mu\Omega/\Omega$]						Fáze [μrad]					
	0,05	0,1	0,4	1	10	100	0,05	0,1	0,4	1	10	100
< 1:1,1	6	4	3	3	3	6	1,0	0,9	0,7	0,5	2	5
< 1:16	10	7	5	5	5	12	1,5	1,0	0,7	0,7	6	25

Rozbor nejistot pro oblast nízkých kmitočtů je podstatně jednodušší, protože prakticky odpadají korekce Kelvinova obvodu a z větší části i korekce zatěžovacího efektu H_{POT} svorek. Nicméně pro oblast pod asi 200 Hz jsou nejistoty značně konzervativní, protože detailní analýza, mimo několika experimentálních měření, nebyla provedena, neboť se nejedná o hlavní náplň této práce. V této oblasti se začíná projevovat řada negativních vlivů. Především tlumivky přestávají být účinné, takže rostou nevyvážené proudy v kabelech a tím především chyby fáze. Nevyvážené proudy jsou problémem především v souvislosti s impedancí pláště nevhodně provedených nízkoimpedančních 4TP etalonů. Díky tomu může u některých etalonů docházet k chybám i v řádu 0,01 %, což je nutné vyhodnocovat individuálně pomocí Spice modelu. Příklad typických nejistot je ukázán v tab. 3.3.

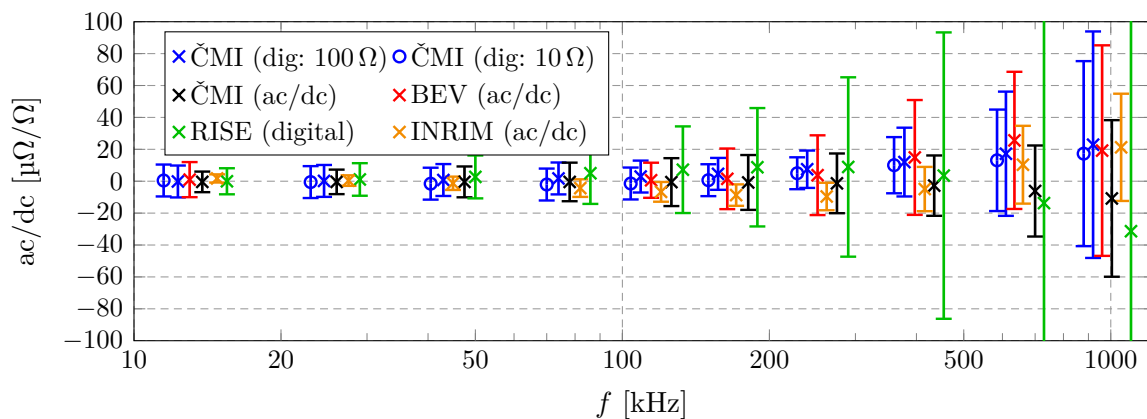
3.5 Experimentální ověření vlastností můstku

Funkce můstku byla validována řadou měření etalonů známých hodnot a mezinárodním porovnáním. Jako příklad měření 4TP etalonů bylo zvoleno porovnání kondenzátoru 1 nF s vypočitatelnými odpory a kondenzátorem 100 pF, což prověřilo měření poměrů 6,3:1 až 1:10 a také schopnost porovnání R-C. Výsledek je ukázán na obr. 3.23. Odchyly od referenčního měření S-matrix technikou byly v rámci nejistoty měření (odchylka na fázi je dána časovou konstantou vypočitatelných etalonů, nikoliv můstkem).

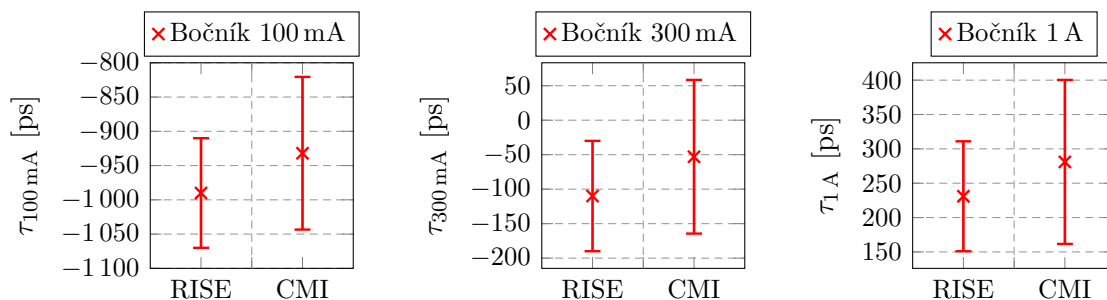
Souběžně s řešením této práce probíhal mezinárodní projekt TracePQM [1] programu EMPIR [2]. Jedním z cílů byl vývoj kalibračních metod proudových bočníků do kmitočtu 1 MHz s rozšířenou nejistotou ac/dc pod 100 $\mu\Omega/\Omega$ a fáze pod 800 $\mu\text{rad}/\text{MHz}$. Proověření této schopnosti bylo zajištěno mezinárodním porovnáním koaxiálního proudového bočníku 100 mA (6 Ω). Ac/dc difference byla měřena ČMI, BEV Rakousko, RISE Švédsko a INRIM Itálie. ČMI provedl měření jak technikou ac/dc, tak i digitálním vzorkovacím můstkem porovnáním s dvěma různými vypočitatelnými odpory. V BEV a INRIM provedli kalibraci klasickou ac/dc technikou. V RISE použil digitální vzorkovací systém podle [25] a jako primární etalon použili metodu podle [5]. Fázový úhel měřili jen v ČMI a v RISE. V případě RISE byla opět použita stejná metoda [5]. Výsledky pro tři různé bočníky jsou ukázány v grafech na obr. 3.25. Odchylka mezi ČMI a RISE byla konstantních cca 55 ps, tedy ve shodě s chybami měření ztrátového činitele podle obr. 3.23. Odchylka ovšem byla v mezích nejistot. Obě měření, ac/dc i časová konstanta, byly prvním mezinárodním porovnáním v tomto kmitočtovém rozsahu a staly se základem pro rozšíření CMC zúčastněných institucí.



Obr. 3.23: Měření etalonu kapacity 1 nF: S-matrix technikou; Porovnáním s etalonem 100 pF; Porovnáním s etalonem 100 Ω ; Porovnáním s etalonem 1 k Ω .



Obr. 3.24: Mezinárodní porovnání ac/dc difference koaxiálního proudového bočníku 100 mA (6 Ω). ČMI (ac/dc) - měření ac/dc technika; ČMI (dig: 100 Ω) - dig. můstek poměr 1:16; ČMI (dig: 10 Ω) - dig. můstek poměr 1:1,6; BEV Rakousko (ac/dc) - ac/dc technika; RISE Švédsko (digital) - vzorkovací aparatura; INRIM Itálie (ac/dc) - ac/dc technika.



Obr. 3.25: Mezinárodní porovnání časové konstanty koaxiálních proudových bočníků 100 mA (6 Ω), 300 mA (2 Ω) a 1 A (600 m Ω) mezi ČMI a RISE Švédsko.

4 Závěr

V rámci práce byl realizován první digitální vzorkovací můstek s kmitočtovým rozsahem do 1 MHz. Je založen na unikátním multiplexeru s pasivními vstupy, u kterého byly zároveň dosaženy velmi nízké přeslechy (< 136 dB). Bylo navrženo a otestováno několik modifikací měřicí topologie pro kmitočtový rozsah od desítek hertzů do minimálně 1 MHz a pro různé provedení měřených impedancí (čtyřpárové etalony i koaxiální bočníky).

K můstku byly navrženy a otestovány komplexní korekční algoritmy, které potlačují všechny hlavní chyby spojené s nedokonalostmi komponent můstku. Především byla navržena a otestována unikátní metoda kalibrace linearity můstku, která prakticky nevyžaduje účast operátora, čímž byla vyřešena jedna z hlavních limitací digitálních můstků.

Pro účely kalibrace linearity můstku i pro vlastní kalibrace byly navrženy, realizovány a validovány značně konstrukčně zjednodušené bifilární etalony odporu s vypočitatelnou kmitočtovou závislostí. Charakterizace geometrických vlastností vodičů etalonů byla provedena pomocí metalografických výbrusů a AFM mikroskopie. Nedokonalosti geometrie byly modelovány pomocí techniky konečných prvků. I přes relativně jednoduchou konstrukci dosáhly tyto etalony pro vybrané hodnoty odporu nejistoty výpočtu srovnatelné s parametry nejlepších dostupných vypočitatelných etalonů odporu (pod 20 $\mu\Omega/\Omega$ a 100 ps na 1 MHz).

Veškeré funkce můstku byly kompletně validovány pomocí rozsáhlého obvodového modelu v prostředí Spice. Tento model byl dále použit k odhadu příspěvku nejistot měření od nedokonalostí měřicí topologie a to včetně vlivu parazitních magnetických a kapacitních vazeb mezi kabely koaxiální sítě můstku.

Funkce můstku byla dále validována sérií porovnání etalonů známých hodnot a dále několika mezinárodními porovnáními. Provedené simulace i praktická měření ukázaly, že můstek pro poměry impedancí blízké 1:1 dosahuje i na 1 MHz chyby pod 10 $\mu\Omega/\Omega$, což je srovnatelné i s precizními koaxiálními můstky založenými na indukčních děličích. Pro poměry impedancí do cca 1:10 dosahuje rozšířenou nejistotu poměru cca 45 $\mu\Omega/\Omega$ na 1 MHz pro měření v plné komplexní rovině od cca 100 m Ω do 10 k Ω , což v době řešení této práce přesahovalo všechny dostupné digitální můstky. Pro nižší kmitočty nebo s omezenou nejistotou je realizovaný můstek schopen pracovat i pod 100 m Ω nebo nad

100 k Ω .

Přestože byl můstek určen především pro nízké impedance, kde i na 1 MHz dosahuje porovnávací proudy až 5 A, je schopen porovnávat impedance minimálně do 100 k Ω na 1 MHz s nejistotou pod cca 70 $\mu\Omega/\Omega$.

Na základě postupně vylepšovaného můstku a vypočitatelných etalonů odporu byla v průběhu řešení v letech 2015 až 2020 postupně navyšována měřicí schopnost ČMI v mezinárodní databázi KCDB. Laboratoř impedance ČMI dosahuje nyní, dle dat KCDB databáze, jeden z nejširších rozsahů měření a nejistot především v oblasti nízkých impedancí.

Doporučení pro další vývoj

Použitý koncept multiplexeru s pasivními vstupy není v praxi vhodný pro kmitočty nad několik megahertz. S jiným multiplexerem s precizními buffery na vstupech by však vzorkovací topologie mohla být použitelná i nad 10 MHz s ještě přijatelnými nejistotami měření. Hlavním limitujícím faktorem je chyba způsobená zatěžovacím efektem H_{POT} svorek etalonů. Pro tyto účely by bylo vhodné vyvinout stabilní a precizní vstupní buffery založené na zdokonalené verzi topologie popsané v této práci. Ty by musely být miniaturizované a umístěné co nejbližší svorek etalonů. Dále by bylo vhodné vyvinout novou sadu transformátorů a zesilovačů schopných dodat vyšší proudy i nad 10 MHz. Zbytek můstku, tedy především jeho SW by již nevyžadoval další úpravy.

Tato práce se zaměřovala především na výzvy spojené s dosažením měřicího kmitočtu 1 MHz. Můstek je však třeba používat i na nízkých kmitočtech, ideálně od 20 Hz. Pro další vývoj můstku by tedy bylo vhodné provést detailnější analýzu nejistoty měření na nízkých kmitočtech (pod cca 100 Hz), kde se objevují především amplitudově závislé odchylky fázového úhlu ne zcela zjevného původu. Můstek v této oblasti vykazuje nelinearitru značně odlišnou od vyšších kmitočtů. Je nutné prověřit, zda se jedná o jevy související s transformátory můstku nebo jsou způsobeny samotným digitizérem NI 5922.

Pro oblast kmitočtů do 1 MHz by bylo vhodné dále zdokonalit zesilovače a transformátory můstku pro dosažení vyšších měřicích proudů, aby bylo možné provádět step-down kalibrace koaxiálních proudových bočníků pro vyšší proudy pokud možno při jmenovitých proudech.

Literatura

1. MSU EURAMET. *EMPIR project - Traceability Routes for Electrical Power Quality Measurement*. Dostupné také z: <http://tracepqm.cmi.cz/> [online], [cit. 2019-09-26].
2. MSU EURAMET. *European Metrology Programme for Innovation and Research (EMPIR)*. Dostupné také z: <http://msu.euramet.org/calls.html> [online], [cit. 2016-03-20].
3. BUREAU INTERNATIONAL DES POIDS ET MESURES. *The BIPM key comparison database (KCDB)*. Dostupné také z: <http://kcdb.bipm.org/> [online], [cit. 2016-03-20].

4. ANDEEN HAGERLING, INC. *ANDEEN-HAGERLING, INC. - manufacturers of the world's most accurate capacitance bridges and standards*. Dostupné také z: <http://www.andeen-hagerling.com> [online], [cit. 2020-02-18].
5. BERGSTEN, T.; RYDLER, K. Realization of Absolute Phase and AC Resistance of Current Shunts by Ratio Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2019, roč. 68, č. 6, s. 2041–2046. ISSN 1557-9662. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2018.2882927.
6. KUCERA, J.; SEDLACEK, R.; BOHACEK, J. An HF coaxial bridge for measuring impedance ratios up to 1 MHz. *Measurement Science and Technology*. 2012, roč. 23, č. 8, s. 085004. Dostupné z DOI: 10.1088/0957-0233/23/8/085004.
7. KIM, H. J.; LEE, R. D.; SEMENOV, Y. P. Resistors With Calculable Frequency Dependencies Up to 1 MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2007, roč. 56, č. 2, s. 453–457. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2007.891121.
8. FUJIKI, Hiroyuki; DOMAE, Atushi; NAKAMURA, Yasuhiro. Analysis of Time Constant of Calculable AC/DC Resistors for the Phase Angle Standard. *Japanese Journal of Applied Physics*. 2003, roč. 42, č. Part 1, No. 8, s. 5357–5360. Dostupné z DOI: 10.1143/jjap.42.5357.
9. BOHÁČEK, J.; WOOD, B M. Octofilar resistors with calculable frequency dependence. *Metrologia*. 2001, roč. 38, č. 3, s. 241–247. Dostupné z DOI: 10.1088/0026-1394/38/3/7.
10. OUAMEUR, M.; ZIADÉ, F.; BIHAN, Y. L. Toward a Calculable Standard Shunt for Current Measurements at 10 A and Up To 1 MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2019, roč. 68, č. 6, s. 2215–2222. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2018.2884553.
11. BUDOVSKY, I.; LAWN, M.; VANAJEK, J.; HAGEN, T.; LIPE, T. Reference micropotentiometer resistors for Ac-dc transfer and phase error measurements. In: *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*. 2016, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2016.7540475.
12. CALLEGARO, Luca; DURBIANO, Francesca. Four-terminal-pair impedances and scattering parameters. *Measurement Science and Technology*. 2003, roč. 14, č. 4, s. 523–529. Dostupné z DOI: 10.1088/0957-0233/14/4/317.
13. RYDLER, K. E.; TARASSO, V.; BERGSTEN, T. Scaling of inductance to the pH-level. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2010 Conference on*. 2010, s. 384–385.
14. OVERNEY, F.; JEANNERET, B. Impedance simulator for automatic calibration of LCR-meters. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on*. 2014, s. 86–87. ISSN 0589-1485.
15. NICOLAS, J.; THEEMSCHE, A. Van; AWAN, S. A. Verification of LCR meters by means of a 4TP 100 Ohm Linearity Test Standard over the frequency range 100 Hz to 1 MHz. In: *CPEM 2010*. 2010, s. 374–375. ISSN 0589-1485.

16. RYDLER, K. e.; TARASSO, V. A Method to Determine the Phase Angle Errors of an Impedance Meter. In: *Precision Electromagnetic Measurements Digest, 2004 Conference on*. 2004, s. 123–124.
17. SVENSSON, S.; RYDLER, K. e.; TARASSO, V. Improved Model and Phase-Angle Verification of Current Shunts for AC And Power Measurements. In: *Precision Electromagnetic Measurements Digest, 2004 Conference on*. 2004, s. 82–83.
18. AWAN, Shakil; KIBBLE, Bryan; SCHURR, Jürgen. *Coaxial Electrical Circuits for Interference-Free Measurements*. London, UK: Institution of Engineering and Technology, 2011. ISBN 978-1-84919-069-5.
19. OVERNEY, F.; LÜÖND, F.; JEANNERET, B. Broadband fully automated digitally assisted coaxial bridge for high accuracy impedance ratio measurements. *Metrologia*. 2016, roč. 53, č. 3, s. 918–926.
20. GIBLIN, S. P.; WILLIAMS, J. M. Automation of a Coaxial Bridge for Calibration of AC Resistors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2007, roč. 56, č. 2, s. 373–377. ISSN 0018-9456. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2007.891120.
21. KIM, Dan Bee; LEE, Hyung Kew; KIM, Wan-Seop. An impedance bridge measuring the capacitance ratio in the high frequency range up to 1 MHz. *Measurement Science and Technology*. 2017, roč. 28, č. 2.
22. KUČERA, J.; KOVÁČ, J. A Reconfigurable Four Terminal-Pair Digitally Assisted and Fully Digital Impedance Ratio Bridge. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2018, roč. 67, č. 5, s. 1199–1206. ISSN 0018-9456. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2018.2790538.
23. MOHNS, Enrico. *Kalibrierensemble für Messgeräte zur Bestimmung des Wirkungsgrades von HGÜ-Umrichtern*. 2014. Disertační práce. Technischen Universität Carolo-Wilhelma zu Braunschweig, Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik.
24. IHLENFELD, W. G. Kürten; VASCONCELLOS, R. T. B. A digital quadrature bridge for impedance measurements. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on*. 2014, s. 106–107. ISSN 0589-1485.
25. RYDLER, K. E.; BERGSTEN, T.; TARASSO, V. Determination of phase angle errors of current shunts for wideband power measurement. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2012 Conference on*. 2012, s. 284–285. ISSN 0589-1485.
26. MAŠLÁŇ, Stanislav. Charakterizace vzorkovacích karet pro měření komplexního poměru střídavých napětí. In: *Elektrorevue*. 2015, s. 75–81. ISSN 1213-1539.
27. POGLIANO, Umberto; TRINCHERA, Bruno; SERAZIO, Danilo. Wideband digital phase comparator for high current shunts. *Metrologia*. 2012, roč. 49, č. 3, s. 349.
28. HOUTZAGER, E.; BROM, H. E. van den; DIERIKX, E. Development of a wide-range sampling impedance ratio bridge. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on*. 2014, s. 230–231. ISSN 0589-1485.

29. OVERNEY, F.; JEANNERET, B. RLC Bridge Based on an Automated Synchronous Sampling System. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2011, roč. 60, č. 7, s. 2393–2398. ISSN 0018-9456.
30. BROM, H. E. van den; DIERIKX, E. F.; JO, L. Sampling ratio bridge for impedance measurements down to 1 mOhm. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2012 Conference on*. 2012, s. 588–589. ISSN 0589-1485.
31. MAŠLÁŇ, S.; HORSKÁ, J.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Bridging the LF-RF gap for Calibration of the RLC Meters. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. ISSN 0589-1485. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501243.
32. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; ZACHOVALOVÁ, V. N.; STREIT, J. Digital Sampling Setup for Measurement of Complex Voltage Ratio. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2017, roč. 66, č. 6, s. 1355–1363. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2017.2649899.
33. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T.; BERGSTEN, T. Four-Terminal Pair Digital Sampling Impedance Bridge up to 1MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2019, roč. 68, č. 6, s. 1860–1869. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2019.2908649.
34. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Precision Buffer with Low Input Capacitance. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501232.
35. STANISLAV MAŠLÁŇ AND MARTIN ŠÍRA. *GOLPI - GNU Octave to Labview Pipe Interface*. Dostupné také z: <https://github.com/KaeroDot/GOLPI> [online], [cit. 2019-09-26].
36. MSU EURAMET. *EMPIR project - Waveform metrology based on spectrally pure Josephson voltages*. Dostupné také z: <https://www.ptb.de/empir/quadc-project.html> [online], [cit. 2020-06-27].
37. MSU EURAMET. *EMPIR project - Lithium Batteries for Second Use*. Dostupné také z: <https://www.ptb.de/empir2018/libforsecuse/home/> [online], [cit. 2020-01-14].

Seznam zkratek

2T	Dvousvorkové připojení nebo dvousvorková definice impedance.
2TP	Dvoupárové připojení nebo dvoupárová definice impedance.
4T	Čtyřsvorkové připojení nebo čtyřsvorková definice impedance.
4TP	Čtyřpárové připojení nebo čtyřpárová definice impedance.
AFM	Mikroskopie atomárních sil.
BEV	Rakouská národní metrologická laboratoř.
BNC	Koaxiální konektor typu Bayonet Neill–Concelman.
CMC	Kalibrační a měřicí schopnost.
CMRR	Činitel potlačení souhlasného napětí.
D/A	Digitálně analogový převodník.
DDS	Číslicový syntezátor kmitočtu.
DPS	Deska plošných spojů.
DSB	Dual Source Bridge - můstek se dvěma generátory.
EMPIR	European Metrology Programme for Innovation and Research [2].
FEM	Metodou konečných prvků.
FEMM	SW pro modelování metodou konečných prvků FEM.
H_{CUR}	High-proudová svorka etalonu.
H_{POT}	High-napěťová svorka etalonu.
HW	Hardware.
INMETRO	Brazílská národní metrologická laboratoř.
INRIM	Italská národní metrologická laboratoř.
IVD	Indukční dělič.
KCDB	Databáze klíčových porovnání BIPM.
KHJ	Kvantový Hallův jev.
L_{CUR}	Low-proudová svorka etalonu.
L_{POT}	Low-napěťová svorka etalonu.
LNE	Francouzská národní metrologická laboratoř.
METAS	Švýcarská národní metrologická laboratoř.
NF	Nízkofrekvenční (zpravidla do 20 kHz).
NMI	Národní metrologický institut.
OPEN	Korekce zbytkové paralelní svodové impedance.
PQ	Kvalita elektrické energie.
RISE	Švédská národní metrologická laboratoř.
SFDR	Odstup nejvyšší rušivé složky od fundamentálního nebo analyzovaného kmitočtu.
SHORT	Korekce zbytkové sériové impedance.
SMD	Součástka pro povrchovou montáž na DPS.
SThM	Skenovací teplotní mikroskopie.
SW	Software.
VF	Vysokofrekvenční (zpravidla nad 20 kHz).
VNA	Vektorový analyzátor.

VSL
ČMI

Nizozemská národní metrologická laboratoř.
Český metrologický institut.

Životopis

Jméno: Stanislav Mašláň
Narozen: V Šumperku, 5. Února 1986
Kontakt: s.maslan@seznam.cz, smaslan@cmi.cz

Vzdělání:

2001 - 2005: Střední průmyslová škola Šumperk, obor elektrotechnika

2005 - 2008: Bakalářské studium; Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav Kybernetiky, Automatizace a Měření; Téma bakalářské práce: Grafický displej pro průmyslové aplikace.

2008 - 2011: Magisterské studium; Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav Kybernetiky, Automatizace a Měření; Téma diplomové práce: Měření vodivosti kapalin

Jazyky:

Čeština: rodilý mluvčí.

Angličtina: C1.

Pracovní zkušenosti:

2011 - dosud: Metrolog primárních laboratoří elektrických veličin Českého metrologického institutu v Brně.

Odborné zaměření:

Metrolog v oborech: NF impedance, odporová termometrie, elektrický výkon, el. signály (kvalita elektrické energie, zkreslení, fázový posuv, atd.). Vývoj HW pro měřicí aplikace. Vývoj SW pro automatizaci měření. Modelování a simulace měřících sestav pro účely validace funkce a numerického výpočtu nejistot.

Účast v projektech:

EMPIR QuADC [36] (2016 - 2019) Waveform metrology based on spectrally pure Josephson voltages. Účast autora: Vývoj vstupního bufferu pro kvantový voltmetr.

EMPIR TracePQM [1] (2016 - 2019) Traceability Routes for Electrical Power Quality Measurement. Účast autora: Vývoj SW a algoritmů pro vzorkovací měření výkonu a kvality elektrické energie. V roce 2018 koordinátor projektu.

EMPIR LiBforSecUse [37] (2017 - dosud) Lithium Batteries for Second Use. Účast autora: Vývoj simulátoru impedance lithiových akumulátorů. Vývoj vzorkovacího můstku pro nízké impedance a ultranízké kmitočty.

Vybrané publikace autora:

1. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; ZACHOVALOVÁ, V. N.; STREIT, J. Digital Sampling Setup for Measurement of Complex Voltage Ratio. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2017, roč. 66, č. 6, s. 1355–1363. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2017.2649899.
2. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T.; BERGSTEN, T. Four-Terminal Pair Digital Sampling Impedance Bridge up to 1MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2019, roč. 68, č. 6, s. 1860–1869. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2019.2908649.
3. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Precision Buffer with Low Input Capacitance. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501232.
4. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Progress on Simple Resistance Standard with Calculable Time Constant. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501166.
5. MAŠLÁŇ, S.; HORSKÁ, J.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Bridging the LF-RF gap for Calibration of the RLC Meters. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. ISSN 0589-1485. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501243.
6. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Digital Sampling Setup for Calibration of Strain Gauge Bridge Calibration Unit BN100. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501038.