

TEMATICKÁ
PŘÍLOHA č. 4/2007

METROLOGIE

VĚDECKÁ
LEGÁLNÍ
PRAKTICKÁ



MĚŘENÍ ODPORU, KAPACITY A INDUKČNOSTI
V PÁSMU KMITOČTŮ DO 10 MHz

Doc. Ing. Jiří Horský, CSc.	
1 Úvod.....	2
1.1 Vysvětlení použitých pojmů speciálních pro oblast impedancí ..	2
1.2 Vyjádření měřené impedance.....	3
2 Etalony.....	5
Prof. Ing. Jaroslav Boháček, DrSc.	
2.1 Primární etalony.....	5
2.2 Etalony na bázi Thompsonova-Lampardova teorému.....	6
Ing. Pavel Svoboda, CSc.	
2.3 Etalony na bázi kvantového Hallova jevu.....	7
Doc. Ing. Jiří Horský, CSc.	
2.4 Pracovní etalony.....	10
2.4.1 Úvodem.....	10
2.5 Odporové etalony používané v praxi v ČR.....	11
2.5.1 Přehled etalonů používaných v ČR.....	11
2.5.2 Materiály pro odporové etalony.....	13
2.5.3 Konstrukce a typy etalonů.....	14
2.5.4 Foliové rezistory.....	14
2.6 Kapacitní etalony.....	16
2.6.1 Etalony s dielektrikem z taveného křemene.....	16
2.6.2 Etalony s plynným dielektrikem.....	17
2.6.3 Materiály pro etalony kapacity.....	17
2.6.4 Foliové kondenzátory - základní informace.....	18
2.7 Etalony vlastní a vzájemné indukčnosti.....	20
2.7.1 Toroidní etalony indukčnosti.....	20
2.7.2 Etalony s otevřeným polem.....	20
Prof. Ing. Jaroslav Boháček, DrSc.	
2.8 Hamonovy transferové etalony.....	21
2.9 Odporové etalony s vypočítatelnými kmitočtovými závislostmi.....	22
Doc. Ing. Jiří Horský, CSc., Ing. Karel Volný	
2.10 Odporové etalony s vypočítatelnými kmitočtovými závislostmi pro autobalanční RLC mosty.....	24
Ing. Ludvík Ripper, CSc.	
3 Poměrové prvky.....	26
3.1 Indukční děliče.....	26
Ing. Renata Styblíková, Phd., Doc. Ing. Karel Draxler, CSc.	
3.2 Impedanční mosty s proudovými komparátory ...	30
Ing. Eubomír Harich	
3.3 Stejnoseměrné proudové komparátory.....	33
3.4 Kryogenní proudové komparátory.....	36
Doc. Ing. Jiří Horský, CSc.	
4 Primární mosty v oblasti impedancí.....	38
4.1 Obecně.....	38
4.2 Přesný počítačem řízený komparátor impedancí.....	39

MEASUREMENT OF RESISTANCE, CAPACITANCE
AND INDUCTANCE IN THE FREQUENCY RANGE
UP 10 MHz

Jiří Horský	
1 Introduction.....	2
1.1 Definitions.....	2
1.2 Expressing the Measured Impedance.....	3
2 Standards.....	5
Jaroslav Boháček	
2.1 Primary Standards.....	5
2.2 Standards Based on the Thompson-Lampard Theorem.....	6
Pavel Svoboda	
2.3 Standards Based on the Quantum Hall Effect.....	7
Jiří Horský	
2.4 Working Standards.....	10
2.4.1 Introduction.....	10
2.5 Resistance Standards in Practical Use in the Czech Republic.....	11
2.5.1 Overview of Standards Used in the Czech Republic.....	11
2.5.2 Materials for Resistance Standards.....	13
2.5.3 Standards' Designs and Types.....	14
2.5.4 Foil Resistors.....	14
2.6 Capacitance Standards.....	16
2.6.1 Fused-Silica Capacitance Standards.....	16
2.6.2 Gas-Dielectric Standards.....	17
2.6.3 Dielectrics Types for Capacitance Standards.....	17
2.6.4 Foil Capacitors – Basic Information.....	18
2.7 Standards of Self- and Mutual Inductance.....	20
2.7.1 Toroidal Inductance Standards.....	20
2.7.2 Open Field Standards.....	20
Jaroslav Boháček	
2.8 Hamon Transfer Standards.....	21
2.9 Resistance Standards with Calculable Frequency Dependences.....	22
Jiří Horský, Karel Volný	
2.10 Resistance Standards with Calculable Frequency Dependences for Auto-Balancing RLC Bridges.....	24
Ludvík Ripper	
3 Ratio Elements.....	26
3.1 Inductive Voltage Dividers.....	26
Renata Styblíková, Karel Draxler	
3.2 Impedance Bridges with Current Comparators...30	
Eubomír Harich	
3.3 Direct Current Comparators.....	33
3.4 Cryogenic Current Comparators.....	36
Jiří Horský	
4 Bridges for Primary Impedance Measurements...38	
4.1 General.....	38
4.2 A Precise Computer Controlled Impedance Comparator.....	39

MĚŘENÍ ODPORU, KAPACITY A INDUKČNOSTI V PÁSMU KMITOČTŮ DO 10 MHz

Zpracoval kolektiv autorů:

Prof. Ing. Jaroslav Boháček, DrSc.

Doc. Ing. Karel Draxler, CSc.

ČVUT Praha

Ing. Eubomír Harich

SMU Bratislava

Doc. Ing. Jiří Horský, CSc.

Ing. Ludvík Ripper, CSc.

Ing. Renata Styblíková, Phd.

ČMI

Ing. Pavel Svoboda, CSc.

Fyzikální ústav AV ČR

Ing. Karel Volný

Meatest Brno

Redakční korektura:

Doc. Ing. Jiří Horský, CSc.

Ing. Jana Horská

1. ÚVOD

Celý současný život je ovlivněn elektřinou a není bez ní již možný. Elektřina nás provází jak v silové formě, tak jako nosič informací. Všechna zařízení pro zpracování a rozvod elektrické energie i pro šíření informací elektrickými signály se skládají z elektrických prvků.

Základem pro měření prvků je měření elektrického odporu. Odpor (R) je možné měřit jak při stejnosměrném tak i střídavém proudu, ale kapacitu a indukčnost pouze při střídavém signálu. Měřená hodnota pro reálné prvky závisí na frekvenci a je proto třeba i na požadované frekvenci měřit. Odpor se měří tam, kde je to pro praxi vhodné, při stejnosměrném signálu. Pro stejnosměrné měření odporu je k dispozici obrovský výběr přístrojů. V praxi převažují číslicové multimetry. Pro měření velmi malých i pro měření velmi velkých odporů je třeba užít speciální metody a přístroje.

V průmyslu i pro vědecké účely se používají k měření vlastností reálných prvků při střídavém signálu mosty RLC. Po dlouhém vývoji, při kterém se prověřovaly různé principy měření, jsou v současné době všechny mosty RLC založené na stejném technickém principu. Jedná se o tzv. autobalanční RLC mosty, které sice nevynikají vysokou přesností, ale často mají široký frekvenční rozsah maximálně až do desítek MHz a měří prakticky libovolnou zvolenou složku impedance. Přesnost většiny mostů je i v optimálních bodech rozsahu horší než 0,1 % a výjimkou je jen několik typů mostů s přesností 0,02 % (ale pouze pro frekvenci 1 kHz) a několik s přesností 0,05% v optimální části rozsahu. Moderní měřiče

impedancí jsou natolik složité přístroje, že jejich specifikace u některých typů není někdy udána v písemné nebo tabulkové formě a most sám ji vyhodnocuje až pro konkrétní podmínky měřeného objektu. Přesné RLC mosty a mosty s širokým frekvenčním rozsahem jsou velmi drahé. Například firma Agilent technology vyvinula most se základní nejvyšší přesností 0,08% s extrémně širokým frekvenčním rozsahem (80 Hz – 140 MHz), ale s cenou kolem 40.000 USD. Proto je nutné při práci v tomto oboru měření dobře rozumět měřené problematice, k čemuž bychom rádi přispěli i touto publikací. Měření a metrologie elektrických prvků se rozvíjí více než sto let a za tu dobu se několikrát změnila definice jednotek (například u odporu) i celá oblast principů měření využívaná v praxi. U nás se měření a metrologie v této oblasti rozvíjely ve druhé polovině 20 století v Metra Blansko, hlavně pro DC R a v TESLA Brno pro celou oblast elektrických prvků. Státní metrologie začínala po roce 1970 v ČSMU Bratislava v omezeném rozsahu na DC R a kapacitu C, L omezeně v SLM Bratislava. V ČR se rozvíjí od roku 1997. Přehled dosaženého stavu je uveden v závěru této publikace.

1.1 Vysvětlení použitých pojmů speciálních pro oblast impedancí

Klasický impedanční most – přístroj mostového typu obsahující nejméně čtyři ramena tvořená impedančními prvky, ve kterém měříme impedanci vyvážením mostu pro měřenou reálnou a imaginární složku měřené impedance.

Transformátorový most – mostové zapojení, ve kterém poměrová ramena jsou nahrazena měřicími transformátory děliči.

Autobalanční most – elektronický měřicí přístroj pro měření impedancí, kde neznámá impedance je zapojena mezi zdroj měřicího signálu a virtuální zem. Ta je na nízkých kmitočtech tvořena převodníkem proudu na napětí s inventujícím operačním zesilovačem. Na inventujícím vstupu tohoto zesilovače je virtuální zem, přepínáním odporu ve zpětné vazbě se mění rozsahy přístroje. Přístroj měří reálnou a imaginární složku impedance a podle nastavené funkce měření z nich počítá požadovaný parametr (R, L, C, G, Q, D, ...) pro sériové nebo paralelní náhradní zapojení. Měřená impedance se připojuje čtyřsvorkově nebo čtyřpárově.

Prakticky všechny průmyslově vyráběné měřiče impedancí jsou řešeny na tomto principu.

Dvousvorkové připojení – měřený prvek je připojen pouze svými dvěma svorkami. Pokud obsahuje i stínění, pak je připojeno k jedné ze svorek, zpravidla k té, která je připojena ke zdroji měřicího signálu. Dvousvorkově se nejčastěji připojují etalony indukčnosti. Měřený prvek musí být co nejdále od zdrojů rušení a ovlivňujících veličin (kovových předmětů u měřených indukčností). Toto zapojení je ze všech způsobů připojení nejvíce ovlivňováno okolím a nejméně vhodné pro

presné měření. Není zde potlačen vliv přívodů. Používá se například u kapacitních multimetrů při měření R . Nejčastěji se při střídavém měření používají zkroucené vodiče, aby byl omezen vliv rušení.

Trojsvorkové připojení – měřený prvek je umístěn ve stínícím krytu, který je připojen na třetí svorku. Používá se nejčastěji u etalonu malých a středních hodnot kapacity. Je vhodné pro měření středních a velkých hodnot impedance. Nejčastěji se při střídavém měření používají dva koaxiální kabely.

Čtyřsvorkové připojení – na prvek jsou připojeny měřicí proudové a napěťové přívody. Smyslem čtyřsvorkového připojení je odstranit vliv přechodového odporu a odporu připojovacích kabelů. Je vhodné pro měření malých a středních hodnot impedance. Nejčastěji se při střídavém měření používají zkroucené nebo stíněné vodiče.

Pětisvorkové připojení – obdobně jako u čtyřsvorkového připojení jsou na měřený prvek připojeny napěťové a proudové přívody. Měřený prvek je ale navíc opatřen stíněním vyvedeným na pátou svorku. Toto připojení má lepší vlastnosti než čtyřsvorkové zapojení, protože měřený prvek je stíněný. Nejčastěji se při střídavém měření používají čtyři koaxiální kabely nebo stíněné vodiče, při čemž alespoň jeden vodič je spojen se stíněním měřeného objektu.

Čtyřpárové připojení – používaná zkratka 4TP (Terminal Pair). Nejdůležitější a nejčastěji používané připojení pro měření impedance k autobalančním mostům. Je vhodné pro nejširší rozsah měření impedancí ze všech uvedených zapojení. Měřený prvek je umístěn ve stínícím krytu a vyveden čtyřsvorkově na čtyři koaxiální kabely. Vnější vodiče koaxiálních kabelů musí být propojeny i na straně měřené impedance.

Měřicí svorky autobalančního mostu

Hi Drive – (Hi I) budící proudová – svorka, na kterou je připojen zdroj měřicího signálu. U důsledně čtyřpárových mostů je vyvedena na koaxiální konektor (BNC). Vnitřním vodičem je napájen měřený objekt, vnějším vodičem se měřený proud vrací. Na této svorce měříme signál, napájející měřený objekt.

Lo Drive – (Lo I) svorka vytvářející virtuální zem, do které vtéká měřený proud určený připojenou impedancí. Proud se vrací vnějším vodičem a stínícím krytem připojené impedance ke svorce Hi Drive.

Hi Sense – (Hi V) – svorka pro měření napětí na napájecí straně měřeného objektu.

Lo Sense – (Lo V) napěťová svorka, kterou se kontroluje napětí na straně virtuální země. Potlačuje vliv odporu přívodu a nedokonalosti virtuální země.

Kalibrace metodou black box (černé skříňky) – při stanovení kalibračních bodů a postupů se vychází ze specifikace přístroje bez znalosti jeho vnitřní skladby. Kalibrace platí v rozsahu kalibrovaných parametrů.

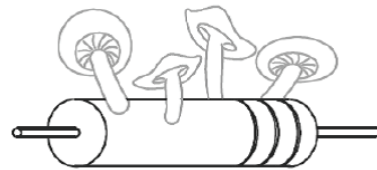
Kalibrace metodou funkčních bloků – kalibrační postup vychází ze znalosti blokového zapojení přístroje. Kalibrační body jsou stanoveny tak, aby byl alespoň jedenkrát kont-

rolován každý prvek a každá poloha přepínače ovlivňující přesnost přístroje. Metoda vede k omezení počtu kalibračních bodů a umožňuje s určitou pravděpodobností předpokládat správnou funkci přístroje v širším rozsahu hodnot než je počet ke kalibraci použitých etalonů. Například u autobalančních mostů se obvykle při této metodě omezuje počet kalibračních bodů na rozsazích měření indukčnosti. Metoda funkčních bloků aplikovaná pro měřiče RLCG je velmi důležitá, protože není možné kalibrovat samostatně všechny veličiny, které most měří.

UUT (DUT) – měřené zařízení (Unit (device) Under Test). **ppm** – 0,0001% (označení pro 0,000 001, to je part per million – ppm)

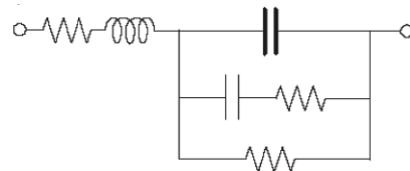
1.2 Vyjádření měřené impedance

Žádná skutečná elektrická součástka nemá charakter jen odporu, kapacity nebo indukčnosti, vždy má parazitní vlastnosti, jak s nadsázkou ukazuje **obr. 1.2.1**.



Obr. 1.2.1: Každá elektrická součástka má i nežádoucí, parazitní vlastnosti

Vlastnosti součástí lze vyjádřit pomocí náhradního zapojení, daného kombinací ideálních prvků. Zapojení podle obrázku **obr. 1.2.2** vychází z konstrukce součástky.



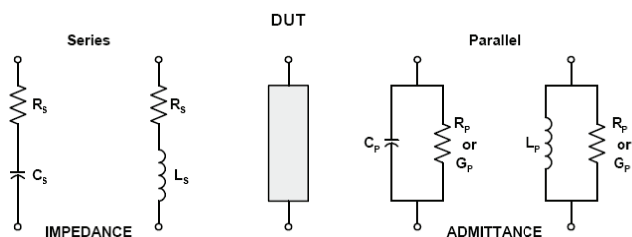
Obr. 1.2.2: Náhradní zapojení kondenzátoru se znázorněným odporem a indukčností přívodů, parazitním svodem a RC členem, popisujícím zjednodušeně dielektrickou absorpci.

Zjištění charakteru prvku znamená stanovit poměr mezi napětím a proudem u libovolného měřeného obvodu. Tento charakter vychází z fázového posunu mezi celkovým proudem a napětím, při čemž úhel se počítá od napětí k proudu. Podle převažující složky získáme tři typy charakteru reálného prvku, a to odporový ($\varphi = 0$), induktivní ($\varphi > 0$) a kapacitní ($\varphi < 0$).

Proto je pro střídavé parametry zaveden **pojem impedance a admittance**. Impedance je poměr mezi střídavým napětím a proudem, je to určitá analogie odporu pro DC signál. Protože napětí i proud jsou komplexními čísly, musí být i impedance komplexním číslem, značíme ji Z , jednotkou je ohm (Ω).

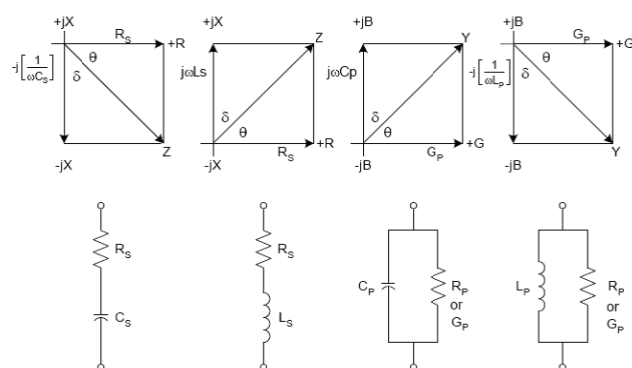
Pevrácenou hodnotou impedance je admittance, je to opět určitá analogie vodivosti pro DC signál, označuje se Y a její jednotkou je siemens (S). Při měření reálných prvků pak tedy stanovujeme výsledný charakter prvku.

METROLOGIE VLASTNOSTÍ ELEKTRICKÝCH PRVKŮ



Obr 1.2.3: Náhradní zapojení prvku (platné na určité frekvenci)

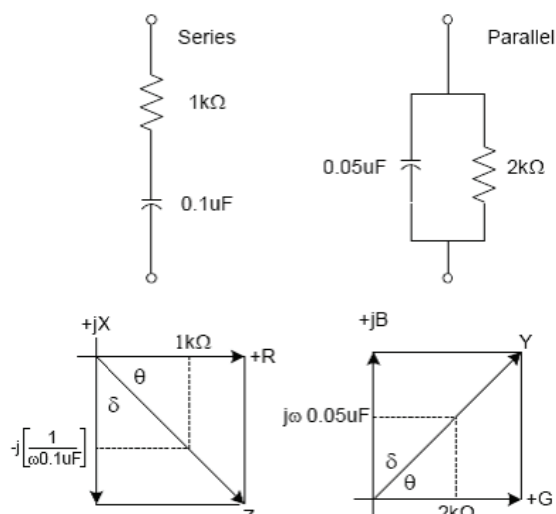
Výhodou takového zapojení je, že se měří jen dvě složky měřené veličiny a fázový posuv mezi nimi, jak ukazuje i obr. 1.2.4.



Obr 1.2.4: Fázové vztahy pro různá náhradní zapojení prvku

Význam náhradního zapojení je tím větší, čím jsou vlastnosti měřené impedance vzdálenější vlastnostem ideálního odporu, ideální kapacity nebo ideální indukčnosti.

Například pro měřenou impedanci $Z = 1000 \Omega - j1000 \Omega$ na frekvenci 1,5915 kHz můžeme použít 2 náhradní schémata, sériové zapojení odporu 1 k Ω a kapacity 0,1 μF , nebo paralelní zapojení odporu 2 k Ω a kapacity 0,05 μF . Pozor, udané náhradní zapojení platí jen pro danou frekvenci !



Obr 1.2.5: Ukázka odlišnosti dvou možností vyjádření vlastností jedné součástky (hodnoty prvků platí jen na zvolené frekvenci)!

Nevýhodou impedančních měření v metrologii je, že nejsou k dispozici ideální prvky a proto se musí měřit vlastnos-

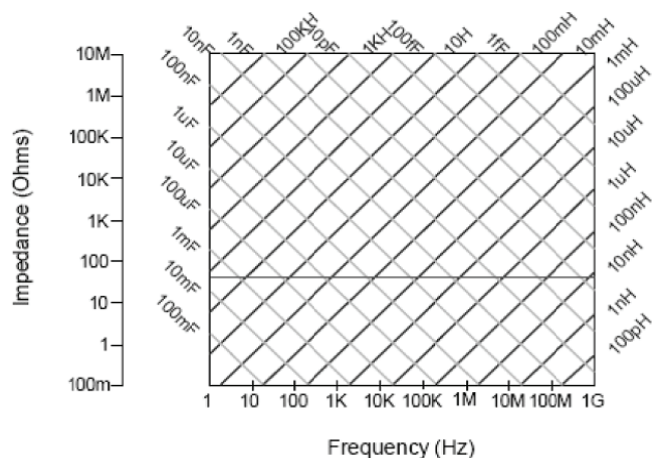
ti reálného prvku podle zvoleného náhradního zapojení, to je pro paralelní nebo sériovou kombinaci náhradních prvků a pro zvolené vyjádření složek jako impedance nebo admittance. Tím se obor rozpadá na řadu veličin, které jsou ale svázané vztahy podle tabulky 1.2.1

parametr	veličina	jednotka	vztah
Z	impedance	Ω Ohm	$Z = R_S + jX_S = \frac{1}{Y} = Z e^{j\theta}$
$ Z $	amplituda impedance	Ω Ohm	$ Z = \sqrt{R_S^2 + X_S^2} = \frac{1}{ Y }$
R	odpor reálná část impedance	Ω Ohm	$R_S = \frac{G_P}{G_P^2 + B_P^2} = \frac{R_P}{1 + Q^2}$
X_S	reaktance imaginární část impedance	Ω Ohm	$X_S = -\frac{B_P}{G_P^2 + B_P^2}$
Y	admittance	S Siemens	$Y = G_P + jB_P = \frac{1}{Z} = Y e^{j\varphi}$
$ Y $	amplituda admittance	S Siemens	$ Y = \sqrt{G_P^2 + B_P^2} = \frac{1}{ Z }$
G_P	odpor reálná část admittance	S Siemens	$G_P = \frac{R_S}{R_S^2 + X_S^2}$
B_P	reaktance imaginární část admittance	S Siemens	$B_P = -\frac{X_S}{R_S^2 + X_S^2}$
C_S	seriová kapacita	F Farad	$C_S = -\frac{1}{\omega X_S} = C_P(1 + D^2)$
C_P	paralelní kapacita	F Farad	$C_P = \frac{B}{\omega} = \frac{C_S}{1 + D^2}$
L_S	seriová indukčnost	H Henry	$L_S = \frac{X}{\omega} = L_P \frac{Q^2}{1 + Q^2}$
L_P	paralelní indukčnost	H Henry	$L_P = -\frac{1}{\omega B_P} = L_S \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)$
Q	činitel jakosti	-	$Q = -\frac{1}{D} = \frac{X_S}{R_S} = \frac{G_P}{B_P} = \tan \theta$
D	činitel ztrát	-	$D = -\frac{1}{Q} = \frac{R_S}{X_S} = \frac{B_P}{G_P} = \tan(90^\circ - \theta) = \tan \delta$
θ	fázový úhel impedance	$^\circ$ nebo radian	$\theta = -\varphi$
φ	fázový úhel admittance	$^\circ$ nebo radian	$\varphi = -\theta$

Tab 1.2.1: Převodní vztahy v oblasti měření impedancí

Při práci v oblasti měření impedancí je naprosto nezbytné si plně uvědomovat, že zatímco ideální rezistor má hodnotu odporu nezávislou na frekvenci, impedance ideálního kondenzátoru při zvyšování frekvence měření klesá a impedance indukčnosti roste, což lze názorně ukázat v impedanční rovině na obr. 1.2.6. To v praxi znamená, že měřitelnost hod-

not kapacity a indukčnosti závisí mimo jiné i na frekvenci z důvodu, že pro příliš vysoké nebo příliš nízké frekvence se dostávají do oblasti velmi malých nebo velmi velkých a tedy těžko měřitelných impedancí.



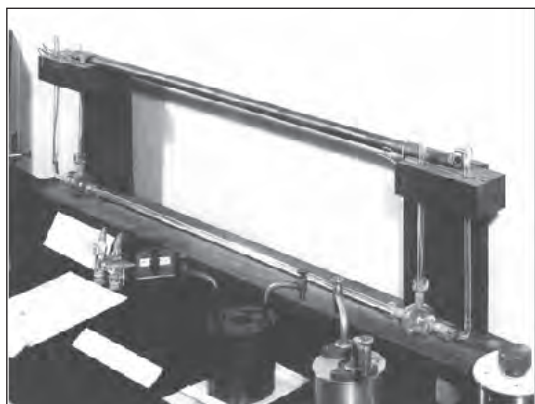
Obr. 1.2.6: Impedanční rovina slouží k rychlému přehledu o velikosti impedance kapacity nebo indukčnosti v závislosti na frekvenci

2. ETALONY

Vyjádření jednotek impedance prodělává intenzivní vývoj a přibližně vždy po 20. letech dochází ke změně definice pro vyjádření její reprezentace. Bylo to v letech 1908, 1928, 1948, 1969, 1990. V roce 2010 uplyne dalších 20 let a již nyní je zřejmé, že jev, zvaný single elektron tunneling (SET) se stává vhodný pro další změnu pro odvození etalonu jednotky kapacity.

Stručná historie:

- 1875 byla podepsána mezinárodní smlouvou o metrické soustavě Metrická konvence;
- 1901 Giorgi navrhuje systém jednotek SI, později upravený na MKS;
- Od roku 1860 do roku 1948 bylo přijato 8 různých definic odporu;
- Od roku 1908 do roku 1948 byl etalonem odporu rtuťový sloupec váhy 14,4521 g a délky 106,3 cm při teplotě 0 °C.



Obr. 2.1: Etalon odporu z roku 1908 (1908 Absolutní Ohm)

Specifickým problémem je i velký rozsah měření.

Rozsah měření odporu je cca od 10 μΩ do 10 PΩ → to je 10²¹.

Poznámka: rozsah 10²¹ je prakticky nepředstavitelný, pro srovnání 1ns je jen asi ~ 10⁻¹⁸ z délky života člověka.

Josephsonův etalon pro DC napětí i etalon na principu Hallova jevu jsou etalony, které mají vynikající opakovatelnost výsledků, ale jejich přesnost závisí na dvou fyzikálních konstantách, náboji elektronu *e* a Planckově konstantě *h*, které jsou měřené. Proto se v literatuře často nazývají etalony intrinsické na rozdíl od primárních etalonů. Protože přesnost jejich měření je omezená a dříve každá z velmocí používala jiné hodnoty, dosáhlo se jednotnosti měření tím, že hodnota *e* a *h* byla dohodnuta mezinárodně podle CIPM, 1988: Recommendation 1, CIPM, 1988: Recommendation 2, (CIPM=The Comité International des Poids et Mesures) s platností od roku 1990

K_J, Josephsonova konstanta = 483 597,891 x 10⁹ Hz V⁻¹ se standardní nejistotou 0,012 x 10⁹ Hz V⁻¹, to je relativní standardní nejistota 2,5 x 10⁻⁸.

R_K von Klitzingova konstanta = 25 812,807 557 Ω se standardní nejistotou 0,000 018 Ω, to je relativní standardní nejistota 6,8 x 10⁻¹⁰.

V současné době se již realizují jednotky na úrovni opakovatelnosti (to je bez uvažování nejistoty základních konstant)

DC napětí na ~ 0,003 ppm

DC R na ~ 0,003 ppm

L na ~ 1 ppm

2.1. Primární etalony

Jako primární etalony elektrické impedance se používají etalony, jejichž hodnoty lze s vysokou přesností počítat přímo z jejich konstrukčních parametrů, příp. z fundamentálních fyzikálních konstant.

Zhruba do šedesátých let minulého století sloužily jako primární etalony elektrické impedance téměř výhradně etalony vlastní a vzájemné indukčnosti. Přednost byla přitom dáována etalonům indukčnosti vzájemné, které mají proti etalonům indukčnosti vlastní řadu výhod (např. mají menší kmitočtovou závislost indukčnosti, menší ztrátový činitel, atd.). Výpočty indukčnosti těchto etalonů, při nichž je třeba vycházet z výsledků celé řady měření různých rozměrů (např. průměrů a délek vinutí, stoupání šroubovic těchto vinutí, měření průměrů navinutých vodičů, atd.), však lze těžko provést s chybami menšími než 1.10⁻⁴ %.

Nové možnosti přinesl v roce 1955 objev Thompsonova-Lampardova teoremu, na jehož základě lze realizovat kapacitní etalony, u nichž lze změnou aktivní délky elektrod dosáhnout přesně známých změn kapacity. K výpočtu těchto změn stačí znát pouze permitivitu vakua a změnu jediného rozměru – aktivní délky elektrod.

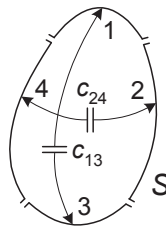
V současné době má řada metrologických institucí k dispozici etalony elektrického odporu na bázi kvantového Hallova jevu. Tento jev, který bývá po svém objeviteli nazýván též von Klitzingovým jevem (Klaus von Klitzing je nositelem Nobelovy ceny za fyziku za rok 1985), lze pozorovat na

tenkovrstvých polovodičových strukturách v silných magnetických polích a při heliových teplotách. Hallův odpor, který tyto struktury vykazují, nezávisí ani na jejich rozměrech, ani na použitých materiálech, ale pouze na dvou fundamentálních konstantách (na náboji elektronu a Planckově konstantě).

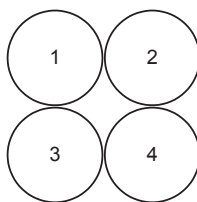
2.2 Etalony na bázi Thompsonova-Lampardova teorému

Předpokládejme, že uzavřená křivka S (obr. 2.2.1) je příčným řezem nekonečně dlouhého kolmého vodivého válcového pláště, který je čtyřmi úzkými izolačními mezerami rovnoběžnými s povrchy rozdělen na čtyři segmenty 1, 2, 3 a 4. Jsou-li ve vakuu mezi protějšími segmenty kapacity c_{13} a c_{24} na jednotku délky, platí

$$\exp\left(-\frac{\pi}{\epsilon_0} c_{13}\right) + \exp\left(-\frac{\pi}{\epsilon_0} c_{24}\right) = 1. \tag{2.2.1}$$



Obr. 2.2.1: Příčný řez válcovým kondenzátorem



Obr. 2.2.2: Příčný řez křížovým kondenzátorem

Vztah (2.2.1) odvodil D. G. Lampard při analýze výsledků experimentů A. M. Thompsona [2.2.1, 2.2.2]. Ukázal, že tento vztah platí pro libovolný tvar křivky S a tudíž i pro tzv. křížový kondenzátor podle obr. 2.2.2, jehož elektrody jsou tvořeny rotačními válcovými plochami stejného průměru. Vzhledem k symetrickému uspořádání těchto elektrod je

$$c_{13} = c_{24} = c \tag{2.2.2}$$

a platí

$$2 \exp\left(-\frac{\pi}{\epsilon_0} c\right) = 1. \tag{2.2.3}$$

Logaritmováním tohoto vztahu dostáváme

$$c = \frac{\epsilon_0}{\pi} \ln 2 \tag{2.2.4}$$

a je zřejmé, že kapacita c nezávisí na příčných rozměrech křížového kondenzátoru. Pokud jde o permitivitu vakua ϵ_0 , která ve vztahu (2.2.4) vystupuje, vypočte se ze vztahu

$$\epsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 c_0^2}, \tag{2.2.5}$$

kde μ_0 a c_0 jsou permeabilita vakua a rychlost světla ve vakuu, kterým jsou v soustavě SI definitoricky přiřazeny hodnoty $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m a $c_0 = 299\,792\,458$ m/s. Kapacitu c tedy lze na základě vztahů (2.2.4) a (2.2.5) stanovit s přesností na libovolný počet míst. V praxi se obvykle vystačí s hodnotou $c = 1,953\,549\,043$ pF/m.

V případě, že křížový kondenzátor není přesně symetrický a kapacity vystupující ve vztahu (2.2.1) jsou vázány vztahem

$$c_{13} - c_{24} = \Delta c \neq 0 \tag{2.2.6}$$

pro aritmetický průměr kapacit c_{13} a c_{24} platí

$$\frac{c_{13} + c_{24}}{2} = c \left[1 + \frac{\ln 2}{8} \left(\frac{\Delta c}{c}\right)^2 - \frac{(\ln 2)^3}{192} \left(\frac{\Delta c}{c}\right)^4 + \frac{(\ln 2)^5}{2880} \left(\frac{\Delta c}{c}\right)^6 - \dots \right]. \tag{2.2.7}$$

Velmi příznivou skutečností je, že řada v hranaté závorce vztahu (2.2.7) velmi rychle konverguje. Člen

$$\frac{\ln 2}{8} \left(\frac{\Delta c}{c}\right)^2$$

je výrazně větší než všechny členy, které ho následují, a prakticky sám rozhoduje o velikosti odchylky aritmetického průměru $(c_{13} + c_{24})/2$ od hodnoty c . Konkrétně např. pro $\Delta c/c = 3,4 \cdot 10^{-4}$ má tento člen hodnotu $1,0 \cdot 10^{-8}$, zatímco následující člen

$$\frac{(\ln 2)^3}{192} \left(\frac{\Delta c}{c}\right)^4 = 2,3 \cdot 10^{-17}$$

má hodnotu tak malou, že jej již není třeba uvažovat.

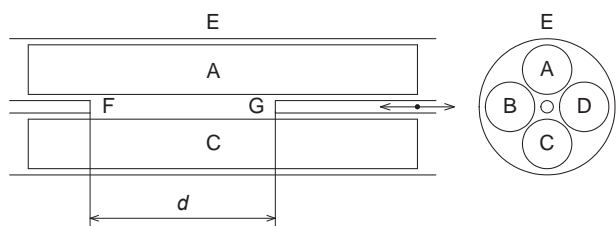
V metrologických laboratořích se etalony na bázi Thompsonova-Lampardova teorému (dále jen TLE) nejčastěji realizují způsobem naznačeným na obr. 2.2.3, kde E je stínicí kryt a A, B, C, D jsou hlavní elektrody tvaru kruhových válců. F a G jsou stínicí elektrody, které jsou na stejném potenciálu jako stínicí kryt. Posouváním elektrody G lze měnit délku d úseku, na němž elektrody A a C, příp. B a D nejsou odstíněny, a tím i kapacity C_{AC} , příp. C_{BD} mezi nimi. Vzhledem k tomu, že elektrické pole je u konců stínicích elektrod deformováno okrajovým jevem, pouze přibližně platí

$$C_{AC} = C_{BD} \approx c d. \tag{2.2.8}$$

Důležité však je, že při změnách d (změnách aktivní délky hlavních elektrod) se průběhy siločar elektrického pole v bezprostřední blízkosti konců stínicích elektrod prakticky nemění a že tudíž i vliv okrajového jevu na hodnoty C_{AC} a C_{BD} zůstává konstantní. Pro změny těchto kapacit, způso-

bené změnou Δd aktivní délky hlavních elektrod, pak platí s vysokou přesností

$$\Delta C_{AC} = \Delta C_{BD} = \Delta C = c \Delta d . \quad (2.2.9)$$



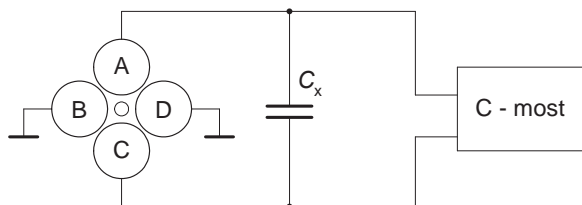
Obr. 2.2.3: Etalon na bázi Thompsonova-Lampardova teorému

Pokud jsou elektrody F a G duté a na čelních plochách opticky polopropustné, lze jejich doplněním zdrojem monochromatického světla a vhodnou vyhodnocovací jednotkou realizovat Fabryho-Perotův interferometr pro přesné měření změn Δd . Při tomto měření část světla, které se z uvedeného zdroje přivádí do elektrody F, prochází přímo bez odrazů do elektrody G a interferuje zde se světlem, které sem dospěje až po odrazech na čelních plochách elektrod G a F, tj. až po proběhnutí optické dráhy o dvojnásobek aktivní délky elektrod delší, než je dráha světla postupujícího přímo. Odpovídající interferenční obrazec, zobrazovaný ve vyhodnocovací jednotce, se při pohybu elektrody G mění a z jeho změn se určí změna Δd ve vzdálenosti elektrod F a G.

Na TLE, u něž lze změnou polohy stínících elektrod dosáhnout změny kapacity až o ΔC_{max} , lze přímo navazovat pouze kapacitní etalony hodnot menších než ΔC_{max} . Příslušné zapojení je na obr. 2.2.4, kde je symboly pro uzemnění naznačeno, že hlavní elektrody B a D jsou spojeny se stíněním. Při vlastní měření se nejprve stínící elektrody TLE nastaví do malé vzdálenosti a C-most se vyváží svými vyvažovacími prvky. Navazovaný kondenzátor se následně odpojí a narušená rovnováha můstku se obnoví, tentokrát však změnou vzdálenosti stínících elektrod TLE. Pokud je pro obnovení rovnováhy třeba tuto vzdálenost zvětšit o Δd , platí

$$C_x = c \Delta d . \quad (2.2.10)$$

S cílem eliminovat vliv případné nesymetrie TLE se celý postup opakuje se zaměněními dvojicemi hlavních elektrod (s elektrodami B a D připojenými k můstku a s elektrodami A a C spojenými se stíněním). Z výsledků obou měření se vezme aritmetický průměr.



Obr. 2.2.4: Použití TLE ke kalibraci kapacitního etalonu hodnoty $C_x < \Delta C_{max}$

Elektrody mohou být v TLE umístěny svisle i vodorovně. Provedení se svislými elektrodami si však zaslouží přednost, protože u svislých elektrod nedochází k nežádoucím průhybům v důsledku působení gravitačních sil.

Na obr. 2.2.5 je fotografie etalonu se svislými elektrodami, který je používán v National Measurement Institute (NMIA) v Lindfieldu v Austrálii a u kterého lze realizovat změnu $\Delta C = 0,25$ pF se standardní nejistotou $5 \cdot 10^{-6} \%$. U etalonu stojící G. W. Small je v současné době pověřen vedením společného projektu NMIA a BIPM, v jehož rámci se realizují dva etalony, u nichž bude uvedená nejistota snížena pod $1 \cdot 10^{-6} \%$.



Obr. 2.2.5: TLE se svislými elektrodami používaný v NMIA v Lindfieldu

Literatura

- [2.2.1] Thompson A. M., Lampard D. G.: A new theorem in electrostatics and its application to calculable standards of capacitance. Nature, 1956, sv. 177, str. 888.
- [2.2.2] Lampard D. G.: A new theorem in electrostatics with applications to calculable standards of capacitance. Proc. IEE, 1957, sv. 104C, str. 271-280.

2.3. Etalony na bázi kvantového Hallova jevu

Kvantový Hallův jev (KHJ), objevený v r. 1980, poskytl možnost realizovat primární etalon elektrického odporu, jehož hodnota se nemění v čase a navíc je do značné míry imunní vůči změnám vnějších podmínek měření. Na rozdíl od klasických odporových etalonů, závislých na časově proměnlivých vlastnostech konstrukčních materiálů a citlivých na podmínky měření (teplota, atmosférický tlak apod.) zde vznikla možnost vztáhnout měřený odpor k základním přírodním konstantám, jmenovitě k náboji elektronu e a Planckově konstantě h . Není tedy divu, že se KHJ od počátku setkával s velkou pozorností metrologické komunity.

Kvantový Hallův jev (přesněji *celočíselný* kvantový Hallův jev) objevil Klaus von Klitzing při zkoumání elektronových transportních vlastností křemíkových, polem řízených tranzistorů Si-MOSFET za velmi nízkých teplot ($T < 0,1$ K) a v silných magnetických polích ($B = 18$ T). Při průchodu proudem I takovouto strukturou byly na křivce příčného (Hallova) napětí U_H v závislosti na velikosti napětí na hradle pozorovány charakteristické prodlevy, na nichž bylo toto napětí s vysokou přesností konstantní a jehož hodnota odpovídala výrazu

$$U_H(i) = \frac{h}{ie^2} I, \quad (2.3.1)$$

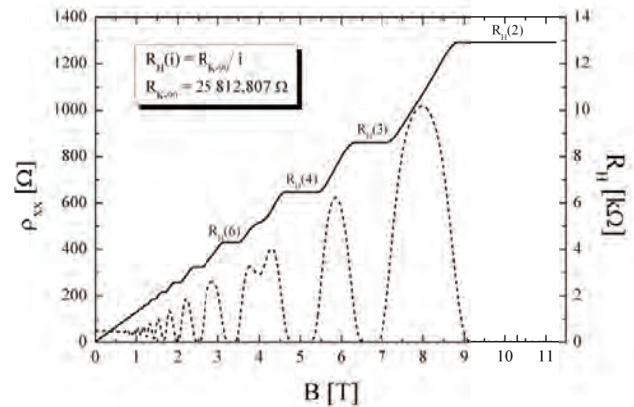
kde i je přirozené číslo. Je pozoruhodné, že hodnota Hallova odporu $R_H(i) = U_H(i)/I$ na těchto prodlevách byla s vysokou přesností (zcela nesrovnatelnou s tou, s kterou se běžně elektronové transportní vlastnosti v pevných látkách měří) stejná pro různé vzorky a neměnila se ani při poměrně výrazných fluktuacích magnetického pole a změnách teploty měření.

Nezbytnou podmínkou existence KHJ je přítomnost tzv. *dvourozměrného elektronového plynu* (2DEG), kde je elektronům umožněno pohybovat se pouze v rovině vrstvy, a jeho umístění do silného (tzv. *kvantujícího*) magnetického pole orientovaného kolmo k vrstvě 2DEG. V součástkách typu Si-MOSFET vytváří elektrické pole hradla na rozhraní oxid – polovodič vrstvu 2DEG, v níž je koncentrace nositelů náboje úměrná přiloženému hradlovému napětí U_G . Kvantující magnetické pole transformuje původně spojitě energetické spektrum elektronů ve vrstvě na soustavu úzkých (tzv. Landauových) hladin, oddělených oblastmi tzv. lokalizovaných stavů. Elektrony, obsazující tyto stavy, nepřispívají k transportu, jejich přítomnost je však podmínkou existence prodlev KHJ na křivce $R_H(U_G)$.

Dvourozměrná elektronová vrstva se vytváří i v jiných typech vrstevnatých struktur, z nichž se pro účely metrologie prosadil hlavně heteropřechod GaAs/AlGaAs s 2DEG na rozhraní dvou polovodičů téměř shodné krystalové struktury, ale s rozdílnou šířkou zakázaného pásu. Na rozdíl od Si-MOSFETů je zde koncentrace elektronů ve vrstvě fixována technologií přípravy heterostruktur a při experimentu se měří závislost napětí na vzorku na velikosti vnějšího magnetického pole B . Pro metrologické použití heterostruktur GaAs/AlGaAs pak stačí zařízení, umožňující vytvářet pole $B \leq 12$ T při teplotě vzorku $T < 2$ K, což jsou podmínky realizovatelné mnohem snadněji než u vzorků křemíkových. Všechny dnes provozované primární kvantové etalony odporu používají právě tento typ kvantových struktur.

Charakteristický průběh závislosti odporu heteropřechodu GaAs/AlGaAs na magnetické indukci B je uveden na **obr. 2.3.1**. V závislosti Hallova odporu $R_H(B)$ se objeví charakteristické prodlevy, v nichž je odpor s vysokou přesností roven kvantovaným hodnotám $R_H(i) = U_H(i)/I$. Na křivce podélného odporu $R_{xx}(B)$ je existence prodlev vždy doprovázena minimem; u prodlev využívaných v metrologii musí být hodnota odporu R_{xx} v minimu blízká nule, což v praxi bývá nejlépe splněno pro $i = 2$ a $i = 4$. Objasnění původu

totoho chování souvisí s existencí výše zmíněných lokalizovaných elektronových stavů a detailní teoretický popis KHJ byl v minulých dekádách jedním ze stěžejních témat fyziky pevných látek. Pro účely metrologie je podstatné, že existence prodlev v Hallově odporu R_H je nesporným experimentálním faktem. Je rovněž prokázáno, že hodnota $R_H(i)$, která odpovídá prodlevě se stejným indexem i , je s relativní nejistotou menší než $1 \cdot 10^{-9}$ stejná, ať už je získána měřením na strukturách Si-MOSFET nebo na heterostrukturách typu GaAs/AlGaAs.



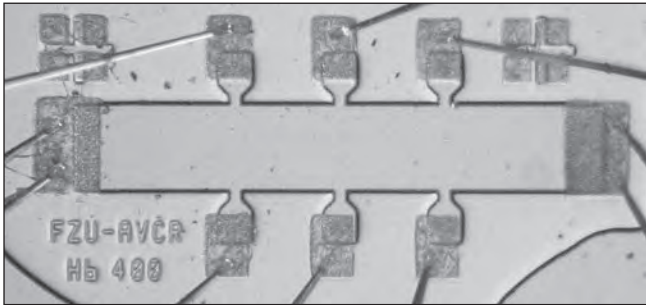
Obr. 2.3.1: Charakteristický průběh podélného měrného odporu $\rho_{xx}(B) = R_{xx}(B) \times (w/L)$ (čárkovaná čára) a příčného (Hallova) odporu $\rho_{xy}(B) = R_H(B)$ (plná čára), měřený na struktuře GaAs/Al_{0,3}Ga_{0,7}As používané v kvantovém etalonu elektrického odporu.

Již několik let po objevu celočíselného kvantového Hallova jevu bylo experimentálně prokázáno, že kvantované hodnoty Hallova odporu je možno reprodukovat s přesností až o 2 řády převyšující dosažitelnou přesnost realizace ohmu v soustavě SI. To vyvolalo mezi metrology intenzivní diskusi, zda nenastal čas změnit základní jednotky soustavy SI, což by především postihlo jednotku hmotnosti a všechny jednotky z ní odvozené. Existovalo veliké pokušení využít k tomu právě kvantových jevů v pevných látkách. Nakonec však bylo zvoleno a všemi členy Mezinárodní konference měř a vah (CPGM) přijato jiné řešení: neměnit soustavu SI, ale doporučit všem členským zemím přesně definované dohodnuté hodnoty základních konstant, které vystupují v rovnicích pro KHJ a pro Josephsonův jev, na němž je založen kvantový etalon napětí. Při stanovení těchto konstant se vzaly v úvahu hodnoty naměřené v deseti předních světových metrologických laboratořích a výsledkem je, že s účinností od 1.1.1990 je pro mezinárodně jednotné uchování ohmu třeba nahradit ve výrazu (2.3.1) veličinu h/e^2 tzv. *von Klitzingovou konstantou* R_{K-90} . Hodnota této konstanty, postulovaná s nulovou nejistotou, činí

$$R_{K-90} = 25\,812,807 \, \Omega. \quad (2.3.2)$$

Tím bylo dosaženo toho, že hodnoty elektrického odporu, získané měřením kvantových etalonů, souhlasí v mezích jejich přesnosti s jednotkami SI, jsou reprodukovatelné s nejistotou 10^{-9} , nepodléhají žádnému měřitelnému časovému posuvu a vedou ke stejným numerickým hodnotám při kalibraci odporů v různých institucích ve světě.

Křivky na **obr. 2.3.1** byly změřeny při teplotě $T = 0,5$ K na struktuře v uspořádání Hallova proužku („Hall bar geometry“). Konkrétní tvar vzorku je ilustrován na **obr. 2.3.2**. Vzorek na snímku měl šířku kanálu $w = 400$ μm a délku (definovanou roztečí mezi osami krčků sousedních potenciálových kontaktů na hraně) $L = 500$ μm . To jsou rozměry typické, nikoliv však závazné. Bylo např. experimentálně prokázáno, že šířka kanálu w může ležet kdekoli mezi 10 μm a 1 mm, aniž by to mělo měřitelný vliv na hodnoty $R_{\text{H}}(i)$.



Obr. 2.3.2: Typický tvar struktur typu Hallova proužku. Proudové kontakty zaujímají celou šířku vodivého kanálu, 3 páry napěťových kontaktů podél hran jsou s kanálem spojeny tenkými krčky. Pozlacené kontaktní plošky slouží k přibodování a mají zaručit malé a stabilní kontaktní odpory. Tvar vzorku je definován selektivním chemickým odleptáním vrchních vrstev polovodičové struktury GaAs/AlGaAs, připravené moderními technikami epitaxního růstu (MBE nebo MOVPE).

K realizaci kvantového etalonu odporu je třeba mít k dispozici nejen vhodnou polovodičovou strukturu a kryogenní zařízení, dovolující nastavit ji do příslušného pracovního bodu, nýbrž také měřicí zařízení, které umožňuje s nejvyšší dosažitelnou přesností srovnat známou hodnotu $R_{\text{H}}(i)$ s hodnotou pracovního odporového etalonu R_{s} , který chceme kalibrovat a který pracuje na pokojové teplotě. Nezanedbatelným problémem je fakt, že hodnota $R_{\text{H}}(i)$ odporu kvantového etalonu je dána a uživatel ji nemůže nijak ovlivnit. Navíc, hodnota odporu metrologicky využitelných prodlev KHJ není právě nejvhodnější; jak vidíme z hodnoty von Klitzingovy konstanty $R_{\text{K-90}}$, je $R_{\text{H}}(2) = 12906,4$ Ω a $R_{\text{H}}(4) = 6453,2$ Ω . Drátové či fóliové pracovní odporové etalony se tradičně vyrábějí a používají v dekadických řadách, takže nejbližší srovnatelný pracovní etalon je $R_{\text{s}} = 10$ k Ω . Zdálo by se, že i zde lze přímo použít měřicí obvody používané pro srovnání dvou odporů za pokojové teploty, pouze doplněné vhodným odporovým děličem. Bohužel tomu tak není. Klasické odporové můstky dosahují v optimálním případě (navazování 1:1) relativní přesnosti 10^{-7} či jen o něco málo lepší (což je stále o 1 až 2 řády horší, než je reprodukovatelnost hodnoty $R_{\text{H}}(i)$), podmínkou je však poměrně velký proud $I \geq 1$ mA, který je třeba pouštět do vzorku pro zvýšení poměru signálu k šumu. Maximální použitelný pracovní proud heterostruktury GaAs/AlGaAs, je přitom zhruba 100 μA , a u struktur Si-MOSFET je to dokonce nejvýše $I \approx 10$ μA .

V praxi to znamená, že vývoj kvantového etalonu odporu zahrnuje rovněž konstrukci speciálního vysoce přes-

ného měřicího obvodu. Dnes je téměř ve všech národních metrologických laboratořích dávana přednost tzv. *kryogennímu proudovému komparátoru* (CCC). Jeho složitost tkví především v tom, že součástí systému je i další kryogenní zařízení – skvid – ve funkci vysoce citlivého detektoru magnetického toku. Problémem je zde nutnost dokonalého odstínění vinutí proudového komparátoru a skvidu od vnějších vlivů, především od různých zdrojů radiofrekvenčního šumu ale např. i od fluktuací magnetického pole Země. To si vynucuje použití několikvrstvého supravodivého stínění a umístění celého komparátoru i se skvidem do kapalného helia, a to zpravidla do jiného kryostatu než ve kterém je magnet s kvantovou strukturou. S jeho použitím však lze dosáhnout relativní nejistoty řádu 10^{-9} již po několika minutách měření, a to například i při přímém navazování odporu $R_{\text{H}}(2)$ na pracovní etalon $R_{\text{s}} = 100$ Ω .

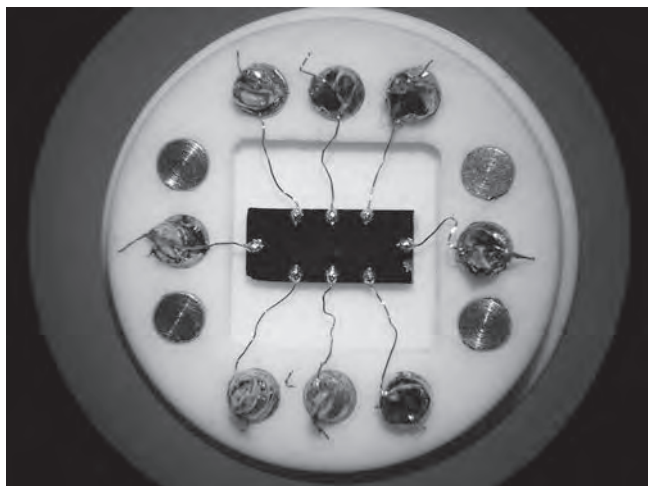
K dosažení této přesnosti musí kvantový etalon garantovat dosažení a dlouhodobé udržování režimu KHJ. Znamená to ochlazení kvantové struktury na teploty 0,3 – 1,5 K (v lázni kapalného ^3He nebo ^4He) a její umístění do stacionárního magnetického pole o indukci $B \approx 5 - 12$ T, orientovaného kolmo na rovinu 2DEG. Po každém ochlazení na pracovní teplotu je třeba podrobit kvantovou strukturu testům, ověřujícím její metrologickou kvalitu. Klíčovým parametrem je přitom hodnota podélného odporu $R_{\text{xx}}(i)$ v pracovním bodě na i -té prodlevě KHJ. V ideálním případě musí být $R_{\text{xx}}(i) \approx 0$, v praxi však existuje řada příčin, které mohou vést ke konečné hodnotě $R_{\text{xx}}(i)$. Patří sem především příliš vysoké či neohmické kontaktní odpory, příliš vysoká teplota měření či překročení hodnoty kritického měřicího proudu a také nehomogenity v 2DEG vznikající příliš rychlým či nerovnoměrným ochlazením polovodičové struktury. Ať už je příčina jakákoliv, nenulová hodnota $R_{\text{xx}}(i)$ vede k odchylkám $\Delta R_{\text{H}}(i)$ od kvantované hodnoty Hallova odporu, které lze zpravidla vyjádřit empirickým vztahem

$$\Delta R_{\text{H}}(i) = R_{\text{H}}(i) - R_{\text{K-90}}/i = \text{konst} \times R_{\text{xx}}(i) \quad (2.3.3)$$

a které mohou znehodnotit celé měření. Pro vyloučení těchto odchylek byla stanovena celá řada testovacích procedur, kterými musí kvantová struktura projít před každým cyklem porovnání.

Protože metrologii zajímají pouze hodnoty odporu uvnitř prodlev KHJ, nemusí mít kvantová struktura nutně tak přesně definovaný tvar jako je ten na **obr. 2.3.2**. Alternativní provedení vzorku je ukázáno na **obr. 2.3.3**. Jedná se obdélníkovou destičku, vyštípnutou z vrstevnaté struktury GaAs/AlGaAs a opatřenou po obvodě difundovanými kontakty. Potenciálové kontakty na protilehlých hranách tak měří obecně jakousi kombinaci podélného a příčného napětí a „čisté“ Hallovo napětí dostaneme pouze uvnitř prodlev KHJ, kde je podélné napětí U_{xx} nulové. Struktury tohoto typu byly vyvinuty v PTB Braunschweig a na obrázku je struktura, která je momentálně klíčovou součástí kvantového etalonu stejnosměrného elektrického odporu, který je provozován v Českém metrologickém institutu, OI Praha. Polovodičová struktura je adjustována na držáku (o průměru 16 mm), vyrobeném ze speciální

keramiky a používaném ve všech členských státech organizace EUROMET. Požadavkem při konstrukci držáku bylo, aby svodový odpor mezi sousedními kolíky činil nejméně $10^{13} \Omega$.



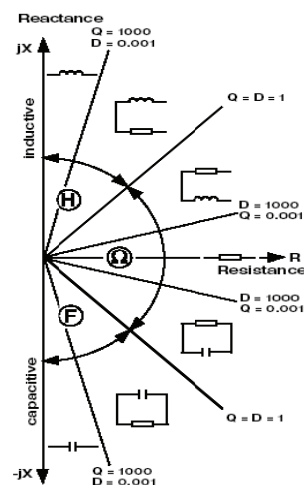
Obr. 2.3.3: Fotografie vzorku heterostrukury GaAs/AlGaAs, vyrobeného v PTB Braunschweig pro ČMI a adjustovaného na standardní držák EUROMET TO-8. Platinové přívody jsou k struktuře připojeny zažíhanými cínovými kontakty. Rozměry vzorku ani detaily rozmístění kontaktů nemají vliv na hodnoty Hallova odporu $R_H(i)$ uvnitř prodlev KHJ

Jak již bylo zmíněno, dosavadní aplikace KHJ v metrologii elektrického odporu se musí vyrovnat jednak s nedekadickými hodnotami referenčních hodnot odporu $R_H(2)$ a $R_H(4)$, jednak s nutností pracovat s poměrně malým měřicím proudem, což obojí komplikuje metodiku navazování kvantové struktury na pracovní odporové etalony. Teoreticky je přitom možné kombinovat několik Hallovy proudů v seriově-paralelních polích, což v principu poskytuje způsob jak obejít oba výše zmíněné problémy. Teprve v několika posledních letech však pokročila technologie epitaxního růstu vrstevnatých polovodičových struktur natolik, že bylo možno dosáhnout potřebné homogenity 2DEG na dostatečně velké ploše. To je podmínkou toho, aby se prodlevy KHJ všech jednotlivých Hallovy proudů na čipu překrývaly. Další podmínkou je vyvinout takovou techniku propojení jednotlivých elementů pole, aby byl vyloučen příspěvek propojovacích částí obvodu. Tuto možnost poskytl technika vícenásobného propojení, kterou navrhl F. Delahaye. Dnes již vývoj pokročil natolik, že v roce 2006 byla představena metrologicky využitelná Hallova pole, složená z desítek až stovek ekvivalentních Hallovy proudů a produkující kvantované hodnoty odporu blízké hodnotám 100Ω a $10 \text{ k}\Omega$. Díky uspořádání prvků pole do mnoha paralelních větví je navíc možno pracovat s podstatně většími proudy na úrovni jednotek mA. Lze tedy očekávat, že další vývoj technologie Hallovy polí přinese podstatné zjednodušení metodiky navazování pracovních etalonů na kvantované hodnoty Hallova odporu a umožní využití KHJ i těm laboratorům, které nedisponují složitou technikou CCC.

2.4 Pracovní etalony

2.4.1 Úvodem

Základními parametry pro etalony impedancí je amplituda, fázový posuv mezi střídavým napětím a proudem na etalonu viz **obr. 2.4.1**. Vlastní etalony impedancí se pro různé fázové posuvy mezi signály konstrukčně velmi liší. Snahou je vytvořit vždy etalon co nejvíce se blížíci vlastnostmi ideálnímu R, L nebo C.



Obr. 2.4.1: Fázový vztah mezi napětím a proudem a jeho vyjádření v náhradním zapojení

Převážná část měření v oblasti měření prvků je přesunuta na měření stejnosměrné hodnoty odporu. Nevýhodou etalonáže odporu je velmi velký rozsah odporů vyskytující se v praxi. Postačující přesnost, poskytovaná řadou laboratorů je kolem 10 ppm pro střední hodnoty odporu (10Ω až $100 \text{ k}\Omega$). Tyto kalibrace lze provést pomocí sady etalonů odporu a multimetru. Pro odpory s hodnotou menší než 1Ω nemají multimetry zdroj dostatečně velkého proudu, aby měřený úbytek napětí byl postačující pro dosažení vyhovující přesnosti. Z toho důvodu se tyto hodnoty měří jiným způsobem, ale tím přesnost měření klesá. Měřicí schopnosti laboratorů začínají kolem $10^{-4} \Omega$ a končí kolem $10^{15} \Omega$. Pro velké odpory nad cca $10 \text{ M}\Omega$ se uplatňuje vliv šumů a svodů. Tuto oblast hodnot je třeba řešit samostatně.

Prakticky všechna střídavá měření (mimo velké kapacity) se provádí na přístrojích nazývaných autobalanční mosty, které pracují na podobném principu jako u měření R.

V oblasti frekvencí nad 1 MHz je rozhodující provedení etalonů tak, aby byl co nejvíce potlačen vliv přívodů. Další možností je použití speciálně konstruovaných čtyřpárových etalonů vyrobených tak, aby mohly být k mostům připojeny přímo na referenční rovinu mostu, tedy bez přívodů. Rozteče a provedení svorek se liší podle výrobce, naštěstí široký frekvenční rozsah mají pouze mosty HP (Agilent) a Wayne Kerr s jednotným provedením přívodů.

Pro frekvence nad 10 MHz (nebo o několik MHz výše) je nutné porovnávat čtyřpárové etalony s etalony dvousvorkovými, které jsou proměřeny ve velmi širokém frekvenčním

rozsahu, jedná se o zakončovací odpory koaxiálního vedení. Ty umožňují pracovat v rozsahu impedancí zhruba 10Ω až 100Ω . Druhou možností jsou koaxiální etalony kapacity realizovatelné pro hodnoty jednotek, nejvýše desítek pF jako úsek vedení naprázdno a pro koaxiální etalony indukčnosti jako úsek vedení nakrátko.

Autobalanční RLKG most má základní funkční blok převodník proud napětí, který je tvořen operačním zesilovačem s rezistorem ve zpětné vazbě. Pro širší frekvenční rozsah je vybaven složitějším zapojením simulujícím stejnou funkci jako zmíněný operační zesilovač. Základní rozsahy mostu jsou určeny přepínáním zpětnovazebního rezistoru tohoto zesilovače. Je proto třeba kalibrovat mosty tohoto typu pomocí rezistorů s minimální frekvenční závislostí, protože jedině tímto způsobem lze prověřit frekvenční závislost převodníku proudu na napětí bez dalších vlivů, viz literatura [1], [6], [9], na konci této publikace.

Pro vyšší hodnoty impedance nelze realizovat odporový etalon s dostatečně malou frekvenční závislostí. Proto je nutné v této oblasti používat etalony kapacity. Impedance kapacitního etalonu se s frekvencí mění, proto při přeladování měřicí frekvence jeden konkrétní etalon kalibruje různé části rozsahů mostů. Tím je méně zřejmá frekvenční závislost vlastního přístroje.

2.5 Odporové etalony používané v praxi v ČR

Z výše uvedeného jsou nejdůležitější a nezbytnou součástí pro kalibraci střídavých měřičů RLC. Podle provedení můžeme etalony odporu rozdělit na etalony

- s vypočitatelnou frekvenční charakteristikou
- drátové pro stejnosměrné a nízké frekvence (50 Hz)
- foliové pro stejnosměrné a akustické frekvence
- širokopásmové typu metal film pro nejširší frekvenční rozsah.

Provedení etalonů závisí na jejich určení (na požadované přesnosti, stabilitě a frekvenčním rozsahu měření). Nejpřesnější měření se provádí s etalony umístěnými v termostatu.

2.5.1 Přehled etalonů používaných v ČR

Etalony odporu Metra RN



Obr. 2.5.1: Etalon odporu Metra 1 k Ω

Byly vyráběny jako drátové manganinové odpory v rozsahu od 0,1 m Ω do 100 k Ω . Vinutí odporů bylo prováděno tak, aby byla potlačena frekvenční závislost. Malé hodnoty jsou bifilárního provedení, větší hodnoty mají vinutí v sekcích (Chaperonova typu).

Etalony Metra nejsou hermetické. Vlhkost okolí má proto vliv na hodnotu etalo-

nu. Naměřena byla změna odporu až 60 ppm po vystavení etalonu vysoké vlhkosti. Etalon 1 k Ω na obr. 2.5.1 je navinutý bifilárně těsně na keramickém nosném tělese. To zhoršuje jeho stabilitu při změnách teploty z důvodu rozdílné roztažnosti vinutí a podložky. Odpory byly vyvinuty dávno před vynálezem autobalančních RLC mostů a nejsou proto svou konstrukcí vhodné pro jejich kalibraci.

Ruské etalony P310, P321



Drátové odpory podobného provedení a určení jako etalony Metra. Použitý materiál odporového drátu byl ruský manganin, vyráběné byly v ZIP Krasnodar (nyní ZIPnaučpribor) a dodávané místo etalonů Metra na základě mezinárodní dohody. Výhodou etalonů P 321 až P 331 je jejich hermetická konstrukce.

Obr. 2.5.2: Etalony P 321 jsou klasické etalony z manganinu

Etalony Tettex

Drátové etalony z manganinu používané dříve hlavně v podnicích energetiky při stejnosměrném signálu a frekvenci 50 Hz.

Ruské etalony P3030

Etalony odporu výroby ZIP Naučpribor Krasnodar Rusko. Jsou foliového typu na sklokeramické podložce podobného provedení jako Vishay, ale větších rozměrů. Jsou určeny pro stejnosměrné i střídavé napětí, jejich stabilita je srovnatelná se stabilitou drátových odporů, frekvenční rozsah odpovídá foliovému provedení.



Obr. 2.5.3: Etalon P 3030 v novějším provedení pouzdra

Tinsley 5685A

Kvalitní drátové etalony určené i pro práci na střídavém kmitočtu (NPL konstrukce nazvaná podle autora „Wilkins design“). Zachovávají výborné vlastnosti drátových odporů v oblasti frekvence do 1 kHz popřípadě i výše, protože mají velmi malou frekvenční závislost.



Obr. 2.5.4: Etalony Tinsley, vnější provedení



Obr. 2.5.5: Vnitřní konstrukce etalonů Tinsley

Etalony Tinsley s hodnotami nad 10 k Ω jsou určeny jen pro stejnosměrný signál, proto je vinutý odpor jen dostaven plochým vinutým odporem (vlevo). Etalon na obr. 2.5.5 vpravo je určen i pro střídavý proud nízké frekvence a etalon je proveden jako bifilární z neizolovaného drátu, jen velmi volně přidržený držáky z plastu. Tato konstrukce, zvaná „Wilkins design“, podle jednoho z autorů, kteří etalon v 70. letech navrhli v NPL, je jednou z nejlepších konstrukcí z hlediska stability i vlastností etalonu.



Obr. 2.5.6: Plně využit vlastností etalonů lze jenom jejich měřením v kvalitní termostátované olejové lázni

Etalony TEGAM (dříve ESI)

SR102 je vysoce stabilní a přesný etalon (1ppm), 100 Ω , SR104 je vysoce stabilní a přesný etalon (1ppm), 10 k Ω



Obr. 2.5.7: Etalon SR 102 Tegam

Termostatizovaný etalon odporu s vyvedenými pěti svorkami, má i teplotní senzor.

Udávaná je typická stabilita pod 0,2 ppm za rok, teplotní koeficient pod 0,1 ppm / $^{\circ}\text{C}$ při 23 $^{\circ}\text{C}$. Nastavená hodnota je s přesností do 1 ppm a patří mezi nejstabilnější prodávané etalony.

Etalony Meatest typu MTE RP

Čtyřpárové etalony v kovové skřínce. Etalony pro střední hodnoty odporu jsou velmi vhodné i pro použití pro střídavý proud. Mají velmi nízkou teplotní závislost a dobré frekvenční vlastnosti odporu s kovovou folií v pouzdře z plastu. Jsou vhodné pro stejnosměrný proud i střídavý signál do 1 MHz.

Nízká časová konstanta etalonů umožňuje jejich použití v širokém kmitočtovém pásmu. Jednotlivé etalony odporu jsou dodávány s kalibračními daty při stejnosměrném proudu a střídavém proudu při 1kHz. Etalony odporu jsou podle požadavku zákazníka vybaveny buď přístrojovými zlacenými svorkami vhodnými pro stejnosměrné použití, nebo koaxiálními konektory BNC pro tří- a čtyř-svorkové a čtyřpárové připojení. Etalony odporu hodnot vyšších než 1 M Ω jsou dodávány s izolačními průchodkami.

Typ etalonu	Jmenovitá hodnota (Ω)	Tolerance (%)	Nejistota kalibrace (%)	Teplotní koeficient (ppm/ $^{\circ}\text{C}$)	Výkonová ztráta (W)
RP-0.1	100 m Ω	0.5/0.1/0.05	0.1/0.05/0.02	10	10
RP-1.0	1 Ω	0.1/0.05/0.02	0.05/0.01/0.01	10/1	3/0.3
RP-10	10	0.05/0.01/0.005	0.01/0.005/0.003	1	0.3
RP-100	100	0.05/0.01/0.005	0.01/0.005/0.002	1	0.3
RP-1k	1 k Ω	0.05/0.01/0.005	0.01/0.005/0.002	1	0.3
RP-10k	10 k Ω	0.05/0.01/0.005	0.01/0.005/0.002	1	0.3
RP-100k	100 k Ω	0.05/0.01/0.005	0.01/0.005/0.002	1	0.3
RP-1M	1 M Ω	0.05/0.01/0.005	0.01/0.005/0.002	1	0.3
RP-10M	10 M Ω	0.1/0.05/0.02	0.5/0.02/0.01	100	2500 V
RP-100M	100 M Ω	1.0/0.5/0.1	0.5/0.1/0.1	100	2500 V
RP-1G	1 G Ω	0.5	0.3	100	2500 V
RP-10G	10 G Ω	1.0	0.5	100	2500 V

Tab 2.5.1: Vlastnosti etalonů odporu Meatest MTE RP

HP 16017A

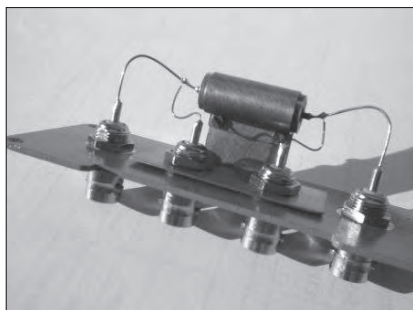
První typ etalonu který byl vyráběn ve čtyřpárovém provedení. Obsahuje rezistory s kovovou vrstvou a vnitřní stínění zlepšující frekvenční vlastnosti. Nejsou vhodné pro přesné měření na stejnosměrném proudu, ale pro střídavý signál vyhoví do asi 15 MHz. Stabilita a teplotní závislost je omezena technologickými vlastnostmi použitého vrstevového rezistoru.

HP 42030A

Novější provedení čtyřpárových etalonů odporu v menším a praktičtějším pouzdře. Vnitřní provedení je pravděpodobně podobné, ale spíše bez pomocného kompenzačního stínění. Nejsou vhodné pro přesné měření na stejnosměrném proudu, ale pro střídavý signál vyhoví do asi 13 MHz.



Obr. 2.5.8: Ukázky etalonů určených pro střídavý signál. Ve válcovém krytu vpravo je etalon s bifilární smyčkou z velmi tenkého drátu s vypočitatelnou frekvenční charakteristikou. Vlevo vzadu etalon s vypočitatelnou frekvenční charakteristikou s vrstevným odporem, uprostřed je etalon Agilent typu 42030A, v popředí širokopásmový etalon vlastní konstrukce ČMI



Obr. 2.5.9: Ukázka málo vhodného řešení vnitřního provedení etalonu pro střídavý proud

Etalon na **obr. 2.5.9** používá vysoce stabilní foliový odpor v hermetickém kovovém pouzdru plněném olejem, mechanicky upevněný kovovým držákem. Konstrukce, která vyhoví pro stejnosměrný signál má při střídavém mě-

ření nevýhody. Kovové uzemněné pouzdro etalonu zavádí kapacitu proti zemi a etalon pak vykazuje vlivem toho induktivní imaginární složku impedance. Olejová náplň nefixuje dostatečně polohu odporového prvku v pouzdře na kmitočtech kolem 1 MHz. Proto je měřitelná i závislost vedlejší složky impedance na poloze etalonu.

2.5.2 Materiály pro odporové etalony

Základní požadavky na odporové materiály

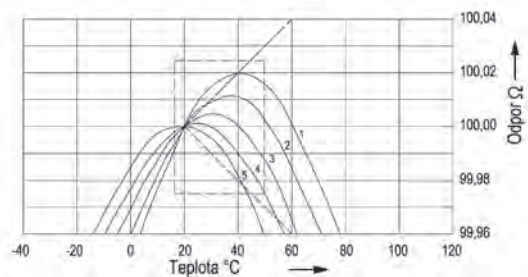
- velká rezistivita
- malý teplotní součinitel rezistivity
- malé termonapětí proti mědi
- dostatečná korozní odolnost
- stálost vlastností po dobu života
- dobré technologické vlastnosti

Rozdělení podle složení

- odporové slitiny mědi, manganin, manganan, konstantan, nikelin
- slitiny Cr-Ni-Fe, chromnikl,
- ostatní kovové odporové materiály s Wolframem (do 2 300 °C) (inertní atmosféra)
- slitiny Ag, slitiny Au-Cr
- nekovové odporové materiály

Materiál pro etalony odporu nejčastěji využívaný dodnes v praxi, který se prodává pod názvem manganin byl vyvinut Edvardem Westonem již v roce 1889. Obsahuje 84 % mědi, 12% manganu a 4% niklu. Má malou teplotní závislost a malé termonapětí. Po správném umělém „vystárnutí“ zůstává hodnota odporu stálou ve velmi úzkých mezích po mnoho let. Manganinové odpory jsou proto vhodné pro užití na nejpřesnější měřicí odpory. Umělým stárnutím se odstraní vliv tváření za studena a dosáhne se ustálení struktury. Umělé stárnutí se provádí ohřevem na 400 °C po dobu 1 hodiny v neutrálním ovzduší (v argonu nebo dusíku) za vyššího tlaku. Tímto opatřením se má omezit vypařování manganu s povrchu drátu, které se začíná projevovat již od 350 °C. Po pomalém vychladnutí se drát moří, aby se odstranila povrchová vrstva ochuzená o mangan, a pak se drát uloží na několik měsíců. Tímto novějším způsobem umělého stárnutí se získá ještě menší hodnota teplotního činitele odporu než při starším způsobu umělého stárnutí (ohřev na 140 °C po 24

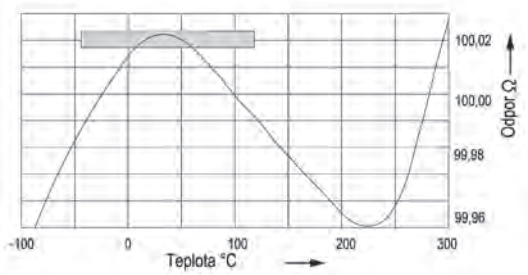
hodin). Odporový etalon se vyrábí s hodnotou o něco menší než je požadovaná a odleptáním povrchové vrstvy se dostává na požadovanou hodnotu.



Obr. 2.5.10: Teplotní závislost manganinu v pracovní oblasti teploty, podle <http://www.isabellenhuetzte.de>

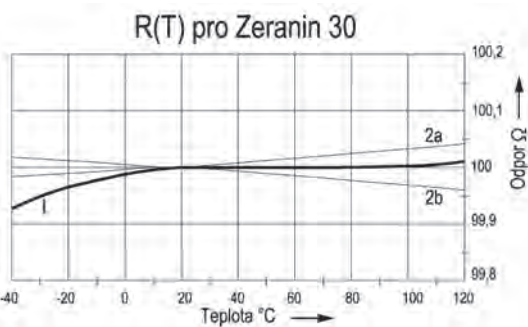
Teplotní závislost manganinu v pracovní oblasti má tvar paraboly, kde první vrchol je nastaven pokud možno do oblasti pracovní teploty a bod obratu této paraboly kolísá mezi teplotou 20 °C až 40 °C podle technologického provedení a teplotního zpracování při výrobě. Protože je teplotní závislost nelineární, aproximuje se parabolou alespoň 2 stupně.

Vlastnosti etalonu jsou silně ovlivněny provedením převodů, které by měly být v optimálním případě přivařeny nebo alespoň tvrdě připájeny odporovým materiálem. Pokud je použito měkké pájení, vznikají ve spoji slitiny nehomogeneity způsobující změny odporu. Teplotní závislost manganinu pro širší oblast teplot ukazuje **obr. 2.5.11**.



Obr. 2.5.11: Závislost manganinu v širší oblasti teploty, podle <http://www.isabellenhuetzte.de>

Protože teplotní závislost manganinu mimo oblast vrcholu paraboly může být velmi velká, byly vyvinuty složitější slitiny. Jednou z nich je zeranin s teoreticky nulovou teplotní závislostí, viz **obr. 2.5.12**.



Obr. 2.5.12: Závislost zeraninu výroby isabellenhuetzte na teplotě, podle <http://www.isabellenhuetzte.de>

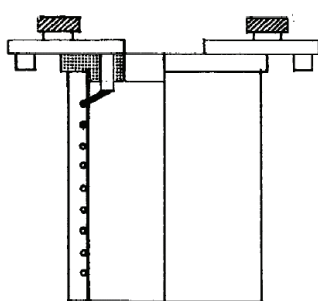
METROLOGIE VLASTNOSTÍ ELEKTRICKÝCH PRVKŮ

Další velmi kvalitní etalony jsou ze slitiny Evanohmu, který obsahuje 70 % niklu, 20 % chrómu a několik procent hliníku a mědi. Slitina se nedá pájet měkkou pájkou. Pokud je technologie výroby velmi dobře zvládnuta (a zejména teplotní zpracování ve výrobě), potom etalony zhotovené z této slitiny vykazují velmi dobré vlastnosti jak ukazuje příklad etalonu 1Ω vyrobeného v australském metrologickém institutu, viz. **obr. 2.5.15**.

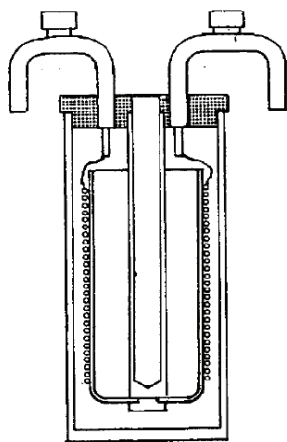
Další podrobnosti o kovových a odporových materiálech vhodných pro výpočet odporu drátu z délky nebo průměru jsou např. na

<http://www.prevod.cz/index.php?str=414&parent=y>

2.5.3 Konstrukce a typy etalonů



Obr. 2.5.13: Konstrukce klasického drátového etalonu odporu provedení „Thomas“



Obr. 2.5.14: Jiná konstrukce drátového etalonu odporu provedení „Rosa“

Nejstabilnější typy etalonů

Mezi nejstabilnější etalony odporu patří zejména etalon 1Ω , **obr. 2.5.15**, vyvinutý v metrologickém institutu Austrálie. Etalon z Evanohmu má vývody přivařené, vlastní konstrukce uložení je velmi volná, aby se předešlo mechanickému namáhání. Úspěch realizace, teplotní koeficient a stabilita do značné míry závisí na teplotním zpracování po realizaci odporového prvku.

Podrobnosti jsou uvedeny na

<http://www.measurement.gov.au/index.cfm>.



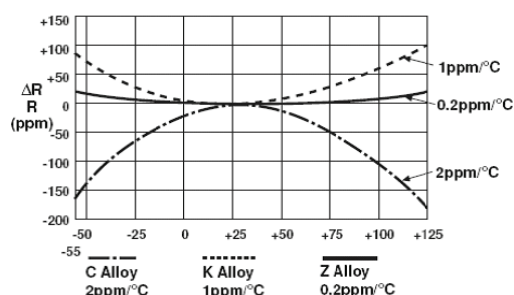
Obr. 2.5.15: Vnitřní provedení etalonu 1Ω z výroby metrologického institutu Austrálie

2.5.4 Foliové rezistory

Foliové rezistory říkáme etalonům odporu, u kterých je odporová vrstva provedena jako folie na izolační podložce, tak jak to je obvyklé u plošných spojů. Pokud je správně volen materiál podložky, odporové folie i připevňovacího tmelu, může být dosaženo velmi dobré potlačení teplotní závislosti odporu.

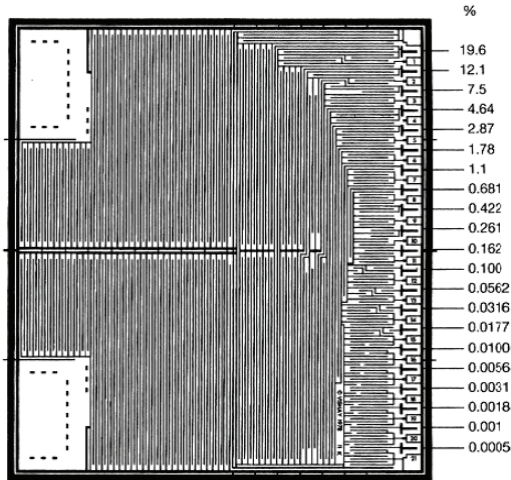
Historie foliových odporů začala v SSSR v 60 letech minulého století. První generace etalonů používala manganinovou folii tloušťky 0,09 mm a 0,03 mm. Brzy následovala druhá generace, chráněná 17 patenty, s folií NiCr 0,02 mm a 0,01 mm. Licence byly prodány do Francie a Velké Británie. Třetí generace následovala v 70. letech s pokrokovější litografickou technikou a laserovým dostavováním na stabilní Sitalové podložce. Tato technologie byla chráněna dalšími 12 patenty. Současně probíhal i vývoj u firmy Vishay, kde se postupně vyvinuly technologie s různým tvarem teplotní charakteristiky označené jako provedení C, K a provedení Z, viz **obr. 2.5.16**.

Etalony MC 3050 byly vyrobeny touto uvedenou speciální technologií v ZIP Krasnodar. Tyto R byly podstatně přesnější a snášely až 3x větší výkon než cívky P310, P321 a P331. Byly určeny i pro měření na střídavém proudu do 20 kHz a byly vyráběny od třídy přesnosti 0,001 %. Bylo jich dovezeno do ČR podstatně méně než typů P 310, P 321, P 331.



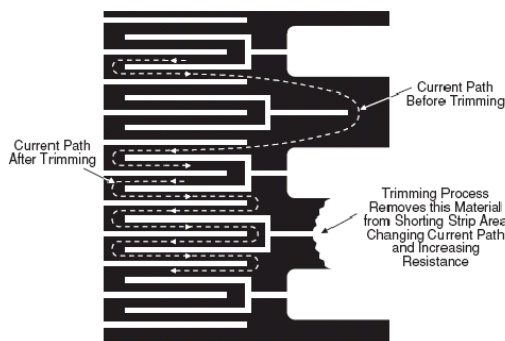
Obr. 2.5.16: Typy foliových odporů Vishay (podle <http://www.vishay.com/resistors-discrete/metal-foil/related#appnot>)

Hodnota odporu se nastavuje provedením rezistoru jako meandrovitý plošný spoj, viz **obr. 2.5.17**. Vlevo umístěné velké bílé plochy jsou kontaktní plošky, vpravo je pole k dostavení na požadovanou hodnotu (obvykle s přesností nastavené hodnoty 0,1 % až 0,05 %)



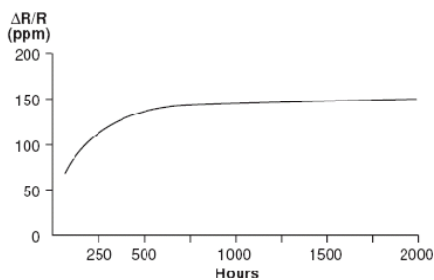
Obr. 2.5.17: Vnitřní provedení foliového odporu Vishay (podle <http://www.vishay.com/resistors-discrete/metal-foil/related#appnot>)

Výsledné hodnoty odporu se při výrobě dosahuje mechanickým přerušením spojek na původním odporu nižší hodnoty. Na **obr. 2.5.17** jsou spojky umístěné vpravo. Při přerušení spojek se odpor zvýší o definovanou hodnotu v mezích od 19,6 % do 0,0005 %, jak ukazuje **obr. 2.5.18**.



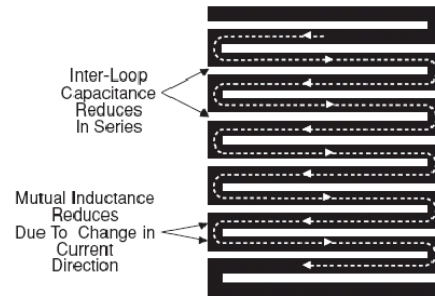
Obr. 2.5.18: Způsob dostavení foliového odporu přerušením zkratovacích spojek (podle <http://www.vishay.com/resistors-discrete/metal-foil/related#appnot>)

Po počátečním asi 500 hodin stárnutí, mají tyto rezistory vynikající dlouhodobou stabilitu, viz **obr. 2.5.19**.



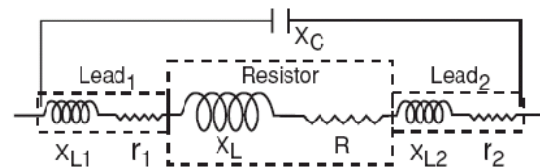
Obr. 2.5.19: Stárnutí po výrobě má velký vliv na stabilitu odporu (podle <http://www.vishay.com/resistors-discrete/metal-foil/related#appnot>)

Konstrukce odporu má tvar meandru na rovné podložce, jak ukazuje **obr. 2.5.20**. Toto ploché provedení foliového odporu má dobré frekvenční vlastnosti, proto odpory mají vynikající vlastnosti pro stejnosměrný i nízkofrekvenční střídavý signál.



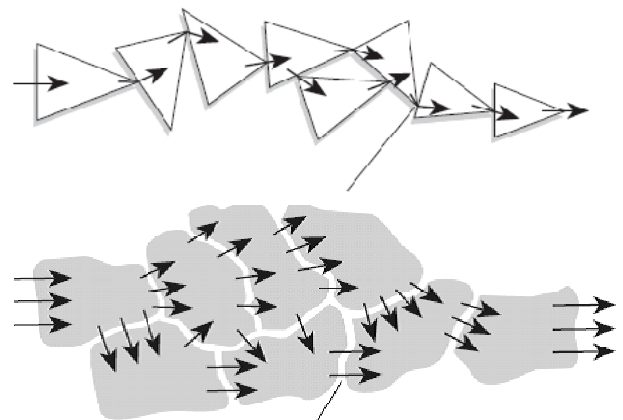
Obr. 2.5.20: Ploché provedení foliového odporu má dobré frekvenční vlastnosti (podle <http://www.vishay.com/resistors-discrete/metal-foil/related#appnot>)

Frekvenční vlastnosti plošného provedení jsou velmi dobré, meandr potlačuje vliv indukčnosti i kapacity, viz **obr. 2.5.21**. Vliv přívodů lze odstranit volbou provedení pouzdra SMD.



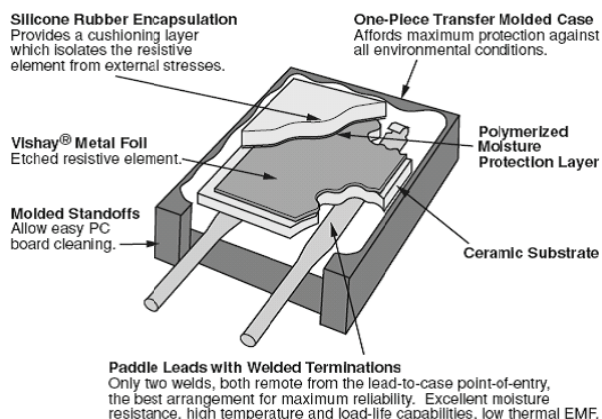
Obr. 2.5.21: Náhradní schéma odporu je klasické, vliv přívodů se dá omezit volbou provedení SMD (podle <http://www.vishay.com/resistors-discrete/metal-foil/related#appnot>).

Protože u foliového rezistoru se jedná o rezistor s kovovou folií, tedy o vrstvu odporové slitiny, mají tyto rezistory podstatně více přechodových ploch mezi jednotlivými dílčími částmi odporu než odpory metalizované, a proto mají i vynikající šumové vlastnosti, jak ukazuje **obr. 2.5.22**.



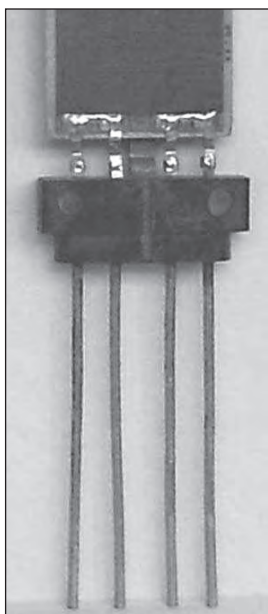
Obr. 2.5.22: Folie má menší šum než napařená vrstva používaná u vrstevných odporů (podle <http://www.vishay.com/resistors-discrete/metal-foil/related#appnot>)

Pouzdrění odporu závisí na předpokládaném použití. Pro etalony pracující i se střídavým signálem se používá pouzdrění do plastového pouzdra s několika ochrannými vrstvami, jak ukazuje **obr. 2.5.23**. Pro stejnosměrné použití se vyrábí hermetická pouzdra plněná olejem a pro miniaturní a vf. konstrukce i provedení SMD. Kovové pouzdro plněné olejem umožní získat vyšší dlouhodobou stabilitu odporu, na frekvenci řádově 1 MHz může být hodnota impedance částěčně závislá i na poloze (vliv gravitace). Kovové pouzdro musí být při použití pro střídavý signál definovaně připojeno. Při jeho uzemnění se může projevit indukčnost vlivem kapacity odporu proti pouzdru. Proto je nejrozšířenější pouzdrění v plastovém pouzdru, **obr. 2.5.23**.



Obr. 2.5.23: Velmi kvalitní pouzdrění se podílí na stabilitě foliového odporu Vishay (podle <http://www.vishay.com/resistors-discrete/metal-foil/related#appnot>)

Pro porovnání je na **obr. 2.5.24** ukázáno provedení přesného stabilního rezistoru ZIPnaučpřibor (kovový kryt není zobrazen). Pouzdrění není hermetické a poskytuje pouze mechanickou ochranu.



Obr. 2.5.24: Provedení přesného stabilního rezistoru ZIPnaučpřibor.

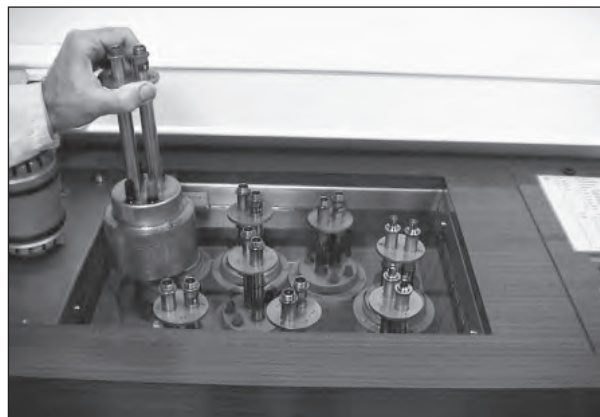
2.6 Kapacitní etalony

2.6.1 Etalony s dielektrikem z taveného křemene

Etalony TESLA

Používají se pro nejpřesnější měření a pro měření na sekundární úrovni, tyto etalony vlastní pouze dvě kalibrační laboratoře v ČR.

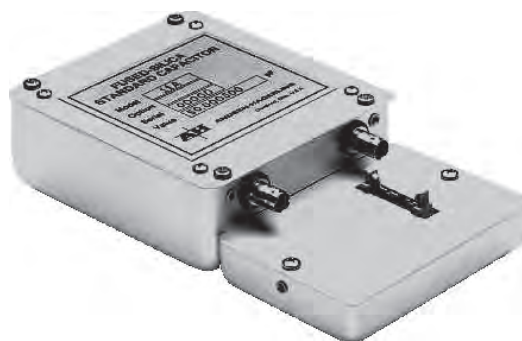
Starší konstrukce etalonů s křemenným dielektrikem (TESLA BRNO), **obr. 2.6.1**, je určená pro měření v olejové lázni z důvodu stabilizace teploty (teplotní závislost etalonů je 10 až 20 ppm/°C). Bez perfektní stabilizace teploty nelze plně využít jejich stabilitu.



Obr. 2.6.1: Křemenné etalony TESLA BRNO v olejové lázni

Etalony Andeen Hagerling

Modernější konstrukce spojují termostat s etalonem v jeden konstrukční celek, jak ukazuje **obr. 2.6.2**.



Obr. 2.6.2: Modernější řešení křemenného etalonu s elektronickým termostatem

Na **obr. 2.6.3** je přístrojový rám až pro 4 křemenné etalony s termostaty. Tak je možné realizovat skupinový etalon jednotky kapacity.

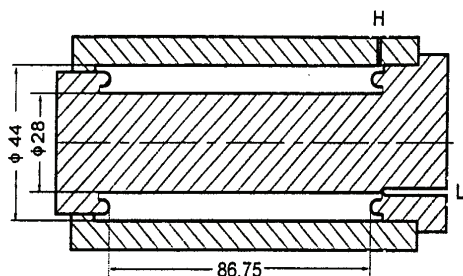


Obr. 2.6.3: Rám pro 4 křemenné etalony s termostaty

Etalony KRISS-VNIIM

Nový etalon křemenného kondenzátoru 10 pF, který má stabilitu v řádu 10^{-8} , byl vyvinut technickou spoluprací mezi KRISS a VNIIM. Hlavní myšlenkou nového kondenzátoru byla možnost definovat rozměry monolitické stavby. Kapacita kondenzátoru potom není ovlivněna jakýmkoliv jiným elektrickým polem kromě pole, které je vytvořeno mezi povrchy elektrod na povrchu titan-křemenného skla obsahujícího 10 % TiO_2 , které má extrémně nízký teplotní koeficient roztažnosti (0,02 ppm/K při 20 °C) a velmi nízké dielektrické ztráty (2×10^{-4}). Tyto kondenzátory se skládají ze dvou souosých válců, které jsou spojeny přímým dotykem mezi dvěma válcovými plochami. Nejdůležitější rozměry jsou definované monolitickou strukturou uzpůsobenou pro podmínky spojení (1 μm) ovlivňující kapacitu až do řádu 10^{-6} . Ochranná elektroda je vytvořena řezem přes pozlacený povrch k rýze vnitřního válce, která je umístěná ve stínící části ochranného pole. Nestabilita vlivem řezu je úplně odstraněna. Tento výsledek je ověřen počítačovou simulací.

Elektrody jsou pozlacené tekutým lesklým zlatem na navrženém povrchu titan-křemenného skla a při teplotě 670 °C napařeny k podložce. Elektrické kontakty aktivní elektrody jsou vyvedeny malými otvory, které jsou rovněž pozlacené. Kapacita může být měřena přímo bez jakékoliv krytu. Tento etalon vlastní KRISS.



Obr. 2.6.4: Křemenný kondenzátor VNIIM-KRISS

2.6.2 Etalony s plyným dielektrikem

Etalony General Radio (nyní IET lab.)

Velmi stabilní a velmi drahé etalony 1 pF, 10 pF, 100 pF a 1000 pF. Jsou provedeny s invarovými elektrodami, tím je potlačena teplotní závislost na hodnoty menší než 5 ppm/°C, dielektrikem je dusík, jsou hermetické.



Obr. 2.6.5: Kondenzátory IET Lab plněné dusíkem s invarovými elektrodami

Etalony Ulrich

Jsou to staré, rozměrné etalony válcové konstrukce, používané s podstavcem. Vyskytují se v ČR v omezeném počtu a nejsou perspektivní pro širší frekvenční rozsah. Dielektrikum je vzduch, elektrody jsou z mosazi nebo hliníku. Kalibrují se třísvorkově i s podstavcem.

Ruské etalony P597

Sada 22 kusů etalonů umožňuje měřit v trojsvorkovém zapojení vkládáním etalonů na speciální podstavce. Hodnoty do 4000 pF jsou vyrobeny ve vzduchovém provedení, vyšší hodnoty se slídovým dielektrikem. V ČR se vyskytují omezeně. Výhodou sady je možnost složit libovolnou hodnotu mezi 1 pF až 1 μF s rozlišením 1 pF a vysoká stabilita etalonů v sadě.

Etalony Tettex

Vzduchové kondenzátory vyráběné v hodnotách do 10 000 pF velkých rozměrů s hliníkovými elektrodami a vzduchovým dielektrikem, proto umožňují pracovat s napětím až 2 000 V. Jsou určeny hlavně pro mosty v energetice pracující na 50 Hz. Při kalibraci zapisujeme polohu etalonu.

Etalony kapacity Meatest

Různé hodnoty podle požadavku zákazníka (většinou 10 nF), slídové.

Etalony HP 16380A

Čtyřpárové etalony kapacity s hodnotami 1 pF, 10 pF, 100 pF a 1000 pF. Nižší hodnoty jsou v provedení se vzduchovým dielektrikem, etalony 10 nF, 100 nF a 1000 nF jsou slídové. Základní etalony pro kalibrace širokopásmových mostů, mají však nižší přesnost a stabilitu než etalony GenRad.

2.6.3 Materiály pro etalony kapacity

Vlastnosti etalonů kapacity jsou do značné míry určeny vlastnostmi dielektrika

Křemenné

Závisí na čistotě křemenného skla, kvalitní křemeny zajišťují teplotní závislost kolem 10 ppm/°C, stabilitu kolem 0,4 ppm/rok a D asi 0,000 001. Jsou vhodné pro hodnoty kapacity do 100 pF.

Invarové

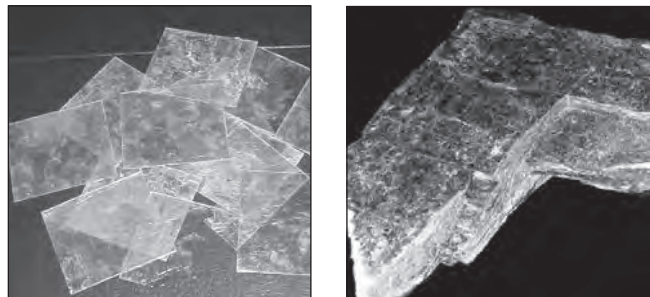
Díky své malé teplotní roztažnosti Invar umožňuje konstruovat kondenzátory s teplotní závislostí do 5 ppm/°C, stabilitou menší než 1 ppm/rok a D okolo 0,000 001. Většinou jsou konstruovány jako hermetické etalony plněné dusíkem. Jsou vhodné pro hodnoty kapacity do 1000 pF.

Slídové

Elektrody jsou napařené na tenké destičky z jakostní slídy (výborné dielektrikum) a jsou spojeny paralelně na požadovanou hodnotu kapacity. Kondenzátory mají malé ztráty, úzké tolerance, časová i teplotní stabilita je velmi dobrá.

METROLOGIE VLASTNOSTÍ ELEKTRICKÝCH PRVKŮ

Teplotní součinitel kapacity je mezi 0 až 35 ppm/°C. Jsou vhodné pro hodnoty kapacity do 1 000 000 pF.

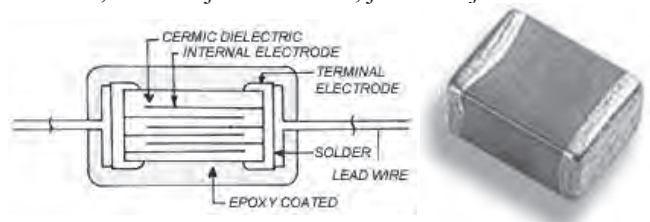


Obr. 2.6.6: Slida a ze slidy naštipané destičky, vhodné jako izolace kondenzátoru.

Keramické

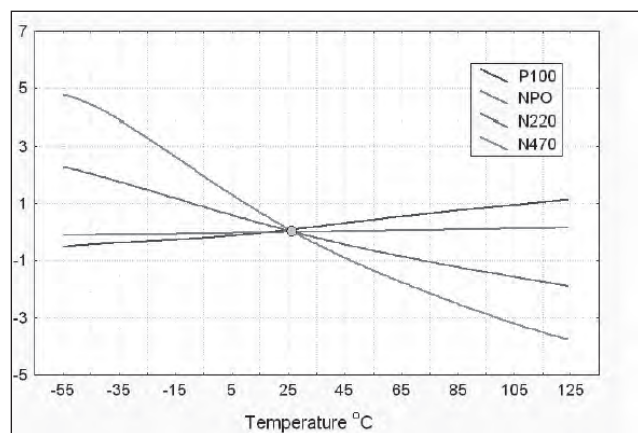
Keramické kondenzátory jsou teplotně stálé a nahradily slídové kondenzátory. Mají teplotní závislost do 35ppm/°C, stabilitu menší než 10 ppm/rok, D okolo 0,0001. Jsou vhodné pro hodnoty kapacity do 1 000 000 pF.

Dielektrikum pro velmi kvalitní kondenzátory tvoří keramika COG (NPO). Pro hodnoty nad stovky pF se vyrábí jako vrstevové, které mají až 80 vrstev, jak ukazuje obr. 2.6.7.



Obr. 2.6.7: Konstrukce a vzhled keramického kondenzátoru

Hodnoty nad 1 nF jsou obtížně vyrobitelné, a proto se vyskytují velmi vzácně. Kondenzátory COG (NPO) se řadí do skupiny keramických dielektrik typu I. Základní materiál je oxid TiO_2 . Dielektrická konstanta je menší než 150. Malým přídavkem ferroelektrických oxidů jako $CaTiO_3$ nebo $SrTiO$ se získají materiály, jejichž dielektrická konstanta je až kolem 500.

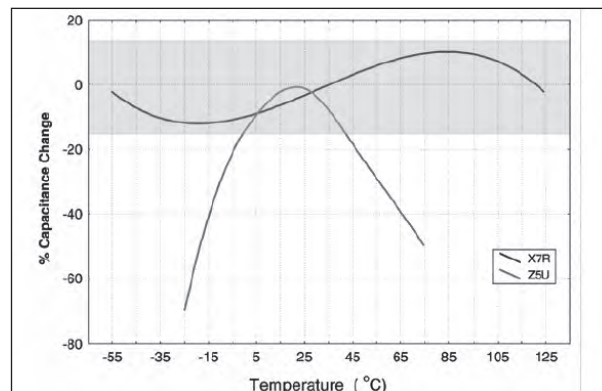


Obr. 2.6.8: Vlastnosti keramických dielektrik

Obrázek 2.6.8 ukazuje vlastnosti jednotlivých typů dielektrik třídy I. P značí pozitivní, N negativní sklon charakteristiky teplotní závislosti. Číslo značí velikost teplotní závislosti v ppm/°C, tedy pro “N220” –220 ppm/°C, a pro “P100” +100 ppm/°C. “NPO” označení “O” je použito místo “0”, a vyjadřuje stabilní s teplotou.

Keramické kondenzátory založené na Ba_2TiO_3 mají dielektrika třídy II. Výhodou je velká dielektrická konstanta (až 18 000). Kondenzátory jsou však mnohem méně stabilní a pro použití v metrologii se nehodí, například kondenzátor z hmoty X7R má 15 % nelineární změnu kapacity pro –55 °C až +125 °C, a pro kondenzátory z hmoty Z5U je teplotní závislost velmi velká, viz obr. 2.6.9.

Keramické kondenzátory založené na Ba_2TiO_3 mají dielektrika třídy II. Výhodou je velká dielektrická konstanta (až 18 000). Kondenzátory jsou však mnohem méně stabilní a pro použití v metrologii se nehodí, například kondenzátor z hmoty X7R má 15 % nelineární změnu kapacity pro –55 °C až +125 °C, a pro kondenzátory z hmoty Z5U je teplotní závislost velmi velká, viz obr. 2.6.9.



Obr. 2.6.9: Teplotní závislost keramik X7R a Z5U používaných pro větší hodnoty kapacity

Časová stabilita keramických dielektrik, která obsahují bariumtitanát (to je hlavně X7R a Z5U) je předpověditelná. Po ochlazení z teploty Curie bodu (125 °C) klesá dielektrická konstanta v závislosti na čase logaritmicky, to znamená, že změna za 0 hod až 1 hod po ochlazení je stejná jako za 10 hod až 100 hod, pak za 100 hod až 1000 hodin atd. Výchozí stav lze zopakovat nahřáním kondenzátoru na 150 °C po dobu 1 hodiny. Pro keramiku COG je časová stabilita velmi velká a závisí na více vlivech.

2.6.4 Foliové kondenzátory - základní informace

Pro realizaci etalonu kapacity od 1 μF do 100 μF se používají foliové kondenzátory. Tyto kondenzátory se rozdělují do dvou základních skupin:

Kondenzátory s elektrodami z tenkých kovových folií, které umožňují velmi vysoké impulsní a proudové zatížení, mají velmi dobrou stabilitu a spolehlivost, velmi vysoký izolační odpor a velmi nízké dielektrické ztráty. Speciální konstrukce těchto kondenzátorů zajišťuje jejich samoregenerační schopnost.

Kondenzátory z metalizovaných folií mají vynikající samoregenerační schopnosti a velmi malé rozměry. Kontakty jsou provedeny nastříkáním kovové vrstvy na čela svitků kondenzátorů. Vývody jsou přivařeny na tyto kontaktní plochy. Nástřikem kontaktů dojde ke zkratování jednotlivých závitů kondenzátorů a tím se dosáhne velmi nízké vlastní indukčnosti a vysoké rezonanční frekvence kondenzátoru.

Dielektrikem jsou polyesterová folie, nebo metalizovaná polyesterová folie (kondenzátory označované MKT),

polypropylénová folie nebo metalizovaná polypropylénová folie pro kondenzátory označované jako MKP, MKPI a KPI impulsní kondenzátory. **Tab. 2.6.1** uvádí porovnání parametrů kondenzátorů.

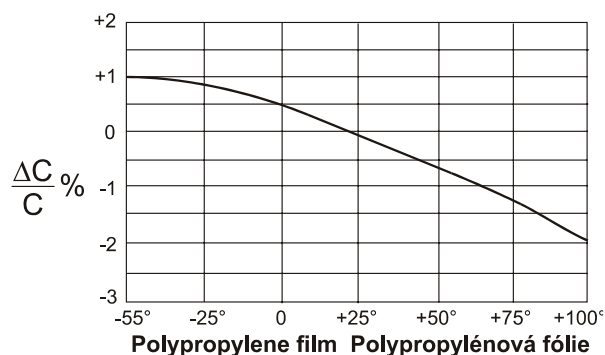
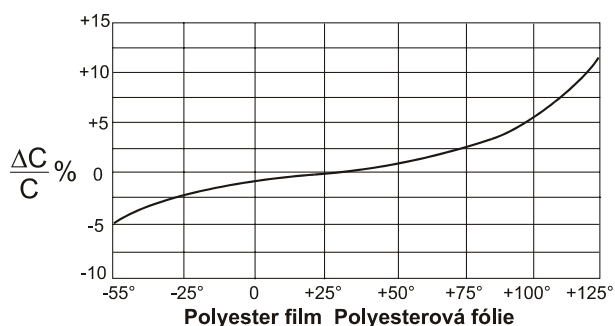
Type	MKT	MKP
Relativní dielektrická konstanta ϵ	3,2	2,2
DF na 1 kHz, $\tan \delta$	0,005	0,0005
Ris [$G\Omega \times \mu F$]	25	100
Dielektrická absorpce [%]	0,2	0,05
Drift kapacity $\Delta C/C$ [%]	1,5	0,5
Absorpce vlhkosti [%]	0,4	0,01
Maximální teplota [$^{\circ}C$]	100 - 125	85 - 100
Tc [ppm/ $^{\circ}C$], [$10^{-6}/^{\circ}C$]	+400, ± 200	-200, ± 100

Tab. 2.6.1: Dielektrické vlastnosti kondenzátorů

Kondenzátory MKT mají vysokou dielektrickou konstantu, vysokou dielektrickou pevnost, výborné samoregenerační vlastnosti, dobrou stabilitu, vyšší ztráty než MKP a kladný teplotní koeficient ($+400 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$).

Kondenzátory MKP mají vynikající elektrické parametry, velmi nízké dielektrické ztráty, velmi vysoký izolační odpor, vysokou dielektrickou pevnost, velmi nízkou dielektrickou absorpci, vynikající odolnost proti vlhkosti. Teplotní koeficient je záporný ($-200 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$).

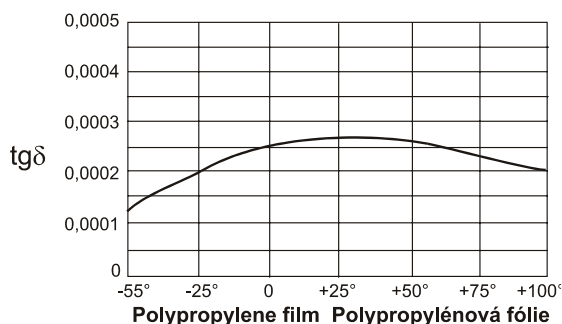
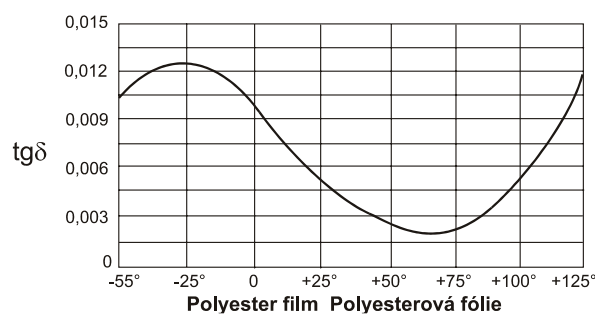
Kapacita kondenzátorů se mění s teplotou. V závislosti na dielektrické konstantě a teplotním koeficientu materiálu dielektrika.



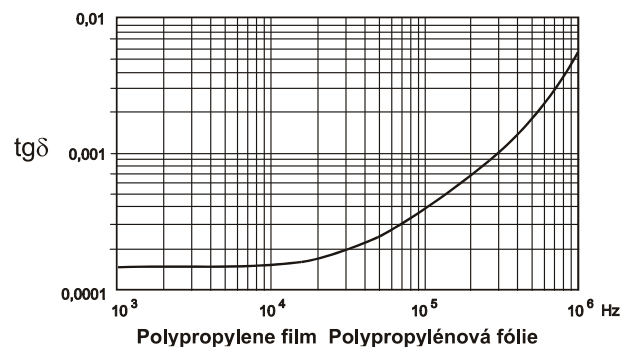
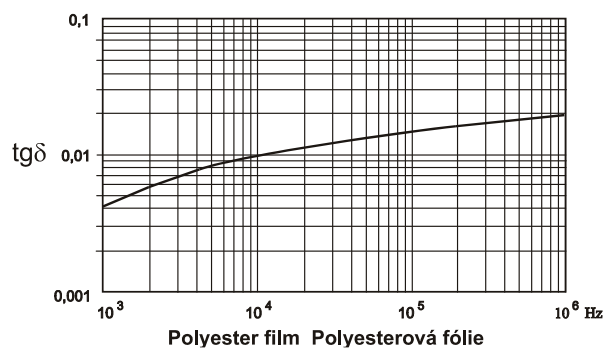
Obr. 2.6.10: Teplotní závislost kapacity foliových kondenzátorů

Teplotní koeficient α_c je v závislosti na typu dielektrika buď kladný, $+400 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$ pro MKT kondenzátory, nebo záporný, $-200 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$ pro MKP kondenzátory, ale u obou dielektrik je nelineární, viz grafy na **obr. 2.6.10**.

Ztrátový činitel vyjadřuje ztráty v materiálu dielektrika, v odporu kontaktů a izolačním odporu. Ztrátový činitel je poměr mezi odporovou a kapacitní složkou impedance kondenzátoru, vyjádřený jako $\text{tg}\delta$. Závislost ztrát na teplotě ukazuje **obr. 2.6.11**, závislost na frekvenci je na **obr. 2.6.12**.



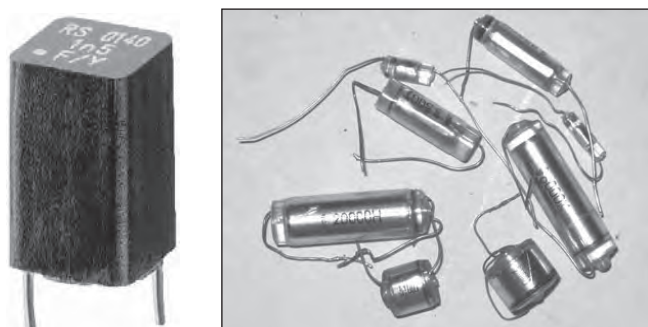
Obr. 2.6.11: Teplotní závislost ztrátového činitele foliových kondenzátorů



Obr. 2.6.12: Frekvenční závislost ztrátového činitele foliových kondenzátorů

Polystyren

Kondenzátory byly známé pod názvem „styroflex“. Jedná se o velmi kvalitní kondenzátory s velmi malými ztrátami řádu 0,0001, malou dielektrickou absorpcí a velkým izolačním odporem. Jejich nízká teplotní odolnost při pájení (pouze 85°C) je vytlačila z nových konstrukcí. Některé výrobní typy, jako na obr. 2.6.13 vpravo, měly vývody jen vložené a nepřivařené k folii a časem, zvláště když nebyly dostatečně hermetické, se zhoršoval jejich ztrátový činitel.



Obr. 2.6.13: Polystyrenové kondenzátory.

Teflon

Teflon TFE je označení firmy DuPont pro polytetrafluoroethylen (PTFE).

Tyto kondenzátory mají nejvyšší izolaci a nejnižší ztráty z foliových kondenzátorů, ale pro velmi vysokou cenu se používají jenom výjimečně.

Další informace

Podrobnější informace o materiálech a výrobcích podle typu dielektrika lze nalézt na:

<http://my.execpc.com/~endlr/film.html>

a

http://my.execpc.com/~endlr/misc_dielectrics.html

2.7 Etalony vlastní a vzájemné indukčnosti

Etalon vlastní indukčnosti je tvořen vzduchovou cívkou. Při průchodu proudem touto cívkou vzniká v jejím okolí magnetické pole. Toto pole je soustředěno uvnitř toroidu u toroidních etalonů, u etalonů s otevřeným polem zasahuje daleko do okolí. Pokud není použito stínění, není toto magnetické pole nijak ovlivněno a měřená indukčnost cívky odpovídá její vlastní indukčnosti.

Při použití stínění se magnetické pole indukuje do plechu tvořícího stínění, který tak vytváří závit nakrátko. Tím dochází ke zvýšení ztrát v magnetickém obvodu cívky a ovlivnění měřené hodnoty vlastní indukčnosti.

2.7.1 Toroidní etalony indukčnosti

Ruské etalony toroidní konstrukce vysoké kvality, jako jsou například etalony typu P5115 ukazuje obr. 2.7.1. Jsou umístěny v robustním kovovém pouzdře, které stabilizuje teplotu a stíní etalon. Některé konstrukce mají cívku zalitou, například do korkové drti v asfaltovém kompaundu.



Obr. 2.7.1: Vnitřní konstrukce toroidního etalonu indukčnosti typu P5115.



Obr. 2.7.2: Toroidní etalony indukčnosti pod 100 μH s potlačením vlivu indukčnosti přívodů

Etalony indukčnosti pod 100 μH mají další svorky se zkratovací spojkou viz obr. 2.7.2. Měření v první poloze umožní změřit zbytkové indukčnosti a po přepnutí do druhé polohy se hodnota etalonu změní o hodnotu, definovanou tímto etalonem.

2.7.2 Etalony s otevřeným polem

Etalony válcové konstrukce s otevřeným polem, v ČR velmi rozšířené v počtu několika desítek sad jsou například etalony RFT 0187. V praxi našich laboratoří jsou nejdůležitější. Pro konstrukci s otevřeným polem jsou však nevhodné pro přesná měření.



Obr. 2.7.3: Etalon s otevřeným polem RFT 0187

2.8. Hamonovy transferové etalony

Hamonovy transferové etalony [2.8.1, 2.8.2] jsou obecně tvořeny n rezistory stejné jmenovité hodnoty R , které jsou trvale propojeny do série způsobem patrným z **obr. 2.8.1**. Ke každému z uzlů, které jsou v tomto obrázku označeny čísly $0, 1, \dots, n$, je připojena jedna proudová a jedna napěťová svorka, což umožňuje čtyřsvorkové měření příspěvků jednotlivých rezistorů k odporu R_s celé sériové kombinace. Pokud tyto příspěvky jsou

$$R_i = R(1 + \delta_i), \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (2.8.1)$$

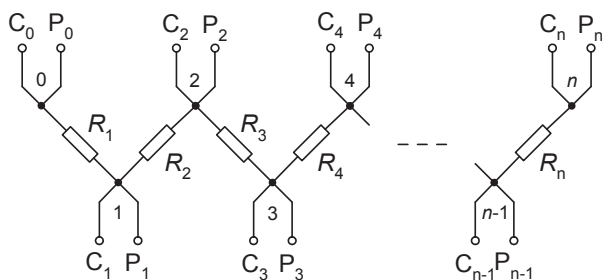
kde δ_i je chyba adjustace i -tého rezistoru, sériová kombinace má odpor

$$R_s = nR(1 + \bar{\delta}), \quad (2.8.2)$$

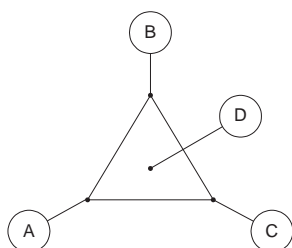
kde

$$\bar{\delta} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i \quad (2.8.3)$$

je aritmetický průměr chyb adjustace jednotlivých rezistorů. Proudové svorky jsou v **obr. 2.8.1** označeny P_0, P_1, \dots, P_n , napěťové N_0, N_1, \dots, N_n .



Obr. 2.8.1: Sériové zapojení rezistorů



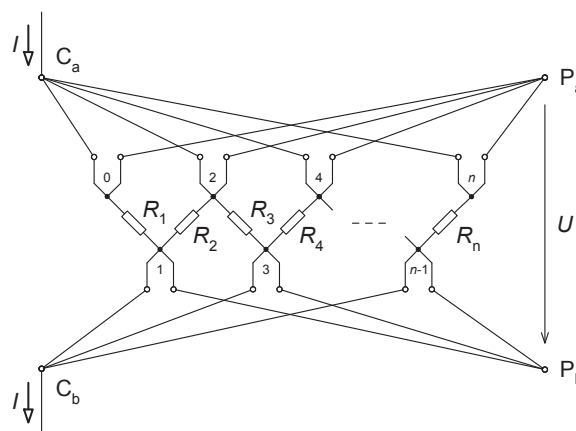
Obr. 2.8.2: Realizace čtyřsvorkového spoje s nulovým odporem

Uzly se přednostně realizují jako čtyřsvorkové spoje s nulovým odporem, tj. spoje, u nichž připojení proudového zdroje k libovolné dvojici svorek nevyvolá žádné napětí mezi svorkami zbyvajících. Jedno možné provedení je na **obr. 2.8.2**, kde jsou tři svorky připojeny k rohům měděné

destičky ve tvaru rovnostranného trojúhelníka a čtvrtá svorka je k destičce připojena v místě jejího těžiště.

Sériové zapojení rezistorů lze změnit na zapojení paralelní použitím čtyř skupin vějířovitě uspořádaných spojek, jak je naznačeno na **obr. 2.8.3**. Výsledná paralelní kombinace má proudové svorky P_a, P_b a napěťové svorky N_a, N_b . Pokud jsou odpory spojek zanedbatelné, pro čtyřsvorkový odpor R_p vytvořené paralelní kombinace platí

$$R_p = \frac{U}{I} = \frac{R}{n} \left[1 + \bar{\delta} - \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2 - \bar{\delta}^2 \right) + \dots + \text{členy obsahující třetí a vyšší mocniny } \delta_i \right] \quad (2.8.4)$$



Obr. 2.8.3: Paralelní zapojení rezistorů

Např. při použití rezistorů s chybami adjustace menšími než 0,01 % je

$$\begin{aligned} |\delta_i| &\leq 1 \cdot 10^{-4} \\ \delta_i^2 &\leq 1 \cdot 10^{-8} \\ |\delta_i^3| &\leq 1 \cdot 10^{-12}, \text{ atd.} \end{aligned}$$

a je zřejmé, že členy, které v hranaté závorce výrazu (2.8.4) následují za členem $\bar{\delta}$, lze zanedbat a napsat

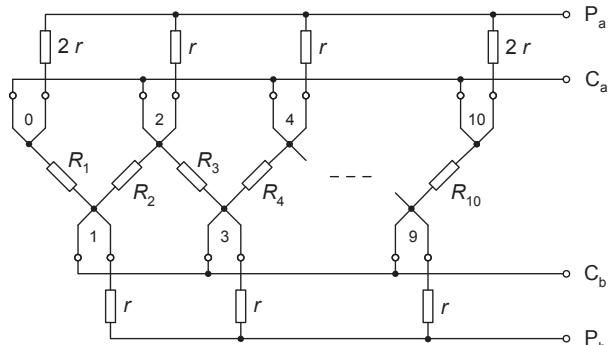
$$R_p \doteq \frac{R}{n} (1 + \bar{\delta}). \quad (2.8.5)$$

Poměrná odchylka hodnoty R_p od jmenovité hodnoty R/n se tedy téměř neliší od poměrné odchylky hodnoty R_s od jmenovité hodnoty nR a platí

$$\frac{R_s}{R_p} \doteq n^2. \quad (2.8.6)$$

Na rozdíl od vztahů (2.8.2) a (2.8.5) vztah (2.8.6) neobsahuje $\bar{\delta}$.

Lze ukázat, že ani nenulové odpory přívodů k svorkám P_a, P_b, N_a a N_b neovlivňují odpor R_p v případě, že hodnoty alespoň některých z nich jsou vhodným způsobem upraveny. Např. u desetičlenného Hamonova transferového etalonu podle **obr. 2.8.4** je nezávislosti hodnoty R_p na těchto odporech dosaženo zařazením přídavných rezistorů hodnot r , příp. $2r$ do přívodů ke svorkám P_a a P_b . Hodnota r se zpravidla volí řádově 1Ω .



Obr. 2.8.4: Přídavné rezistory v přívodech k napěťovým svorkám desetičlenného Hamonova transferového etalonu

Jako příklad použití Hamonových transferových etalonů je na obr. 2.8.5 uvedeno zapojení pro kalibraci automaticky vyvažovaného stejnosměrného proudového komparátoru pro malé proudy s jmenovitým převodem 100:1 (o proudových komparátorech pojednává kap. 3). V zapojení je použito dvou desetičlenných etalonů HE1 a HE2, které jsou oba sestaveny z rezistorů stejných jmenovitých hodnot R . Etalon HE1 je v paralelním zapojení, etalon HE2 v zapojení sériovém. Pokud etalony HE1 a HE2 mají s sériovým zapojení odpory

$$R_{s1} = 10 R (1 + \delta_1) \quad (2.8.7)$$

$$R_{s2} = 10 R (1 + \delta_2) \quad (2.8.8)$$

a pokud jejich odpory v paralelním zapojení jsou

$$R_{p1} = \frac{10}{R} (1 + \delta_1) \quad (2.8.9)$$

$$R_{p2} = \frac{10}{R} (1 + \delta_2) \quad (2.8.10)$$

napětí na mikrovoltmetru μV je

$$U_{V1} = R_{p1} I_p - R_{s2} I_s \quad (2.8.11)$$

tj.

$$U_{V1} = \frac{R}{10} (1 + \delta_1) I_p - 10 R (1 + \delta_2) I_s. \quad (2.8.12)$$

V dalším kroku se etalony HE1 a HE2 vzájemně zamění s tím, že zapojení etalonu HE1 se současně změní na sériové a zapojení etalonu HE2 na paralelní. V tomto případě mikrovoltmetr měří napětí

$$U_{V2} = R_{p2} I_p - R_{s1} I_s \quad (2.8.13)$$

tj.

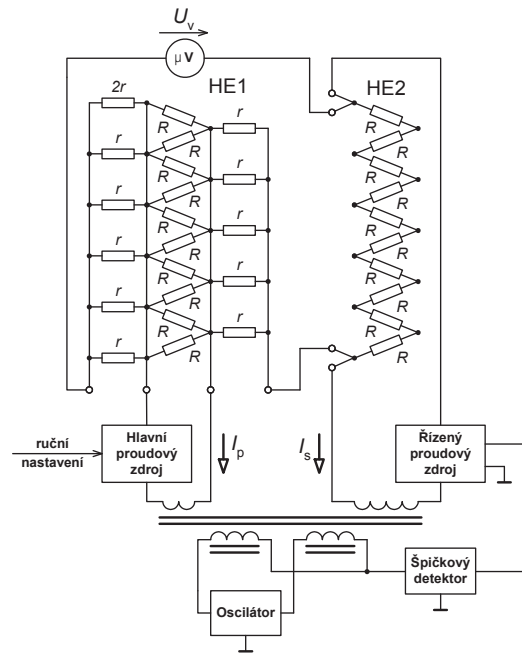
$$U_{V2} = \frac{R}{10} (1 + \delta_2) I_p - 10 R (1 + \delta_1) I_s. \quad (2.8.14)$$

Ze vztahů (2.8.12) a (2.8.14) vychází

$$\frac{I_p}{I_s} = 100 + \frac{5}{1 + \frac{\delta_1 + \delta_2}{2}} \frac{U_{V1} + U_{V2}}{R I_s} \quad (2.8.15)$$

a poměrná chyba převodu komparátoru je

$$\varepsilon = \frac{5}{100 \left(1 + \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \right)} \frac{U_{V1} + U_{V2}}{R I_s} \doteq \frac{U_{V1} + U_{V2}}{20 R I_s}. \quad (2.8.16)$$



Obr. 2.8.5: Kalibrace stejnosměrného proudového komparátoru s jmenovitým převodem 100:1

Literatura

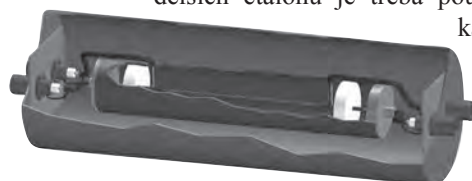
- [2.8.1] Hamon B. V.: A 1-100 Ω build-up resistor for the calibration of standard resistors. Jour. Sci. Instr., 1954, sv. 31, str. 450-453.
- [2.8.2] Riley J. C.: The accuracy of series-parallel connections of four-terminal resistors. IEEE Trans. Instr. Meas., 1967, sv. IM-16, str. 258-268.

2.9 Odporové etalony s vypočitatelnými kmitočtovými závislostmi

Jako odporové etalony s vypočitatelnými kmitočtovými závislostmi bývají označovány etalony jednoduchého provedení, u nichž lze kmitočtové závislosti jejich odporů s dostatečnou přesností počítat přímo z jejich konstrukčních parametrů. Při těchto výpočtech se kromě změn odporu způsobených parazitními kapacitami a indukčnostmi vyhodnocují i změny odporu způsobené vířivými proudy, indukovanými jak do vlastního odporového elementu etalonu, tak do jeho vodivého pláště. Při vyhodnocování vlivu parazitních kapacit a indukčností se na etalon pohlíží jako na obvod s rovnoměrně rozloženými parametry.

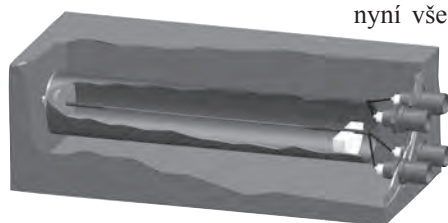
Nejčastěji se jako etalonů s vypočitatelnými kmitočtovými závislostmi používá koaxiálních etalonů, u nichž je odpo-

rový element tvořen odporovým drátem kruhového průřezu, napnutým v ose vodivého válcového pláště. Jako příklad je na **obr. 2.9.1** uveden model čtyřpárového koaxiálního etalonu s dvojicemi konektorů u konců odporového elementu. Etalony tohoto typu se běžně používají v řadě metrologických institucí, jejich evidentní nevýhodou však je, že k připojování delších etalonů je třeba používat dlouhých kabelů, čemuž odpovídají nepříjemně velké kabelové korekce vypočtených kmitočtových charakteristik. Dále je třeba vhodným způsobem zajistit (např. pomocí dobře fungujících proudových ekvalizérů), aby proudy protékající odporovými elementy a vodivými plášti etalonů byly stejně velké, ale opačného směru.



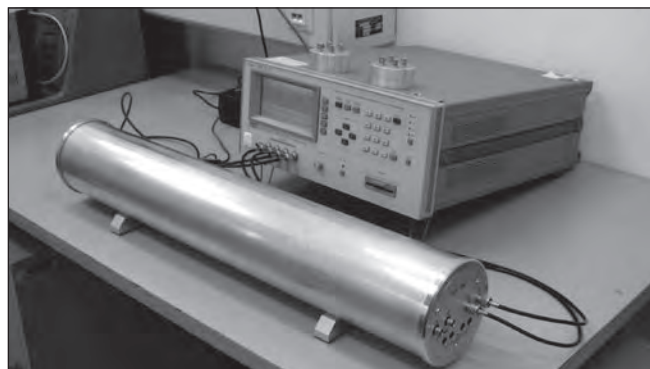
Obr. 2.9.1: Koaxiální etalon prvního typu

Obě tyto nevýhody jsou odstraněny u etalonu podle **obr. 2.9.2**, u kterého je odporový element galvanicky spojen s vodivým válcovým pláštěm, který tak slouží jako zpětné vedení proudu. Celek je umístěn do dalšího krytu, na němž jsou nyní všechny čtyři konektory etalonu těsně vedle sebe.

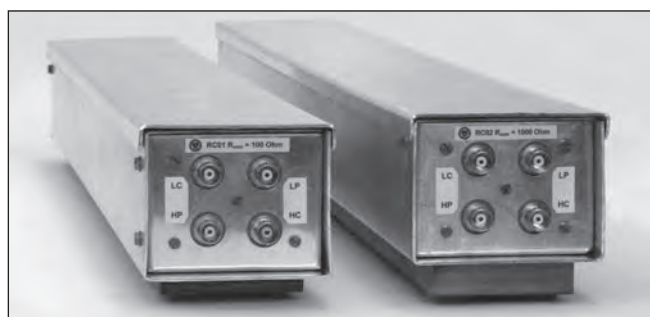


Obr. 2.9.2: Koaxiální etalon druhého typu

V rámci řešení úkolů Programu rozvoje metrologie byly na Katedře měření FEL ČVUT realizovány koaxiální etalony jmenovitých hodnot 100 Ω a 1 000 Ω obou uvedených typů. Na **obr. 2.9.3** je fotografie realizovaných



Obr. 2.9.3: Termostat s namontovanými etalony EK 100 a EK 1000



Obr. 2.9.4: Etalony RC01 a RC02

etalonů prvního typu (EK 100 a EK 1000), na **obr. 2.9.4** fotografie etalonů druhého typu (RC01 a RC02). Etalony EK 100 a EK 1000 jsou umístěny ve společném termostatu.

Konkrétní výpočty ukázaly, že kmitočtové závislosti všech realizovaných koaxiálních etalonů jsou prakticky výhradně způsobeny jen jejich parazitními kapacitami a indukčnostmi. Pro kapacitu rozloženou mezi odporovým elementem délky l a pláštěm etalonu přítom platí

$$C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0 l}{\ln \frac{b}{a}}, \quad (2.9.1)$$

kde a je poloměr odporového elementu, b vnitřní poloměr pláště, ϵ_0 permitivita vakua a ϵ poměrná permitivita prostředí mezi odporovým elementem a pláštěm (pro vzduch je $\epsilon = 1$). Indukčnost rozložená podél odporového elementu má pro tenký plášť tloušťky t hodnotu

$$L \doteq \frac{\mu_0}{4\pi} l \left(\frac{\mu_1}{2} + 2 \ln \frac{b}{a} + \frac{2\mu_2 t}{3b} \right), \quad (2.9.2)$$

kde μ_0 je permeabilita vakua, μ_1 poměrná permeabilita odporového elementu (pro drát z nikrothalu nebo zeraninu je $\mu_1 = 1$) a μ_2 poměrná permeabilita vodivého pláště (pro měděný plášť je $\mu_2 = 1$).

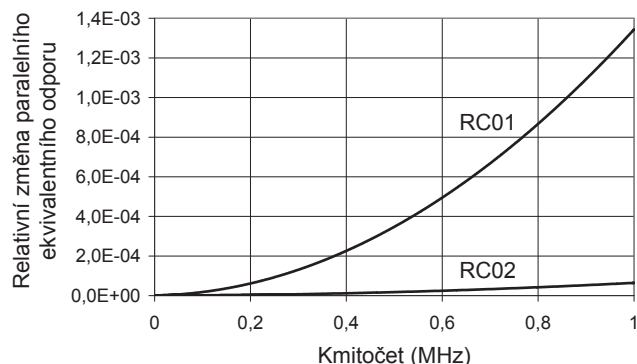
Paralelní ekvivalentní odpor etalonu je

$$R_p = R \left[1 + \omega^2 \left(\frac{L^2}{R^2} - \frac{R^2 C^2}{45} \right) \right], \quad (2.9.3)$$

kde ω je úhlový kmitočet. Pro časovou konstantu etalonu platí

$$\tau = \frac{L}{R} - \frac{RC}{3}. \quad (2.9.4)$$

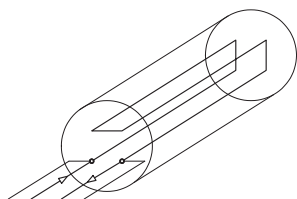
Vypočtené kmitočtové závislosti etalonů RC01 a RC02 jsou na **obr. 2.9.5**, odkud je patrné, že etalon jmenovité hodnoty 1 000 Ω má podstatně menší kmitočtovou závislost než etalon jmenovité hodnoty 100 Ω.



Obr. 2.9.5: Kmitočtové závislosti etalonů RC01 (100 Ω) a RC02 (1 000 Ω)

Nevýhodou etalonů v koaxiálním provedení je, že pro vyšší ohmické hodnoty vycházejí poměrně dlouhé, zvláště pokud při jejich konstrukci nelze použít velmi tenkých odporových drátů (např. má-li být dosaženo větší proudové zatížitelnosti etalonu). V takových případech lze kompaktnější etalon s kratším odporovým elementem získat několikanásobným přeložením tohoto elementu např. způsobem naznačeným na **obr. 2.9.6**. Odporový element má v případě tohoto tzv. kvadrifilárního etalonu [2.9.1] tvar přeložené dlouhé smyčky a nespornou výhodou tohoto uspořádání je, že magnetické toky vytvářené oběma polovinami smyčky působí proti sobě a tudíž se ruší.

Na **obr. 2.9.7** je fotografie čtyřpárových kvadrifilárních etalonů jmenovitých hodnot 100 Ω (QF01) a 1 000 Ω (QF02), realizovaných na Katedře



Obr. 2.9.6: Kvadrifilární etalon

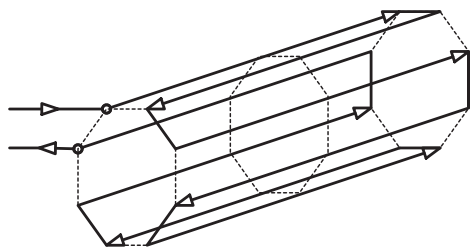
měření FEL ČVUT pro GUM ve Varšavě. Oba tyto etalony jsou opatřeny koaxiálními konektory BPO MUSA a jsou termostatizované. Pro kmitočet 5 kHz a etalon QF01 je poměrná změna

na paralelního ekvivalentního odporu menší než $3 \cdot 10^{-8}$, u etalonu QF02 je tato změna menší než $4 \cdot 10^{-9}$.

U tzv. oktofilárních etalonů [2.9.2] je odporový element tvořen čtyřmi dlouhými smyčkami zapojenými do série (**obr. 2.9.8**). Etalon tohoto typu jmenovité hodnoty 12 906 Ω byl na katedře realizován pro PTB Brunšvik v rámci řešení evropského SMT projektu *Modular System for the Calibration of Capacitance Standards Based on the Quantum Hall Effect*.



Obr. 2.9.7: Etalony QF01 (100 Ω) a QF02 (1 000 Ω)



Obr. 2.9.8: Odporový element oktofilárního etalonu

Etalony s vypočitatelnými kmitočtovými závislostmi jmenovitých hodnot 12 906 Ω a 6 453 Ω, realizované na katedře, byly úspěšně testovány v rámci porovnání EUROMET 432 [2.9.3], jehož účastníky byly ČVUT Praha (koordinace), BIPM Sèvres, NPL Teddington, NRC Ottawa, OFMET (nyní METAS) Wabern a PTB Brunšvik.

Literatura

- [2.9.1] Gibbings D. L. H.: A design for resistors of calculable a.c./d.c. resistance ratio. Proc. IEE, 1963, sv. 110, str. 335-347.
- [2.9.2] Boháček J., Wood B. M.: Octofilar resistors with calculable frequency dependence. Metrologia, 2001, sv. 38, str. 241-247.
- [2.9.3] Boháček J.: EUROMET Project 432: Frequency performance of 12 906 Ω and 6 453 Ω reference resistors for AC quantum Hall effect experiments. Metrologia, 2002, sv. 39, str.231-237.

2.10 Odporové etalony s vypočitatelnými kmitočtovými závislostmi pro autobalanční RLC mosty

Kalibrace autobalančních RLC mostů vyžaduje kontrolu frekvenční charakteristiky na jednotlivých rozsazích mostu. Použití kondenzátorů pro tyto účely je omezeno převážně na nižší hodnoty kapacity do 1000 pF, které mají při vhodné konstrukci s plynným dielektrikem zanedbatelnou frekvenční závislost v celém rozsahu frekvencí až do 10 MHz. Závažnou nevýhodou použití kondenzátorů těchto hodnot je poměrně velká hodnota impedance postačující ke kontrole jen některých částí rozsahů. Další nevýhodou je impedance proměnná s kmitočtem, proto je výhodnější kontrolovat frekvenční charakteristiku etalonu odporu, pokud jsou etalony odporu s frekvenční závislostí k dispozici. Tyto etalony potom kontrolují most v určité části amplitudového rozsahu v celém pásmu frekvencí.

Využití drátových etalonů odporu s vypočitatelnou frekvenční závislostí je pro tyto účely omezené. Takové etalony jsou velmi vhodné pro vysoké přesnosti a rozsah frekvencí nejvýše v oboru akustických frekvencí, nejlepší konstrukce (VNIIM+KRIS) asi do 1 MHz. Optimální časová konstanta může být řádu 10^{-9} .

Bifilární etalony v ČMI (drátové)

V Rusku byly realizovány pro ČMI etalony odporu 1 Ω, 100 Ω, 1000 Ω a 10 000 Ω s vypočitatelnou frekvenční charakteristikou. Konstrukce etalonů vychází z patentu SU 1307485 A1 autora J.P.Semenova. Základní myšlenkou patentu je zlepšit vlastnosti etalonu tvořeného bifilární smyčkou drátu umístěním této smyčky na vhodný nosník z dielektrického materiálu umístěného uvnitř smyčky. Tímto dielektrikem je tyčka z taveného křemene o šířce 4 mm, na které je umístěna smyčka z drátu 118 mm dlouhá. Výhodou této konstrukce je odstranění vlivu parazitní kapacity i zlepšení mechanických vlastností etalonu.

Etalon s hodnotou 1000 Ω je vyroben z drátu tloušťky 15 mikrometrů vyrobeného ze speciální vícesložkové slitiny Chromvanal vyvinuté ve VNIIM, která nebyla dále sériově vyráběna. Pro etalon odporu 10 000 Ω byl použit speciální drát s izolací sklem extrémně malé tloušťky 6 mikronů (4x tenčí než lidský vlas). Tento materiál byl vyroben v Kišiněvu v Moldávii.

Etalony jsou zapouzdřeny v olejotěsném pouzdru z titanové slitiny, mohou se používat i v olejové lázni, vývody jsou čtyřpárové, konektory BNC.

Stejnoseměrná hodnota etalonů je udána s nejistotou ± 1 ppm, teplotní závislost (0 ± 2) ppm, časová konstanta (0 ± 1) · 10⁻⁹ pro 1000 Ω a (0 ± 1) · 10⁻⁹ pro 10 000 Ω. Frekvenční závislost je 0,01 ppm do 1600 Hz a 1 ppm do 20 000 Hz, etalony byly ve VNIIM specifikovány do 1 MHz.

Odporové etalony s vypočitatelnými kmitočtovými závislostmi do 1 MHz (bifilární vrstvé)

Etalony byly popsány na CPEM 2006 kolektivem Han Jun Kim¹, Rae Duk Lee¹, and Yu.P. Semenov (KRIS a VNIIM)

Klasické odporové etalony s vypočitatelnými kmitočtovými závislostmi používají odporový drát tloušťky 12 ~ 20 μm. Pro 10 kΩ musí být drát dlouhý 2m. To znamená, že touto cestou není možné vyrobit širokopásmové etalony pro kalibraci běžných širokopásmových autobalančních mostů. Nové etalony byly vypočteny a vyrobeny pro celý v praxi potřebný rozsah hodnot 1 Ω až 100 kΩ, při čemž typická frekvenční závislost byla 200 μΩ/Ω do 1 MHz. Byly založeny na výše popsané bifilární konstrukci délky 110 mm s nosnou deskou z polyphenilenu oxidu (PPO), s dielektrickou charakteristikou (ε = 2,8, tanδ=20×10⁻⁴) stálou až do mikrovlnných frekvencí (10 GHz) a se supertenkými vodiči z Manganinu a Nikrothalu LX.

Odpor	Časová konstanta nsec	AC _{1MHz} / DC diference % max.
1Ω	4±2	6
10Ω	2±1	3
100Ω	1±0,5	2
1kΩ	1±0,5	2
10kΩ	1±0,8	5
100kΩ	1±1	10

Tab 2.10.1: Přehled vlastností odporů

Vrstvé koaxiální odpory s vypočitatelnou frekvenční charakteristikou

Pro kalibraci autobalančních měřičů RLC není potřeba znát AC/DC diferenci odporu v řádu do jednotek ppm, ale zcela stačí přesnost řádu desítek ppm. Pro toto použití lze považovat za optimální řešení odporů s vypočitatelnou frekvenční charakteristikou v koaxiálním provedení jako šestibran, kde vnitřní vodič je tvořen keramickým tělískem s odporovou vrstvou.

Autobalanční most měří přenosovou impedanci čtyřbranu

$$Z_{12} = A_{12} = \frac{U_1}{I_2} = R_a + j\omega L_a \quad (2.10.1)$$

Pro koaxiální vedení se ztrátovým vnitřním vodičem tvořeným dlouhým vrstevným vodičem s homogenní odporovou vrstvou platí

$$Z = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{\omega^2 C^2}} \cos \eta \sinh \alpha l \cos \beta l \cdot \{ [1 - \operatorname{tg} \eta \operatorname{ctgh} \alpha l \operatorname{tg} \beta l] + j [\operatorname{ctgh} \alpha l \operatorname{tg} \beta l + \operatorname{tg} \eta] \} \quad (2.10.2)$$

kde

$$\alpha = \sqrt{-\frac{1}{2} \omega^2 LC + \frac{1}{2} \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2) \omega^2 C^2}} \quad (2.10.3)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \omega^2 LC + \frac{1}{2} \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2) \omega^2 C^2}} \quad (2.10.4)$$

je-li

- P – vnitřní průměr vnějšího vodiče koaxiálního vedení
- Q – vnější průměr vnitřního vodiče koaxiálního vedení
- l – délka keramického vnitřního vodiče
- x – délka pokovené části keramického vnitřního vodiče,

pak

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{P}{Q} \quad [\text{H/m}] \quad (2.10.5)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{P}{Q}} \quad [\text{F/m}] \quad (2.10.6)$$

Z parazitních vlivů se mimo nehomogenity a mechanických rozměrů uplatňuje i

- C₀₁ – kapacita mezi napěťovými svorkami
- C₀₂ – kapacita vlivem keramického materiálu vnitřního vodiče

$$C_0 = C_{01} + C_{02} \quad (2.10.7)$$

$$C_0 = \frac{2\pi\epsilon \left(\frac{Q}{2}\right)^2}{l} + \frac{12.08 \cdot 10^{-12} \frac{P-Q}{2}}{\log \frac{2l}{D}} \quad (2.10.8)$$

kteřá se projeví na přenosové impedanci

$$Z_0 = \frac{R_a + j\omega[L_a(1 - \omega^2 L_a C_o) - C_o R_a^2]}{(1 - \omega^2 L_a C_o)^2 + (\omega C_o R_a)^2} \quad (2.10.9)$$

Byla realizována řada vzorků odporů tohoto typu pro nominální hodnoty 10 Ω, 100 Ω, 1 kΩ, 10 kΩ a 100 kΩ. Časová konstanta etalonu 10 Ω a 100 Ω je řádu 10⁻¹¹, 1 kΩ a 10 kΩ řádu 10⁻¹⁰ a pro 100 kΩ je asi 4 × 10⁻⁹. To znamená, že etalony vrstevového typu umožňují dosáhnout o 1 až 2 řády nižší časovou konstantu než etalony drátové.

Všechny vrstevové etalony mimo jmenovitých hodnot 1000 Ω mají induktivní charakter způsobený u nižších hodnot odporu magnetickým polem uvnitř koaxiálního vedení, u vyšších hodnot odporu transformací příčné kapacity koaxiálního vedení na podélnou indukčnost. K transformaci dochází tím, že u etalonů je definován přenosový kaskádní parametr A₂₁ s rozměrem Ω. U etalonů středních hodnot je jasně patrná kompenzace induktivní složky přenosového charakteru konstrukční kapacitou tvořenou proudovými elektrodami a napěťovými přívody uvnitř koaxiálního vedení. U etalonů nižších a středních hodnot je kmitočtová závislost v rozsahu do 1 MHz zcela zanedbatelná, pro vyšší hodnoty je jí však třeba brát v úvahu.

Realizace vrstevových etalonů odporu je náročný úkol také po technologické stránce. Odporová vrstva musí být dostatečně tenká, homogenní, rovnoměrná a s malým teplotním součinitelem. Všechny realizované vzorky mají vrstvu tenčí než 10 mikronů a optimalizovanou z hlediska prostorové rovnoměrnosti.

Podrobnosti viz:

J. Horský and K. Volný: Resistance standards with calculable frequency dependency for calibration of autobalance RLC bridges. CPEM 2000, Sydney.

3 POMĚROVÉ PRVKY

3.1 Indukční děliče

Úvod

Již od počátku použití střídavého proudu v elektrotechnice byly vyvíjeny různé druhy transformátorů. Pro jejich jádra se používalo především železo legované křemíkem. Během druhé světové války došlo k vývoji nových feromagnetických slitin na bázi železa s niklem. To umožnilo zvýšení permeability jader několikanásobně. Bylo možno vytvářet měřicí transformátory napětí a proudu s podstatně menšími chybami. Koncem války byla nová feromagnetika využita jak v Německu, tak i ve Velké Británii k vývoji nízkofrekvenčního impedančního můstku, u něhož odporová poměrová ramena byla nahrazena autotransformátorem, zajišťujícím přesný poměr napětí v obou ramenech můstku.

Po válce byly vysokopermeabilní slitiny vyvíjeny pod všeobecným názvem „permalloy“. Přídavkem dalších

kovů (jako např. molybdenu) a zdokonalováním tepelného zpracování bylo nakonec dosaženo špičkových parametrů vyráběných jader. Pro nejnáročnější měřicí techniku byla vyráběna toroidní jádra z pásků o tloušťce od 0,015 mm výše. Maximální permeabilita jádra (kteřá ovšem závisí na sycení, kmitočtu, teplotě a mnoha dalších parametrech) byla v řádu set tisíců. V Evropě tato jádra vyráběla německá firma Vakuumschmelze Hanau pod názvem Ultraperm U10. V USA byla tato slitina vyráběna pod názvem Supermalloy.

Uvedené slitiny dosáhly vrcholu svých parametrů již v šedesátých a sedmdesátých letech minulého století a nebylo rentabilní pokračovat v jejich dalším rozvoji. Další perspektivní směr vývoje se ukázal ve vývoji t.zv. kovových skel, vyvíjených především v Rusku (speciální technologie výroby s amorfni strukturou). Jádra z těchto materiálů nedosahovala permeability Ultrapermu, ale umožňovala použití na vyšších frekvencích.

Jádra s velkou permeabilitou umožňují konstrukci velmi přesných transformátorů střídavého napětí a proudu i součástí velmi přesných impedančních můstků. Pomocí autotransformátoru s mnoha odbočkami bylo možno vytvořit přesný dělič střídavého napětí, jehož přesnost a hlavně stabilita dělivosti byla podstatně lepší než u odporových děličů. Pro tyto autotransformátory se již v šedesátých letech dvacátého století ustálil název „indukční děliče“.

Definice dělivosti indukčního děliče

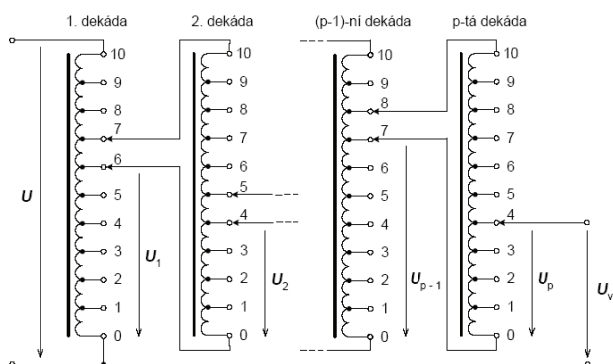
Pro termíny a definice, týkající se indukčních děličů napětí, platí již zastaralá norma IEC 618 z r.1978, jejíž česká verze platí od r.1997. Tato norma je zaměřena na kalibraci indukčních děličů a zabývá se chybami děličů ve formě modulu chyby. Pro kontrolu odchylek děliče je tento způsob vyjádření nevhodný, jak je zmíněno v příloze A8 normy (viz národní poznámka). Proto je výhodněji užíván pojem soufázová a kvadraturní odchylka děličního poměru.

Dělicí poměr označovaný jako „D“ je poměr mezi hodnotou výstupního napětí děliče naprázdno k hodnotě vstupního napětí, což je vyjádřeno bezrozměrným komplexním číslem. Imaginární složka tohoto čísla umožňuje vyjádřit fázový posun děličního poměru. Jmenovitý dělicí poměr je reálné číslo dané obvykle údajem přepínačů děliče.

Odchylka děličního poměru od jmenovité hodnoty je podle normy-odst. 2.4 dána rozdílem mezi hodnotou naměřenou při kalibraci a jmenovitou hodnotou děličního poměru. Podle znění přílohy normy A7 rozdělujeme tuto odchylku do dvou kolmých složek a to do soufázové složky, jež je ve shodné fázi se vstupním napětím děliče (resp. při záporné chybě je v protifázi) a do kvadraturní složky, jež má fázový posun 90° vůči vstupnímu napětí. Definice odchylky pomocí rozdílu nám umožňuje vyjadřovat naměřené odchylky dělivosti ve vztahu ke vstupnímu napětí děliče. Soufázovou složku odchylky dělivosti označujeme písmenem **a**, kvadraturní složku jako **jb**, přičemž symbol **j** označuje fázový posun 90° a písmeno **b** označuje hodnotu naměřené kvadraturní odchylky.

Konstrukce a parametry indukčních děličů

Indukční děliče je možno rozdělit podle různých hledisek. Např. jsou to buď děliče s pevným dělicím poměrem, nebo (častěji) přepínatelné. U přepínatelných děličů bývá nejčastěji uspořádání dekádové. Základní dělicí stupeň má jedenáct odboček, k nimž je pomocí přepínače připojována výstupní svorka. Dělicí poměr je přepínatelný po jedné desetíně od nuly do jedné. Aby bylo možno nastavit dělicí poměr s jemnějším odstupňováním, připojují se k prvnímu dělicí různým způsobem do kaskády další stupně. Nejčastěji používané uspořádání dekád indukčního děliče je obdobné jako u odporového děliče Kelvin-Varley (**obr. 3.1.1**). Počet dekád zařazovaných do kaskády je obvykle omezen podle odchylek způsobených prvními stupni děliče. V praxi se vyskytují nanejvýš osmi- či devítidekádové děliče, jež bývají součástí nejpřesnějších kalibračních aparatur. Děliče používané v běžných laboratořích bývají obvykle šesti- či sedmidekádové.



Obr. 3.1.1: Vícedekádový indukční dělič v Kelvinově-Varleyho zapojení

Jiné dělení může být podle použitých jader. Pro děliče se soufázovými odchylkami do čtvrtého či pátého řádu je možno použít jádra z velmi kvalitního permalloye, ale lisovaného do tvaru klasických transformátorových plechů typu M. Pro děliče s vyššími nároky na přesnost je nutno použít toroidní jádra, u nichž vychází menší rozptyl magnetického pole. Toroidní jádra bývají uložena v ochranných krytech, jež brání tomu, aby vinou mechanického namáhání se snížila permeabilita jádra. To vše umožňuje podstatné zmenšení odchylek dělicího poměru děliče.

Další hledisko, jež rozhoduje o kvalitě indukčního děliče, je uspořádání vinutí. Nejčastěji bývá jeden dělicí stupeň navinut kablíkem vytvořeným z desíti izolovaných vodičů, zapojených po navinutí nakonec do série. Vzájemná poloha jednotlivých vodičů podél délky kablíku se pokud možno nepravidelně mění, aby se prameny vystřídaly ve všech polohách. Tím je zajištěno, aby jak odpor vodiče, tak i rozptylová indukčnost vůči ostatním vodičům v kablíku byla u všech pramenů co možno shodná. Izolace vodičů je obvykle smaltová nebo smalt opředený hedvábím. Opředení se používá v případě, je-li snaha zmenšit vzájemné kapacity mezi vodiči, nebo pro zvýšení izolační pevnosti. Kvalita smaltu u vodičů je důležitá z hlediska dielektrických vlastností,

ovlivňujících výslednou kvalitu děliče při vyšších frekvencích. Některé typy smaltů způsobují zvětšení ztrát v dielektriku, větší změnu parametrů s teplotou či vlhkostí a liší se i ve frekvenčních závislostech parametrů.

Při použití zmíněného kablíku k vinutí toroidního jádra je nutno dodržet postup snižující možnost, aby se do vinutí naindukovalo napětí z vnějšího (parazitního) magnetického pole. Potřebný počet závitů se rozdělí na sudý počet dílů. První díl se rozloží tak, aby po navinutí obešel celý obvod jádra v jednom směru. Další díl pokračuje tak, aby obešel obvod jádra v opačném směru stoupání. Do takto uspořádaného vinutí je možnost indukce z parazitního magnetického pole silně zmenšena.

Nejkvalitnější indukční děliče mají na prvním stupni uspořádání s t.zv. pomocným buzením. Je to úprava, při níž je první stupeň doplněn pomocným jádrem se samostatným vinutím, jehož použití umožňuje podstatně zvýšit vstupní impedanci hlavního dělicího vinutí. S tím je spojeno podstatné snížení odchylek dělivosti, vznikajících v prvním dělicím stupni. Zlepšení se však uplatňuje pouze do určité mezní frekvence (např. 2 kHz). Při vyšších frekvencích mohou být odchylky dělivosti větší než u jednoduchého dělicího stupně.

O kvalitě indukčního děliče rozhoduje také kvalita a stav použitých přepínačů. Kontakty přepínačů bývají obvykle ze slitiny mědi se stříbrem a u zvláště kvalitních děličů jsou pozlacené. Stříbrné kontakty trpí v průmyslovém prostředí korozi zplodinami síry a je proto nutno je pravidelně čistit. K tomu účelu jsou k dostání speciální spreje, jež nepoškozují izolanty a uvolňují zplodiny koroze. Pro čištění se osvědčilo použití bavlněného plátna (neuvolňujícího vlákna), jež je rozstříháno na vhodnou velikost a uchopeno do pinzety se zahnutým koncem. Kontakty jsou postříkány sprejem a rovněž plátno je jím nasyceno. Po pečlivém otření kontaktů přestává plátno jevit další stopy znečištění. Nakonec po oschnutí jsou kontakty postříkány konzervačním sprejem, obsahujícím malou složku minerálního oleje.

V instrukční knížce komerčního indukčního děliče bývají udány hlavní parametry děliče, ovlivňující jeho použití. Je to především frekvenční rozsah, maximální dovolené vstupní napětí a orientačně i mezní nejistota hodnoty dělivosti, příp. též vstupní a výstupní impedance.

Udávaný frekvenční rozsah může být např. 50 Hz - 10 kHz. Neznamená to, že mimo tento rozsah je dělič nepoužitelný, obvykle však zde dochází k enormnímu zhoršení přesnosti.

Maximální dovolené napětí závisí na frekvenci, při níž je dělič použit. U jader typu Ultraperm U10 je dosahováno maximální permeability při sycení něco přes 0,6 T. Při překročení tohoto sycení dochází k přesycení jádra, k prudkému poklesu permeability a velkému zkreslení proudu i napětí ve vinutí. Maximální dovolené napětí bývá udáváno formou vztahu „konstanta krát kmitočet“. To platí až do frekvence, při níž je dosaženo mezního napětí dovoleného z hlediska izolační pevnosti vinutí. Hodnotu dovoleného vstupního napětí je zvláště nutno sledovat na dolním okraji frekvenčního pásma, kde snadno může dojít k přesycení jádra.

Vstupní impedance indukčního děliče nebývá důležitá, zvláště když uvážíme její proměnnost se sycením a kmito-

čtem i okolnost, že dělič bývá napájen z tvrdého zdroje napětí. Pokud se však dělič použije v nějakém zvláštním zapojení, kdy se jeho vstupní parametry mohou uplatnit, je výhodnější je vyjádřit formou vstupní admitance. Reálná složka vstupní admitance je téměř výhradně dána ztrátami v jádru prvního stupně děliče. Ztráty v jádru jsou nejmenší při velmi malém sycení. Jalová složka vstupní admitance je na horním konci frekvenčního pásma určována především kapacitou vinutí prvního stupně. Na dolním konci pásma převládá vliv vstupní indukčnosti, jež se mění s permeabilitou jádra.

Poměrně důležitým parametrem je výstupní impedance děliče. Hodnota dělivosti indukčního děliče je zaručována za podmínky, že dělič není na výstupu zatížen. V praxi však téměř vždy k určité zátěži dochází a je nutno předem stanovit, zda tím nedojde k neúnosně velkému zhoršení přesnosti. Výstupní impedance má reálnou a jalovou složku. Reálná složka je ovlivňována odporem vinutí celého děliče. Tento odpor se projevuje na výstupu děliče různě podle nastavení jednotlivých přepínačů. Největších hodnot dosahuje při nastavení kolem 0,444...4 až 0,555...5. Zde se také zátěž nejvíce projeví. Jalová složka výstupní impedance je ovlivněna především rozptylovou indukčností jednotlivých částí vinutí a je rovněž závislá na nastavení přepínačů děliče. Proto i tyto parametry bývají udávány jen orientačně. Při použití děliče bývá výhodné provést pokusné zjištění vlivu zátěže postupem, který bude popsán v kapitole o chybách měření.

Použití indukčních děličů

Indukční dělič bývá využíván pro vytváření nebo kontrolu přesného poměru střídavého napětí.

Nejčastější (a nejjednodušší) je uspořádání pro kontrolu linearity střídavého voltmetru. Na vstup indukčního děliče je připojen zdroj střídavého napětí i pomocný voltmetr pro kontrolu výchozí hodnoty napětí U_1 . K výstupním svorkám děliče je připojen kontrolovaný voltmetr. (Někdy je výhodnější připojit nulovou svorku kontrolovaného voltmetru ke vstupní nulové svorce děliče.)

Při vyhodnocování výsledků měření je v první řadě nutno uvážit vliv zbytkového napětí U_0 na výstupní nulové svorce děliče. Použitý indukční dělič má definovaný dělicí poměr D při (obvykle početním) vyloučení vlivu tohoto zbytkového napětí. V praxi se to projeví především při kontrole milivoltmetrů s mnoha rozsahy, kdy U_0 nemusí být zanedbatelné.

Pokud je možno zanedbat korekce dělivosti indukčního děliče a vliv zátěže, pak v zapojení podle **obr. 3.1.2** by kontrolovaný voltmetr měl naměřit napětí U_2 .

$$U_2 = U_0 + D \cdot (U_1 - U_0) = D \cdot U_1 + U_0 \cdot (1 - D) \quad (3.1.1)$$

Odchylky vznikající při kontrole střídavého voltmetru

Vliv zátěže děliče

Každý dělič napětí má určitou výstupní impedanci, jež se mění s nastavením dělicího poměru. U běžných indukčních děličů bývá odporová složka výstupní impedance v řádu jednotek ohmů. Indukčnost vytvářející jalovou složku výstupní impedance bývá v řádu jednotek až desítek mikrohenry. Připojíme-li na výstup děliče kontrolovaný voltmetr, vytváří výstupní impedance děliče se vstupní impedancí voltmetru parazitní dělič napětí. To způsobí odchylku kalibračního napětí od hodnoty, vypočtené podle vztahu (3.1.1). Vstupní impedanci voltmetru můžeme zjistit z instrukční knížky voltmetru nebo ji změřit. Obvykle naměříme vstupní odpor a vstupní kapacitu. Tyto parametry můžeme imitovat paralelní kombinací rezistoru a kondenzátoru. Takto vzniklý prvek použijeme ke kontrole vlivu zátěže děliče.

Vydeme z nastavení děliče na hodnotu 0,5 a zaznamenejme údaj kontrolovaného voltmetru. Potom připojíme paralelně ke vstupním svorkám voltmetru zátěžovou imitaci a sledujeme, zda se změnil údaj voltmetru. Pokud k tomu nedošlo, není nutno vliv zátěže dále sledovat. Je-li zjištěná změna tak velká, že by ovlivnila přesnost kontroly voltmetru, je nutno v průběhu celého kontrolního měření provádět zátěžový test a změny zaznamenávat. Přitom je nutno vzít v úvahu vliv spoje mezi výstupem děliče a vstupem voltmetru. Odpor a indukčnost spoje zvyšuje výstupní impedanci děliče a to je podchyceno připojením zátěžové imitace až na vstup voltmetru. Potíže může způsobit kapacita spoje vůči zemi. Je-li připojení voltmetru provedeno koaxiálním kabelem, můžeme zjistit jeho kapacitu a tu případně zahrnout do zátěžové imitace. Problém však vzniká při použití kabelu o délce větší než asi 20 cm. Indukčnost běžných koaxiálních kabelů bývá mezi 70 až 100 μH na metr a kapacita mezi 70 až 100 pF na metr. Takový kabel může zvláště při vyšších frekvencích způsobit větší odchylky měření než vstupní impedanci voltmetru. Pokud bychom chtěli být důslední, museli bychom při imitaci zátěže rozdělit kapacitu kabelu na dvě poloviny, jednu připojovat k děliči a druhou k voltmetru. (Tím by byla podchycena okolnost, že kapacita kabelu je rozložena po jeho délce.) Je proto vhodnější omezit spoj na nejmenší míru.

Při vyhodnocování zátěžového testu zjistíme, že připojením imitačního rezistoru k voltmetru dojde k poklesu napětí na voltmetru. Tento pokles není závislý na frekvenci. Připojením imitačního kondenzátoru dojde ke zvýšení napětí na voltmetru, zvětšujícím se s dvojnásobkem frekvence (rezonanční efekt). Proto výsledek zátěžového testu bude podstatnější při vyšších frekvencích.

Jestliže po připojení zátěžové imitace došlo ke zjištěné změně údaje voltmetru, můžeme usoudit, že při odpojení skutečné zátěže (způsobené vstupní impedancí kontrolovaného voltmetru) by se údaj voltmetru změnil ve stejné míře v opačném směru. Toho je možno využít ke korekci údaje kontrolovaného voltmetru.

Korekce dělicího poměru indukčního děliče

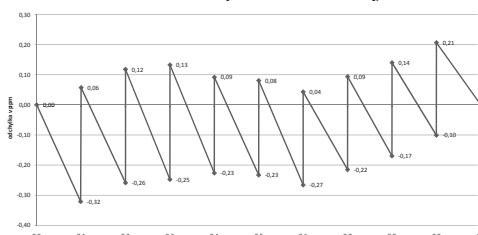
Jsou-li požadavky na přesnost kalibračního měření s použitím indukčního děliče tak vysoké, že se mohou uplatnit odchylky dělicího poměru děliče, je nutno hodnotu výstupního napětí děliče určenou pomocí vztahu (3.1.1) korigovat též s použitím odchylek, zjištěných při jeho kalibraci. Jak vyplynulo z kapitoly 2, jsou při kalibraci indukčního děliče zjištěny odchylky skutečného dělicího poměru od jeho jmenovité hodnoty. Postačí tedy při vyhodnocování kontroly voltmetru s použitím vztahu (3.1.1) dosazovat do rovnice hodnotu **D** doplněnou o odchylku děliče (s příslušnou polaritou). Protože běžný voltmetr měří absolutní hodnotu napětí a proto nereaguje na malé kvadratické odchylky děliče, postačí ke korekci hodnoty **D** použít pouze udanou soufázovou odchylku.

Při kalibraci indukčního děliče jsou vyhodnocovány odchylky dělivosti soufázové a kvadratické. Kvadratické odchylky bývají asi o řád větší než soufázové.

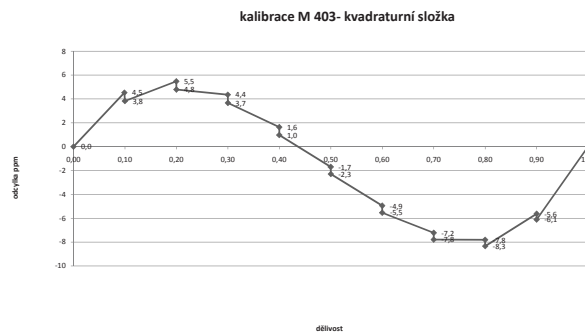
Při dolním konci frekvenčního rozsahu je charakter odchylek při změně dělicího poměru od nuly do jedné dosti nahodilý. Je to dáno především rozdíly mezi odporem vodičů v kablíku použitým pro vinutí děliče. Od určité frekvence (obvykle řádu set Hz) se již projevuje systematický rys odchylek, t.zv. S-křivka.

Hodnota soufázové odchylky při změně dělicího poměru od nuly do jedné přechází nejprve do záporných hodnot, asi od hodnoty $D=0,3$ začne stoupat a kolem $D=0,5$ přechází do kladných hodnot. Vytváří tak průběh podobný sinusovce (obr. 3.1.3). Kvadratické odchylky vytvářejí podobný průběh, ale s opačnou polaritou. Odchylky jsou způsobeny vzájemnými kapacitami mezi jednotlivými vodiči dělicího stupně.

U vícedekádového děliče existuje jev, o němž se zatím literatura nezmiňuje. Vícedekádový dělič má obvykle u posledního dělicího stupně také polohu **X**, jež má jmenovitou hodnotu 10. Kontrolujeme-li první stupeň děliče, můžeme např. jmenovitou dělivost 0,1 nastavit buď pomocí kombinace 0,100...0 nebo 0,0999...9X. Jmenovitá dělivost je stejná, ale naměřené odchylky se liší. Provedeme-li takto kontrolu celého prvního stupně, získáme dvě korekční křivky od sebe posunuté. (Rozdíl vzniká tím, že u první kombinace je druhá dekáda děliče připojena k vyšší sekci prvního stupně, zatím co při druhé kombinaci je připojena k nižší sekci. Projeví se vliv zátěže sekce první dekády druhou dekádu.) Toho je možno využít k odhadu korekce při obecném nastavení kontrolovaného děliče. Na obr. 3.1.3 je průběh soufázové odchylky děliče Meatest M 403 při kmitočtu 1 kHz. Průběh korekce např. při nastavení mezi 0,100...0 a 0,199...9X můžeme aproximovat spojnicí mezi příslušnými body grafu. Mezi polohou 0,199...9X a 0,200...0 je nespojitost. (Pokud bychom šli dále, zjistili bychom, že i na uvedené spojnicí je v malé míře namodulován podobný nespojitý průběh. To však je zcela zanedbatelné v porovnání s nejistotami měření.)



Obr. 3.1.3: Korekční graf soufázových odchylek děliče M 403 při 1 kHz



Obr. 3.1.4: Kvadratické odchylky děliče M 40304 při 1 kHz.

Protože S křivka prochází nulou většinou blízko hodnoty dělivosti 0,5, nabízí se myšlenka udělat dělič jen s jednou odbočkou v polovině vinutí. Takové děliče byly několikrát navrženy a vyrobeny (t.zv. binární děliče). Jejich velkou výhodou je vysoká přesnost a širší frekvenční rozsah, nevýhodou je obtížnější a složitější realizace děliče pro širší rozsah nastavitelnosti dělicího poměru. Hlavní výhodou je, že komutací vývodů binárního děliče je možno velkou část chyby děliče početně vyloučit.

Použití indukčních děličů k měření a generování malých AC napětí ukazuje dokument:

EURAMET/cg-09/v.01.Measurement and Generation of Small AC Voltages with Inductive Voltage Dividers (dříve EA-10/09), evidovaný a doplněný o výpočet nejistot v červenci 2007.

Dokument je dostupný na adrese:

http://www.euromet.org/euramet/Calguides/EURAMET-cg-09.01_Measurement_and_Generation.pdf

Etalony dělivosti pro kontrolu indukčních děličů

Při kalibraci indukčního děliče v metrologické instituci se provádí porovnání kontrolovaného indukčního děliče s etalonovým děličem. Obvykle to bývá osmidekádový dělič, jehož první dva či tři stupně jsou vybaveny pomocným buzením. Při nejvyšších požadavcích na přesnost porovnání je nutno uvažovat i korekce tohoto etalonového děliče. Ty je možno získat např. dalším porovnáním s jednodekádovými etalony vyššího řádu.

K nejkvalitnějším etalonům dělivosti pro nízké frekvence patří dva etalony vyvinuté v sedmdesátých letech dvacátého století Ing.M.Balabánem v ČSMÚ Bratislava. Oba tyto etalony mají dva pomocné buzení, které výrazně snižují proud do hlavního dělicího vinutí a tím potlačují chyby vznikající rozdílem odporu jednotlivých pramenů hlavního vinutí.

Etalon pro základní frekvenční rozsah 16 Hz - 80 Hz má vodiče hlavního vinutí s teflonovou izolací. Etalon pro základní rozsah 400 - 1600 Hz má hlavní dělicí vinutí provedeno s použitím velmi tenkého koaxiálního kabelu s teflonovou izolací. Stínící plášť tohoto kabelu je vhodně rozdělen a napájen z pomocného ekvipotenciálního děliče. Tím je dosaženo potlačení parazitních kapacit mezi prameny hlavního vinutí, takže zde nevzniká korekční S-křivka.

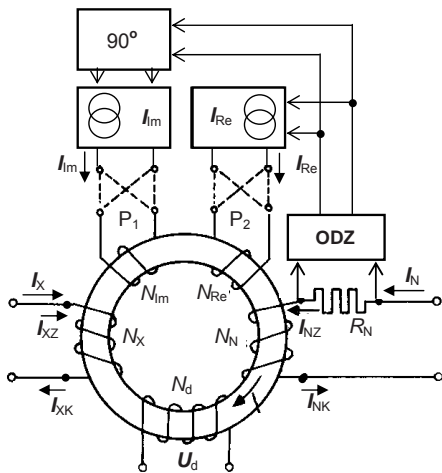
Oba popsané etalony prošly mezinárodním porovnáním v ASMW Berlin a byly naměřeny soufázové odchylky v dekadním řádu.

3.2 Impedanční mosty s proudovými komparátory

Pro měření kapacit a indukčností v nízkofrekvenční oblasti se v poslední době místo můstků Wheastonova typu používají mosty s toroidními proudovými komparátory. Jejich výhodou je, že poměr mezi měřenou a etalonovou impedancí je převeden na poměr proudů, vyhodnocovaný pomocí toroidního proudového komparátoru. Ten porovnává magnetické účinky obou proudů, které závisí na jejich velikosti a počtu závitů, jimiž proudy procházejí. Můstek se vyvažuje jednak změnou počtu závitů poměrových vinutí, jednak regulací proudů v pomocných vyvažovacích vinutích komparátoru. Protože počty závitů a jejich magnetické účinky vyvolané procházejícím proudem jsou dlouhodobě neměnné, jsou také stabilní a dlouhodobě neměnné parametry můstku, což je jeho hlavní předností. Můstek je vyvážen při nulové hodnotě magnetického napětí vyvolaného proudy v jednotlivých vinutích toroidního komparátoru. Tomu odpovídá nulová hodnota napětí na detekčním vinutí. Počtem závitů detekčního vinutí, plochou průřezu toroidu a jeho permeabilitou lze jednoduše zajistit odpovídající citlivost můstku resp. komparátoru. Je ovšem třeba mít na zřeteli, že chyby komparátoru (viz dále) zvětší výslednou nejistotu měření můstkem. Vývoj magneticky měkkých materiálů s vysokou permeabilitou a speciální konstrukce umožnily snížení chyb toroidního komparátoru. V současné době se komparátor využívá jako etalon poměru střídavých proudů a je součástí můstků pro měření impedancí.

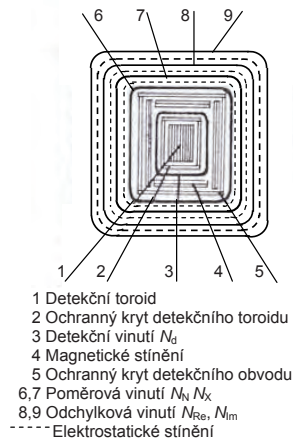
Toroidní komparátor střídavých proudů

Základem komparátoru je homogenní magnetický obvod (toroid) podle obr. 3.2.1, vinutý plechem z magneticky měkkého materiálu s izolací mezi jednotlivými závity. Na toroi-



Obr. 3.2.1: Toroidní proudový komparátor

du jsou rovnoměrně navinuta poměrová vinutí s počty závitů N_X a N_N , detekční vinutí s počtem závitů N_d a odchylová vinutí s počty závitů N_{Re} a N_{Im} . Na obr. 3.2.2 je příčný řez komparátorem s umístěním jednotlivých magnetických obvodů a stínění. Jsou-li proudy I_X a I_N konfázní a jejich poměr



Obr. 3.2.2: Řez komparátorem

velikostí odpovídá podmínce

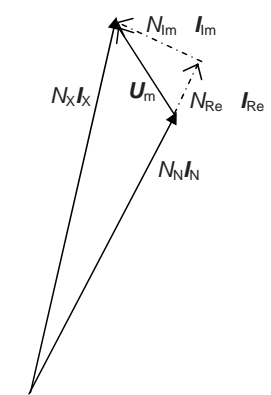
$$\frac{N_N}{N_X} = \frac{I_X}{I_N} \tag{3.2.1}$$

jsou při odpojených odchylových vinutích N_{Re} a N_{Im} magnetická napětí působící na toroid v rovnováze, t.j. $N_N I_N = N_X I_X$. Kdyby za tohoto předpokladu neměl komparátor vlastní chyby, bylo by napětí U_d indukované v detekčním vinutí nulové. Kdyby poměr I_X/I_N neodpovídal co do velikosti poměru počtu závitů podle (3.2.1), nebo oba proudy nebyly konfázní, jak je patrné z fázorového diagramu na obr. 3.2.3, indukoval by magnetický tok ϕ vyvolaný magnetickým napětím

$$\Delta U_m = N_X I_X - N_N I_N \tag{3.2.2}$$

napětí U_d v detekčním vinutí. Měřením napětí U_d je tedy možno kontrolovat splnění vztahu (3.2.1), jemuž odpovídá rovnováha magnetických napětí působících na magnetický obvod komparátoru.

Při použití komparátoru v můstcích pro měření impedancí je poměr proudů I_X/I_N daný a komparátor se podle obr. 3.2.3 po krocích vyvažuje změnou počtu závitů poměrových vinutí N_X a N_N . Spojité vyvážení v blízkosti rovnováhy magnetických napětí je podle obr. 3.2.1 realizováno regulací zdrojů proudu ΔI_{Re} a ΔI_{Im} , které napájejí odchylová vinutí N_{Re} a N_{Im} . Reálná složka vyvažovacího proudu ΔI_{Re} odvozená pomocí úbytku napětí na rezistoru R_N a oddělovacího zesilovače ODZ je konfázní s proudem I_N daným etalonovou impedancí.



Obr. 3.2.3: Fázorový diagram

Imaginární složka ΔI_{Im} je generována napětím posunutým o 90° . Při rovnováze magnetických napětí ($U_d \approx 0$) platí

$$N_X I_X \pm N_{Re} \Delta I_{Re} \pm N_{Im} \Delta I_{Im} - N_N I_N = 0 \tag{3.2.3}$$

Změna smyslu odchylových vinutí přepínači P_1 a P_2 umožňuje vyvážit ΔU_m pomocí vzájemně kolmých magnetických napětí $N_{Re}\Delta I_{Re}$ a $N_{Im}\Delta I_{Im}$ v celé komplexní rovině. Kladným znaménkům vyvažovacích složek ve vztahu (3.2.3) odpovídá stejný smysl vinutí N_{Re} a N_{Im} jako smysl vinutí N_N .

Citlivost komparátoru

Předpokládejme, že komparátor není vyvážen a magnetické napětí ΔU_m je vyvolané odchylkou ΔI_X proudu I_X

$$\Delta U_m = N_X I_X - N_N I_N = N_X \Delta I_X \quad (3.2.4)$$

Citlivost komparátoru lze obecně jako u nulových měřících metod definovat vztahem

$$C_k = \left| \frac{U_{d0}}{\Delta U_m} \right| = \left| \frac{U_{d0}}{N_X \Delta I_X} \right| \quad (\text{V/A}), \quad (3.2.5)$$

kde U_{d0} je napětí na nezatíženém detekčním vinutí (V), vyvolané odchylkou ΔI_X (A) od rovnovážného stavu.

Vyjádříme-li velikost intenzity magnetického pole H a jí odpovídající velikost magnetického toku Φ vyvolaného odchylkovým proudem ΔI_X , dostaneme

$$\Phi = \mu_0 \mu_p H S = \frac{\mu_0 \mu_p S N_X \Delta I_X}{l}, \quad (3.2.6)$$

kde $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ je magnetická konstanta, μ_p je počáteční zdánlivá permeabilita, S je průřez jádra detekčního toroidu (m^2), l délka střední siločáry detekčního toroidu (m).

Za předpokladu sinusových průběhů s kmitočtem f (Hz) a počtu závitů detekčního vinutí N_d dostaneme indukované napětí

$$U_{d0} = N_d \frac{d\Phi}{dt} = \frac{2\pi f \mu_0 \mu_p S N_d N_X \Delta I_X}{l} \quad (3.2.7)$$

Dosazením do (3.2.5) dostaneme výsledný vztah pro citlivost komparátoru

$$C_k = \frac{2\pi f \mu_0 \mu_p S N_d}{l} \quad (\text{VA}^{-1}, \text{Hz}, \text{Hm}^{-1}, \text{m}^2, \text{m}). \quad (3.2.8)$$

Vlastní chyby komparátoru

Ze vztahu (3.2.8) je zřejmé, že citlivost komparátoru lze zvyšovat použitím materiálu s velkou počáteční permeabilitou μ_p a zvětšováním počtu závitů detekčního vinutí. Omezením jsou jednak rozměry toroidu, především však vlastní chyba komparátoru, kterou lze stručně definovat takto:

Předpokládejme, že na detekční toroid působí dvě konfázní magnetická napětí stejné velikosti, takže je splněna podmínka (3.2.1). Prakticky to lze realizovat sériovým spojením poměrových vinutí se stejným počtem závitů ($N_X = N_N$), jimiž prochází společný proud I . Smysl obou vinutí musí být volen tak, aby se jejich magnetická napětí odečítala. V ideálním případě by tomuto spojení odpovídalo nulové napětí U_d

na detekčním vinutí. Při praktické realizaci toho však nelze dosáhnout a napětí U_{dk} indukované v detekčním vinutí komparátoru při rovnováze magnetických napětí poměrových vinutí je úměrné vlastní chybě komparátoru. Její velikost je dána fiktivním magnetickým napětím $N_X \Delta I_{Xk}$, které by u ideálního komparátoru vyvolalo na detekčním vinutí stejné napětí U_{dk} a lze ji v souladu s **obr. 3.2.2** vyjádřit vztahem

$$N_X \Delta I_{Xk} = N_{Re} \Delta I_{Rek} + N_{Im} \Delta I_{Imk}, \quad (3.2.9)$$

kde $N_{Re} \Delta I_{Rek}$ a $N_{Im} \Delta I_{Imk}$ jsou pravouhlé složky fázoru fiktivního magnetického napětí $N_X \Delta I_{Xk}$, odpovídajícího U_{dk} .

Příčinou vlastní chyby komparátoru je nedokonalost provedení jednotlivých vinutí a nehomogenita magnetických vlastností detekčního toroidu (což dává dohromady „magnetickou chybu“ (M), komparátoru) a parazitní kapacity vinutí a svodové odpory (dávající „kapacitní chybu“ (C) komparátoru). Pro vlastní chybu komparátoru lze na základě vztahu (3.2.9) psát

$$N_X \Delta I_{Xk} = N_{Re} [\Delta I_{Rek} (M) + \Delta I_{Rek} (C)] + N_{Im} [\Delta I_{Imk} (M) + \Delta I_{Imk} (C)], \quad (3.2.10)$$

$$\text{kde } N_{Re} [\Delta I_{Rek} (M) + \Delta I_{Rek} (C)] = N_{Re} \Delta I_{Rek} \quad (3.2.11)$$

je výsledná reálná složka vlastní chyby komparátoru

$$\text{a } N_{Im} [\Delta I_{Imk} (M) + \Delta I_{Imk} (C)] = N_{Im} \Delta I_{Imk} \quad (3.2.12)$$

je výsledná imaginární složka vlastní chyby komparátoru. Složky způsobené magnetickou chybou jsou označeny (M) a kapacitní chybou (C).

V obecném případě nelze magnetickou a kapacitní chybu odděleně určit. Ukazuje se, že v oblasti nízkých kmitočtů převládá magnetická chyba, zatímco kapacitní chyba roste s kmitočtem komparovaných proudů.

Aby se neuplatnila magnetická chyba, musela by být při rovnováze magnetických napětí podle (3.2.1) ve všech bodech detekčního toroidu splněna alespoň jedna ze dvou podmínek

- a) intenzita magnetického pole $H = 0$;
- b) součin $h_{Nd} \mu_p S = \text{konst.}$, (3.2.13)

kde $h_{Nd} = dN_d/dl$ je hustota detekčního vinutí.

Splnění podmínky (3.2.13) by předpokládalo, že magnetické pole každého z poměrových vinutí je v objemu detekčního toroidu homogenní. Potom by byla při rovnováze magnetických napětí nulová intenzita magnetického pole H v celém objemu detekčního toroidu. Tak rovnoměrné rozložení poměrových vinutí, které by ideálně splňovalo podmínku (3.2.13 a), není prakticky proveditelné, zvláště u vinutí s malým počtem závitů pro větší proudy.

Ideální splnění podmínky (3.2.13 b) také není možné. Nevyhnutelnou nehomogenitu tvoří začátek a konec pásku, z něhož je detekční toroid navinut; u toroidů skládaných z mezikružjí by vadila anizotropie materiálu. Závadou jsou i místní nehomogenity materiálu a nedokonalá izolace mezi

jednotlivými závity pásku, které znamenají místní změnu permeability μ_p . Je tedy zřejmé, že při realizaci není možné splnit jen podmínku (3.2.13 a), nebo jen podmínku (3.2.13 b) tak dokonale, aby to stačilo k dosažení extrémní přesnosti. Musí se tedy usilovat o splnění obou podmínek zároveň. Toho lze dosáhnout výběrem detekčního toroidu s co nejmenšími nehomogenitami a kompenzovat je změnou hustoty detekčního vinutí; rovnoměrně rozložit poměrová vinutí souměrně vzhledem k detekčnímu toroidu. Velmi účinným prostředkem je ochrana detekčního toroidu proti rušivým magnetickým polím pomocí magnetického stínění, které jej obklopuje, jak je patrné ze svislého řezu komparátorem na **obr. 3.2.2**. Tím se podstatně zlepší homogenita pole uvnitř detekčního toroidu vyvolaná nedokonalým provedením poměrových vinutí, což vede ke snížení magnetické chyby komparátoru až o dva řády.

Aby se vyloučila kapacitní chyba komparátoru, musí vstupní proudy poměrových vinutí I_{XZ} a I_{NZ} (viz **obr.3.2.1**) procházet všemi závity a musí platit

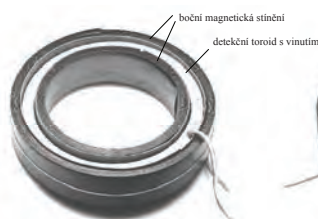
$$I_{XZ} = I_{XK}; I_{NZ} = I_{NK}, \quad (3.2.14)$$

kde I_{XK} a I_{NK} jsou výstupní proudy poměrových vinutí.

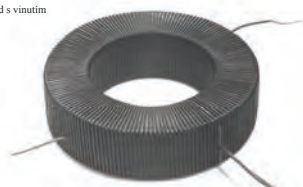
To by bylo možné jen v ideálním případě, kdyby neexistovaly parazitní kapacity a vodivosti poměrových vinutí, resp. kdyby všechny body poměrových vinutí měly stejný potenciál. Tento požadavek nelze při praktické realizaci splnit, a proto je vždy nutné vzít v úvahu kapacitní chybu komparátoru. Její minimalizace lze dosáhnout vložením elektrostatického stínění mezi poměrová vinutí a spojit ho s bodem nulového potenciálu, a tak odstranit parazitní kapacity mezi poměrovými vinutími, volit co nejmenší počty závitů poměrových vinutí a citlivost zajistit podle (3.2.8) počtem závitů detekčního vinutí N_d . Bod nulového potenciálu zvolit tak, aby potenciály poměrových vinutí proti stínění byly co nejmenší.

Realizace toroidního proudového komparátoru

V laboratořích primární metrologie ČMI byl ve spolupráci s katedrou měření FEL ČVUT v Praze realizován toroidní proudový komparátor, který slouží jako etalon poměru střídavých proudů průmyslové frekvence 50 Hz. Detekční toroid je vinutý plechem o tloušťce 0,2 mm z materiálu PY 76Cu s počáteční zdánlivou permeabilitou $\mu_p = 40\,000$. Jeho rozměry jsou $\phi = 252/230$ mm a výška 18 mm. Detekční toroid je umístěn v ochranném textitovém krytu a fixován mikrovoskem. Na krytu je navinuto 800 závitů ve dvou pro-



Obr. 3.2.4: Detekční obvod komparátoru



Obr. 3.2.5: Poměrové vinutí komparátoru

tisměrně vinutých vrstvách, vinutých se stejným smyslem vinutí. Tím je optimálně vyloučen vliv magnetického toku, působícího ve směru axiální osy komparátoru. Konstrukce detekčního obvodu, uloženého v magnetickém stínění, je na **obr. 3.2.4**, kde chybí horní část magnetického stínění. Celý tento blok je uložen v druhém ochranném krytu, na němž je navinuto poměrové vinutí, jak je patrné z **obr. 3.2.5**. Také v tomto případě tvořilo vinutí dvě vrstvy podobně jako u detekčního vinutí. Měření citlivosti detekčního obvodu vycházelo ze vztahu (3.2.5). Detekčním obvodem byl protažen jeden závit pomocného vinutí, napájený z proudového zdroje proudem ΔI_x , takže odchylkové magnetické napětí $\Delta U_m = \Delta I_x$. Odchylkové magnetické napětí se zvyšovalo do hodnoty $\Delta U_m = 50$ mA, kde je závislost přibližně lineární a odpovídá jí citlivost detekčního obvodu komparátoru $C_k = 1,37$ mV/mA.

To znamená např., že při jmenovitém magnetickém napětí $U_{mj} = 500$ A ($N_x = 500$ závitů, $I_x = 1$ A)

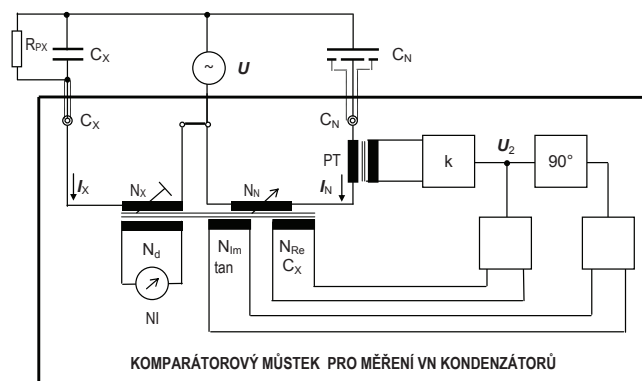
$I_x = I_N$ (A)	ΔI_{Rek} (μA)	ΔI_{Imk} (μA)
0,5	0,123	0,81
1	0,248	1,62
2	0,526	3,27
3	0,816	4,97
4	1,104	6,63
5	1,41	8,36

Tab. 3.2.1 Vlastní chyby komparátoru

odpovídá výstupnímu napětí na detekčním vinutí $U_d = 1$ mV odchylka proudu od jmenovité hodnoty 1 A o $\Delta I_x = 1,45$ μA . Vlastní chyba komparátoru byla měřena při jmenovitých magnetických napětích poměrových vinutí $U_m = 1\,000$ A (tomu odpovídá $I_x = I_N = 5$ A a $N_x = N_N = 200$ závitů) Výsledky jsou uvedeny v **tab. 3.2.1**.

Můstek s proudovým komparátorem pro měření VN kondenzátorů

Blokové uspořádání můstku je na **obr. 3.2.6**. Můstek je vyvážen při rovnováze magnetických napětí vyvolaných



Obr. 3.2.6: Kalibrace VN kondenzátorů pomocí komparátorového můstku

proudy poměrovými vinutími komparátoru N_X a N_N a odchylkovými vinutími N_{Re} a N_{Im} . Výsledné nulové magnetické napětí je indikováno nulovým napětím na detekčním vinutí N_D pomocí nulového indikátoru NI. Při rovnováze magnetických napětí platí

$$\frac{U}{R_{pX}} N_X + U j \omega C_X N_X = U \omega C_N k \beta N_{N1} + U j \omega C_N (N_N + k \alpha N_{N2}), \quad (3.2.15)$$

kde k je přenos mezi proudem, I_N a napětím U_2 (A/V), realizovaný pomocí proudového transformátoru PT, α a β převody mezi napětím U_2 a proudy tekoucími vinutím N_{Re} a N_{N1m} (V/A). Fázový posuv 90° v obvodu vinutí N_{Im} slouží k vyvážení imaginární složky proudu I_X vzhledem k proudu I_N . Z rovnosti imaginárních a reálných složek rovnice (3.2.15) dostaneme

$$C_X = \frac{C_N}{N_X} (N_N + k \alpha N_{N2}),$$

$$R_{pX} = \frac{N_X}{\omega C_N k \beta N_{N1}},$$

$$\text{tg } \delta_X = \frac{1}{\omega C_X R_{pX}} = \frac{k \beta N_{N1}}{N_N + k \alpha N_{N2}}. \quad (3.2.16)$$

Můstek se hrubě vyvažuje změnou počtu závitů N_X a N_N , jemné vyvážení se realizuje změnou převodních konstant α a β .

Na uvedeném principu pracuje např. můstek Tettex 2809 s ručním vyvažováním, nebo automaticky vyvažovaný můstek Tettex 2876, u něhož se měřené hodnoty zobrazují pomocí PC.

Literatura

- [3.2.1] J. M. Moore, P. N. Miljanic: The Current Comparator, London, Peter Peregrinus Ltd. 1998.
- [3.2.2] Draxler K.: Detekční magnetické obvody toroidních komparátorů střídavého proudu. Elektrotechnický obzor č.12, r. 1983, str. 673 – 676.

3.3 Stejnoseměrné proudové komparátory

Na najpresnejšie meranie elektrického odporu pri jednosmernom elektrickom prúde sa používajú jednosmerné prúdové komparátory. Tie majú obvykle kvázi mostíkové zapojenie. Ich chyby merania odporu sú minimálne o jeden desiatkový rád menšie ako pri tradičných odporových mostíkoch. Takéto komparátory sa objavili na svetových trhoch už pred štyridsiatimi rokmi. Typickým predstaviteľom komparátorov tohto typu bol jednosmerný prúdový most komparátor typu 9920, s ktorého výrobou začala Kanadská firma Guildline. Jeho relatívne chyby merania odporu v rozsahu od 0,1 mΩ do 1 kΩ neprekračovali $(1 \text{ až } 2) \cdot 10^{-7}$. Podobné vysoké metrologické

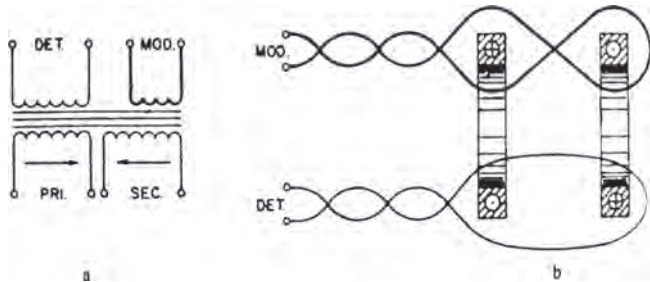
parametre mal následne firmou Guildline skonštruovaný mostík komparátor typu 9975, ktorého merací rozsah bol širší od 1 mΩ do 1 GΩ. Ten bol pôvodne vyvinutý pre potreby etalonáže teploty – pre meranie platinových odporových teplomerov s najnižšími medznými chybami v oblasti od 1 Ω do 10 kΩ. Neskôr bol modifikovaný na meranie odporov v širšom meracom rozsahu, a to od 1 mΩ až do oblasti vysokohmových meraní do 1 GΩ. V rozsahu do 1 MΩ má mostík rozšírené relatívne neistoty nameraných hodnôt odporu z priameho porovnania s etalónovým odporom na úrovni okolo $2 \cdot 10^{-7}$. Podobnej konštrukcie sú aj komparátory od firmy Measurement International, napr. typ MI 6000 B, ktoré sú plne automatizované, vybavené prepínačmi meracích miest.

V mostíkových komparátoroch je použitý nový merací princíp, založený na veľmi presnom porovnávaní dvoch jednosmerných prúdov, ktorého realizácia sa nazýva jednosmerný prúdový komparátor. Tento princíp bol prvýkrát využitý pracovníkmi National Research Council v Ottawe pod vedením N. L. Kustersa na skonštruovanie celého radu presných meracích prístrojov pre meranie elektrických veličín, ktoré boli následne komerčne vyrábané firmou Guildline.

Základom prúdového komparátora je osobitný magnetický obvod. V dutom vonkajšom toroide sú pre jednosmerné aplikácie umiestnené dva toroidy z vysokokvalitného permalloya. Na vonkajšom toroide sú vinutia – primárne a sekundárne, ktorými pretekajú porovnávané prúdy (**obr. 3.3.1a**). Každé vnútorné jadro má po dve vinutia, a to modulačné a detekčné zapojené podľa **obr. 3.3.1 b**. Ak pomerovými vinutiami komparátora tečú jednosmerné prúdy také, že od ich ampérvzávitov ($N \cdot I$) sa vytvorí v jadre nenulový magnetický tok, je tento časovo nemenný, a vzhľadom k tomu sa v detekčnom vinutí neindukuje žiadne napätie. Ak zabezpečíme, aby sa permeabilita materiálu detekčného jadra periodicky menila, v uvedenom prípade nenulového magnetického toku v jadre, objaví sa v detekčnom vinutí premenlivé napätie, ktoré bude nulové len vtedy, ak výsledný magnetický tok v jadre od primárneho a sekundárneho vinutia bude nulový. Periodických zmien permeability detekčného jadra sa dosahuje magnetovaním tohto jadra striedavým magnetizačným prúdom, ktorým je napájané modulačné vinutie. Magnetické toky vyvolané magnetizačným prúdom v častiach detekčného jadra (podľa **obr. 3.3.1b**) majú opačný zmysel. Dvakrát za jednu periódu, keď dochádza k nasýteniu, má permeabilita zloženého jadra nízku hodnotu a keď jadro nasýtené nie je, je permeabilita vysoká. Keby bolo možné dosiahnuť, aby v závislosti od času mala permeabilita sínusový priebeh, pri nerovnováhe magnetických napätí vyvolaných pomerovými vinutiami komparátora, by sa v detekčnom vinutí indukovalo napätie, ktorého frekvencia, by bola v porovnaní s frekvenciou magnetizačného prúdu dvojnásobná. V skutočnosti zmena permeability v závislosti od času nie je sínusová ale má ostré vrcholy. V detekčnom vinutí indukované kladné a záporné napäťové špičky prichádzajú na vstup špičkového detektora. Čím viac je komparátor v nerovnováhe, tým väčší je rozdiel amplitúd kladných a záporných špičiek na vstupe špičkového detektora. Jednosmerný výstup prúdového komparátora má výchylku priamo úmernú tomuto rozdielu.

METROLOGIE VLASTNOSTÍ ELEKTRICKÝCH PRVKŮ

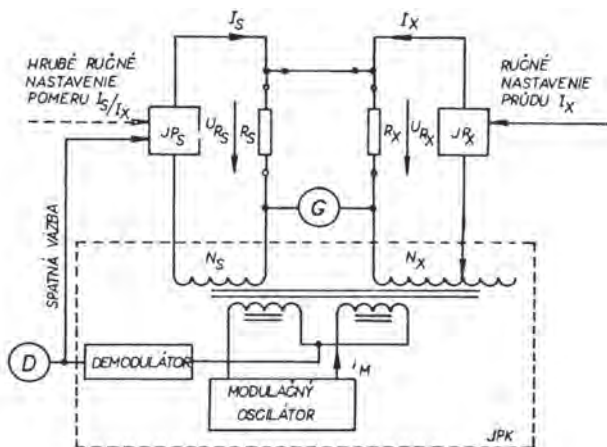
Teda nerovnováha magnetického toku v jadre vyvolaná nerovnováhou ampérvávitov ($N \cdot I$) primárneho a sekundárneho vinutia je pomocou prúdového komparátora indikovaná na výstupe, a to tak vo veľkosti ako aj v polarite.



Obr. 3.3.1: Prúdový komparátor a jeho modulačné a detekčné vinutia

Konvenčné metódy merania hodnotovo malých odporov v štvorsvorkovom prevedení sú založené na porovnávaní úbytkov napätí na nich, za predpokladu, že obidvoma rezistormi tečú rovnaké prúdy. Pomer hodnôt odporov je potom odvodený z pomeru napätí. Tento postup je používaný tak pri porovnávaní odporov na kompenzátore, ako aj na dvojito odporovom mostíku. Na rozdiel oproti týmto metódam, v mostíkovom prúdovom komparátore vzniká na porovnávaných odporoch rovnaký úbytok napätia a pomer hodnôt odporov sa určuje z pomeru hodnôt odporní pretekajúcich prúdov.

Mostíkovým komparátorom teda porovnáваме priamo dva etalóny odporu R_s a R_x , ako je to znázornené na obr. 3.3.2.



Obr. 3.3.2: Zjednodušená schéma zapojenia prúdového komparátora.

Podľa tohto zapojenia, ktoré vychádza zo zapojenia prúdového komparátora Guildline typ 9920, sú porovnávané etalóny odporu R_s a R_x zapojené v dvoch samostatných obvodoch so samostatnými zdrojmi prúdu J_{P_s} a J_{P_x} . Pomer hodnôt odporov sa určuje z pomeru nimi tečúcich prúdov I_s a I_x , a to po vyrovnaní úbytkov napätia na týchto odporoch. Na kontrolu rovnosti úbytkov napätia na odporoch slúži galvanometer G. Pomer prúdov tečúcich porovnávanými odporní sa meria pomocou jednosmerného prúdového komparátora (JPK). Na jeho vonkajšom toroide sú vinutia N_s a N_x , ktorými pretekajú porovnávané prúdy I_s a I_x . Do modulačného vinutia tečie z modulačného oscilátora striedavý prúd i_M . Na detekčnom vinutí sa objaví indukované napätie dvojnásobnej

frekvencie ako má i_M len vtedy, keď nie je dodržaná rovnosť ampérvávitov ($N \cdot I$) od jednosmerných prúdov I_s a I_x . Pri ich rovnosti, čiže keď $N_s \cdot I_s = N_x \cdot I_x$, je toto indukované napätie nulové. Napätie, ktoré sa objaví na detekčnom vinutí (indikované detektorom D), sa využíva v obvode spätnej väzby na automatické doregulovanie prúdu I_s , a tým na získanie rovnováhy ampérvávitov ($N \cdot I$) od prúdov I_s a I_x .

Pri nulovej výchylke galvanometra platí:

$$U_{R_s} = U_{R_x} \Rightarrow I_s \cdot R_s = I_x \cdot R_x \Rightarrow \frac{R_s}{R_x} = \frac{I_x}{I_s} \quad (3.3.1)$$

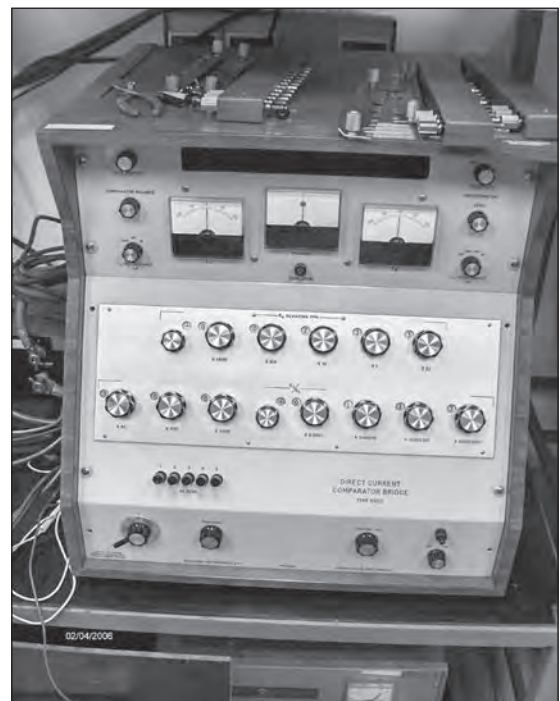
Ak aj detektor D indikuje nulovú výchylku, platí:

$$I_s \cdot N_s = I_x \cdot N_x \Rightarrow \frac{I_s}{I_x} = \frac{N_x}{N_s} \quad (3.3.2)$$

Z rovníc (3.3.1) a (3.3.2) vyplýva:

$$\frac{R_x}{R_s} = \frac{I_s}{I_x} = \frac{N_x}{N_s} \quad (3.3.3)$$

Podľa tohto vzťahu je hodnota pomeru porovnávaných odporov daná pomerom prúdov tečúcich porovnávanými odporní. Ten v konečnom stave v prípade vyváženého komparátora je vlastne daný pomerom závitov N_x a N_s . Jeden z prvých prúdových komparátorov, ktorý sa objavil na svetových trhoch – jednosmerný prúdový komparátor Guildline typ 9920 je na obr. 3.3.3.



Obr. 3.3.3: Pohľad na jednosmerný prúdový komparátor Guildline typ 9920

Pri meraniach na takomto prúdovom komparátore, aby vyrovnanie komparátora nebolo zložité, sa po predchádzajúcom hrubom ručnom nastavení prúdov I_x a pomeru prúdov I_s/I_x ďalšie vyrovnanie robí automaticky. Pretože pri meraní

je treba súčasne vyrovnávať úbytky napätia na porovnávaných odporoch a aj magnetomotorické napätia v magnetickom jadre sa vyrovnávanie magnetického toku v jadre robí automaticky riadením veľkosti prúdu I_s pomocou spätnej väzby od demodulátora.

Prúdový komparátor je konštruovaný tak, že vinutie na strane referenčného etalóna má 1000 závitov a od nich môže byť zväčšené, alebo zmenšené o 11,1110 závitov. Tie sú označené ako n_s . Zlomkové závity komparátora sa vytvárajú pomocou odporového deliča, ktorý zabezpečuje napájanie spoločného vinutia dieľčimi prúdmi. Pomocou takto vytvorených závitov (11,1110) sa pri meraní zavedie do komparátora známa odchýlka referenčného etalóna od jeho menovitej hodnoty s relatívnou chybou neprekračujúcou $1 \cdot 10^{-7}$. Ak sa konvenčne skutočná hodnota referenčného etalóna R_s odlišuje od jeho menovitej hodnoty R o pomernú odchýlku Δ_s , pre hodnotu R_s platí:

$$R_s = R \cdot (1 + \Delta_s). \quad (3.3.4)$$

Keďže na strane etalónového odporu je možné korigovať 1000 závitov o hodnotu n_s , celkový počet závitov v tomto obvode bude:

$$N_s = 1000 \cdot (1 + n_s). \quad (3.3.5)$$

Tým, vyjdúc zo vzťahu (3.3.3) výsledná rovnica mostíka dostane nasledujúcu podobu:

$$R_x = \frac{N_x}{1000} \cdot \frac{R \cdot (1 + \Delta_s)}{1 + n_s}. \quad (3.3.6)$$

Ak pri porovnávaní dvoch rezistorov na mostíku sa nastaví $\Delta_s = n_s$, po vyrovnaní komparátora, platí vzťah:

$$R_x = R \cdot \frac{N_x}{1000} \quad (3.3.7)$$

a v takomto prípade na komparátore je možné priamo čítať výslednú hodnotu odporu porovnávaného rezistora v ohmoch.

V obvode kalibrovaného odporu je sedemdekádové porovnávacie rameno mostíka, ktorým môže tiecť prúd 1 A. Pre potreby vyšších prúdov sa nahrádzajú prvé tri dekády tohto ramena pevnými neregulovateľnými vinutiami o 100, 10 alebo 1 závite. Potom je možné rezistory malých hodnôt pri pomeroch meraniach zaťažovať prúdom až do 100 A. V mostíku je zabudovaný štvorpólový prepínač, ktorý súčasne komutuje obidva porovnávané rezistory, a to tak vzhľadom k mostíku, ako aj k napájacím zdrojom. Pre veľké prúdy je súčasťou zariadenia externý komutačný prepínač do 100 A.

Maximálna citlivosť mostíka je obmedzená hladinou šumu, ktorá odpovedá asi 3 mikroampérzávitom. Pri prúde 100 mA a zapojených 1000 závitoch je veľkosť šumu asi $3 \cdot 10^{-8}$ z maximálnej hodnoty použitého rozsahu. Napätová citlivosť mostíka závisí od použitého galvanometra. Pri citlivom galvanometri s fotoelektrickým zosilňovačom sa ľahko dosiahne citlivosť 0,01 μ V. Pri úbytku napätia 1 V na porovnávaných rezistoroch sa pri takejto citlivosti

galvanometra dosiahne rozlíšenie $1 \cdot 10^{-8}$ z meranej hodnoty odporu.

Nové moderné prúdové komparátory sú založené na binárných deličoch, ktoré v spojení s kvalitnými prepínačmi meracích miest umožňujú zavedenie automatizácie pri porovnávaní rezistorov. Najvýraznejší prínos v rozvoji tejto oblasti patrí firmám Measurement International (www.mintl.com) a Guildline Instruments (www.guildline.ca). Firma Guildline v poslednom období nahradila známy model viacrozahového prúdového komparátora 6675A s meracím rozsahom do 1 G Ω , s dosahovanou neistotou merania lepšou ako 0,1 ppm, (ktorý bude dodávaný do roku 2010) zostavou nových prúdových komparátorov série 6622A. Nový základný model 6622A pokrýva len rozsah od 1 m Ω do 100 k Ω s najlepšou neistotou porovnania 0,1 ppm. Model 6622A-XR má rozšírený rozsah do 100 M Ω a najlepšiu neistotu 0,1 ppm. Modely 6622A-XP a 6622A-XPR pokrývajú rozsah od 1 m Ω do 100 k Ω resp. do 100 M Ω s najlepšou neistotou 0,05 ppm. Zostava prúdových komparátorov je doplnená o nový model 6622A-HV s rozšíreným rozsahom meracieho napätia do 1000 V a rozšíreným meracím rozsahom od 1 m Ω do 1 G Ω a najlepšou neistotou 0,04 ppm.

Firma Measurement international (MI) ponúka ešte rozsiahlejšiu zostavu prúdových komparátorov. Ako základ je to automatický vysokohmový mostík model 6000B, ktorý pokrýva merací rozsah od 1 k Ω do 1 G Ω s neistotou lepšou ako 0,1 ppm (v celom meracom rozsahu do 10 M Ω) a 0,5 ppm (na rozsahu 100 M Ω) a 5 ppm (na rozsahu 1 G Ω). Mostík je použiteľný aj pri meraní odporových hodnôt nad 1 G Ω , ktorá však vyžaduje použitie špeciálnej konfigurácie odporov. Pomocou nej je možné merať odpory hodnôt 10 G Ω , 100 G Ω a 1 T Ω s neistotami 20 ppm, 200 ppm a 500 ppm. Ďalší je model 6010C – mostík vhodný pre meranie odporu a merania v oblasti teploty. Pokrýva rozsah od 0,001 Ω do 10 k Ω s neistotami od 5 ppm (pre 0,001 Ω a 0,01 Ω) do 0,05 ppm (v rozsahu od 1 Ω do 10 k Ω). Pre väčšie prúdy sú určené modely 6010B – 100 Amp, 6010B – 400 Amp a 6010 – 1000 Amp, ktoré sú vhodné pre pomerové merania odporov od 1 $\mu\Omega$ do 13 k Ω pri prúdoch 100 A, 400 A a 1000 A s neistotami desiatin ppm, ktoré umožňujú presné meranie šuntov pri veľkých prúdoch. Špičkou je model 6015T určený pre termometrické aplikácie a model 6010Q jednosmerný prúdový komparátor pracujúci pri laboratórnej teplote vzduchu, ktorý umožňuje porovnávanie s neistotou $1 \cdot 10^{-8}$. Tento bol špeciálne vyvinutý pre porovnanie QHR s 1000 Ω rezistorom.

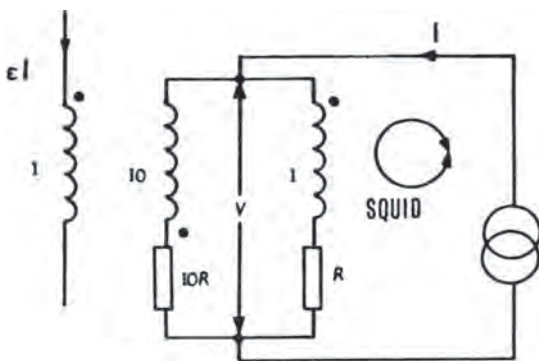
Literatura:

- [3.3.1] Basu, S.K.-Kusters, N.L.: Comparison of standard resistors by the d.c. current comparator. IEEE Trans. On Instr. and Meas. Vol IM-14, 1963, pp. 149 – 156.
- [3.3.2] MacMartin, M.P.-Kusters, N.L.: A direct-current-comparator ratio bridge for fourterminal resistance measurement. IEEE Trans. On Instr. and Meas. Vol IM-15, 1966, pp. 212 – 220.
- [3.3.3] Firemná literature Guildline Instruments Limited. (www.guildline.ca).
- [3.3.4] Firemná literature Measurement International. (www.mintl.com).

3.4 Kryogenní proudové komparátory

S cieľom dosiahnuť lepší prenos jednotky odporu z etalónových rezistorov na štandardné etalónové rezistory, bez potreby zavádzať zložité korekcie bol vyvinutý kryogénny prúdový komparátor. Jeho význam výrazne stúpol po objavení kvantového Hallovhovho javu v roku 1980, a to najmä v súvislosti so snahou o zachovanie úrovne neistoty dosiahnutej pri realizácii kvantového Hallovhovho odporu pri prenose na dekadické hodnoty odporov pri izbovej teplote.

Princíp kryogenného prúdového komparátora je založený na tzv. Meissnerovom jave, ktorý pri dodržaní určitej špeciálnej geometrie zabezpečuje, že magnetické pole generované v priestore ohraničenom supravodivým štítom je priamo úmerné prúdu tečúcemu cez závit cievky a pritom nezávisle od jej pozície. Na dosiahnutie požadovanej vysokej presnosti merania, ako detektor nevyrovnanosti magnetomotorických síl komparátora je použitý SQUID (The superconducting quantum interferometer device). Squid používaný pri supravodivých prúdových komparátoroch si zasluhuje bližšie vysvetlenie. Je vhodný na meranie veľmi slabých magnetických polí. Jeho snímač je tvorený Josephsonovou bariérou, ktorá je umiestnená medzi dvoma pólmi supravodivého prstenca. Magnetický tok prechádzajúci otvorom supravodivého prstenca je kvantovaný a preto môže nadobúdať iba hodnoty $k \cdot \Phi_0$, kde k je celé číslo a $\Phi_0 = hc/2e$ je elementárne kvantum magnetického toku, kde h je Plancova konštanta, c je rýchlosť svetla a e je elementárny elektrický náboj. Celkový magnetický tok prechádzajúci otvorom supravodivého prstenca sa skladá z toku budeného vonkajším magnetickým poľom a z toku budeného prúdom i , obiehajúcim v prstenci squidu, ktorý nemôže byť väčší ako kritický prúd i_c . Zvyšovanie vonkajšieho magnetického toku vedie k náhlemu preskoku celkového magnetického toku do vyššieho kvantového stavu $(k+1) \cdot \Phi_0$, pričom prúd i obiehajúci v prstenci poklesne. Náhla zmena celkového toku Φ pri preskokoch do vyššieho kvantového stavu indukuje v prstenci elektromotorické napätie, ktoré je možné merať.



Obr. 3.4.1: Princíp metódy porovnávania nízkoteplotných odporov

Supravodivé – kryogenné prúdové komparátory jednoznačne spĺňajú požiadavky na meranie pomeru elektrických odporov s najmenšími možnými medznými chybami. Takýto komparátor bol prvýkrát navrhnutý Harveyom [3.4.1] v roku 1972. Jeho supravodivé vinutia, umiestnené na toroidálnom

jadre s vysokou permeabilitou, boli uložené v supravodivej tieniacej trubke. Pomocou tohto zariadenia zmeral pomer odporových hodnôt rezistorov menovitých hodnôt (1 a 10) Ω , ktoré boli umiestnené spolu so squidom a komparátorom v kryostate s tekutým héliom. Toto zariadenie bolo postupne ďalej zdokonalované na meranie pomeru rôznych hodnôt odporov vychádzajúc z pomeru nimi tečúcich jednosmerných prúdov, a to pri základnom pomere $10:1$. Klasické zjednodušené zapojenie supravodivého prúdového komparátora je na obr. 3.4.1.

Podľa obr. 3.4.1 sú nízkoteplotné odpory so supravodivými vývodmi pripojené k zdroju prúdu cez supravodivé vinutia (jednotkové 1 a desaťnásobne väčším počtom závitov 10). Pomocné jednotkové vinutie pretekané prúdom ϵI slúži na vyrovnanie odchyľky odporu od jeho predpokladanej hodnoty pre daný pomer odporov R . Doladením prúdu ϵI , tečúceho cez pomocný závit, dosiahneme rovnosť magnetomotorických síl pôsobiacich od jednotlivých vinutí.

Neskôr bolo toto zapojenie zlepšené. Niektorí autori navrhli použiť dvojitý prúdový zdroj s plávajúcou zemou na napájanie vinutí komparátora. Vychádzajúc z toho navrhol Delahaye [3.4.2] použiť takýto zdroj s možnosťou priamej regulácie pomeru obidvoch prúdov pomocou squidu. Ním navrhnutá dvojica prúdových zdrojov má síce spoločnú zem, no zvodový prúd medzi nimi je tak malý, že jeho využitím realizoval presnú kalibráciu štvorsvorkových etalónových odporov pri izbovej teplote.

Pre supravodivé prúdové komparátory I. typu (podľa Harveya a Dziubu) [3.4.1], [3.4.3] je treba tieniť squid od magnetických polí spojovacích vodičov pomerových vinutí. Bez tienenia by bola chyba supravodivého prúdového komparátora príliš veľká, pretože magnetické polia vytvárané jednotlivými pomerovými vinutiami v mieste detekčnej cievky squidu závisia od vzájomnej polohy pomerových vinutí a detekčnej cievky. Táto poloha sa môže meniť. Odstránenie tohto zdroja chýb, vyžaduje zložitú konštrukciu supravodivého tienenia, a to najmä v oblasti vývodov supravodivých pomerových vinutí.

V druhej verzii supravodivého prúdového komparátora je situácia podstatne zjednodušená. V tomto prípade postačí menej zložitá tienenia a podľa [3.4.4] je možné teoreticky vypočítať neistotu zistenia pomeru jednosmerných prúdov, pretekajúcich porovnávanými vinutiami. Preto, z hľadiska jednoduchšej realizácie tienenia, je výhodné orientovať sa na realizáciu supravodivých prúdových komparátorov II. typu. Najvhodnejšie je maloobjemová realizácia, ktoré umožňuje meranie v Dewarovej nádobe napr. s priemerom hrdla 25 mm.

Dnes aj komerčne vyrábané kryogenné prúdové komparátory umožňujú zistiť pomer dvoch jednosmerných prúdov (a teda vychádzajúc z toho aj pomer dvoch odporov) s neistotou lepšou ako $1 \cdot 10^{-9}$, čo je oproti konvenčnému typu prúdového komparátora zlepšenie skoro o dva rády.

Konštrukcia a činnosť supravodivého prúdového komparátora je analogická konvenčnému AC transformátoru, ale s tým že komparátor má oveľa vyššiu presnosť merania pomeru a taktiež, že pracuje s jednosmernými prúdmi. Kom-

parátorom sú porovnávané dva prúdy tečúce v dvoch rôznych častiach mostíka v oddelených primárnych vinutiach, ktoré generujú magnetické pole, ktoré je detekované sekundárnym vinutím. Primárne a sekundárne vinutie sú oddelené supravodivým tienením, ktoré zaručuje vysokú pomerovú presnosť pomocou identického prepojenia sekundárneho vinutia s každým primárnym. Sekundárne vinutie je pripojené na vstup cievky SQUID-u, ktorý meria prúd tečúci v sekundárnom okruhu, a teda chybu prúdového pomeru v primárnom okruhu s veľkou presnosťou. Primárne vinutia môžu mať rôzny počet závitov čím je umožnené vytváranie a meranie rôznych prúdových pomerov. Celý sekundárny okruh je supravodivý, umožňuje komparovať jednosmerné prúdy a presnosť pomeru vinutia kryogenného komparátora je veľmi vysoká s chybou menšou ako 1 v ráde 10^{-9} .

Kryogénny prúdový komparátor pri meraní pomeru odporov generuje v primárnom vinutí dva prúdy I_{k1} a I_{k2} , ktoré tečú cez porovnávané odpory R_1 a R_2 a primárne vinutia komparátora. Generujú ich dva prúdové zdroje S_1 a S_2 , z ktorých je zdroj S_2 podriadený zdroju S_1 . Každá chyba v prúdovom pomere je detekovaná prúdovým komparátorom a SQUIDOM a je korigovaná zápornou spätnou väzbou zo zdroja S_2 . Nulový detektor, ktorý má nV rozlíšenie zisťuje a zosilňuje rozdiel úbytkov napätia na porovnávaných rezistoroch. Tento je využitý na generovanie vyvažujúceho prúdu I_b , ktorý tečie pomocným vinutím kryogenného prúdového komparátora a je použitý na vyvázenie mostíka. Vyvažujúci prúd je úmerný odchýlke pomeru odporov od ich nominálnych hodnôt a je meraný pomocou odporu a analógovo digitálneho prevodníka. Dve záporné spätné väzobné slučky udržuju v procese merania prúd a napätie v rovnováhe, takže pre vyvážený mostík, platia nasledujúce podmienky:

Pri nulovej výchyľke detektora v prúdovom okruhu, platí:

$$R_1 \cdot I_{k1} - R_2 \cdot I_{k2} = 0. \quad (3.4.1)$$

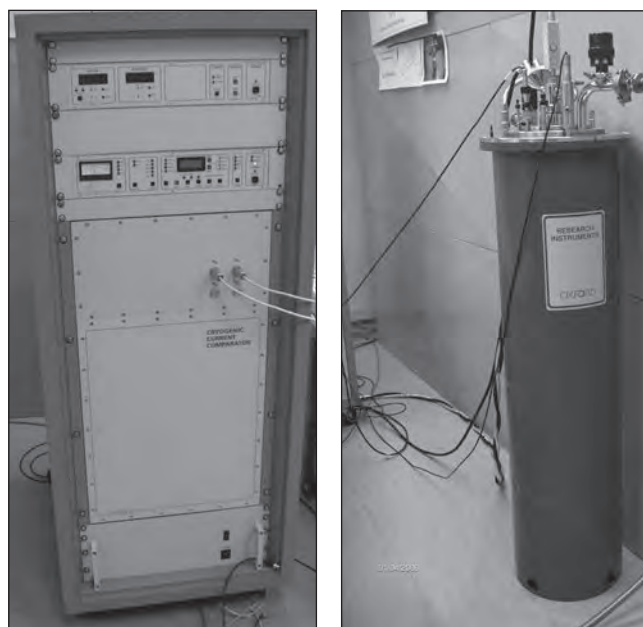
Pre SQUID-ový okruh, keď je magnetický tok nulový, platí:

$$N_1 \cdot I_{k1} + I_b + N_2 \cdot I_{k2} = 0. \quad (3.4.2)$$

Z týchto vzťahov, po substitúcii pre I_{k2} , dostávame:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{N_1}{N_2} \left(1 + \frac{I_b}{N_1 \cdot I_{k1}} \right). \quad (3.4.3)$$

Pri meraní je pomer odporov zisťovaný z meraného pomeru prúdov I_b / I_{k1} , ktorý je meraný analógovo digitálnym prevodníkom. Tento v prípade kryogenného komparátora Cryogenic má dostatočné rozlíšenie ak odchýlka pomeru odporov od nominálnej hodnoty je menšia ako 10^{-4} . Prúdové zdroje sú obvykle bipolárne, takže napájanie môže byť reverzované čím sa eliminuje ofset detektora a prípadné termoelektrické napätia. Prúdové zdroje sa obvykle volia so širšou škálou rozsahov, tak aby každá hodnota prúdu mala možnosť byť dostatočne rozlíšená.



Obr. 3.4.2: Zostava kryogenného prúdového komparátora Cryogenic.

Jeden zo základných parametrov, ktorý významne ovplyvňuje rozlišovaciu schopnosť komparátora a opakovateľnosť meraní je rozptyľová energia vo vodiči vinutého rezistora. Túto je potrebné udržať pod limitnou hodnotou. V prípade kryogenného komparátora od firmy Cryogenic je presnosť merania ovplyvnená stratovým odporom vo vedeniach a relátkach komparátora, ktorými sú zaradené do meracích obvodov vinutia komparátora, presnosťou samotného komparátora, spätného zapojenia serv a nelinearity analógovo digitálneho prevodníka. Tieto príspevky neistoty meraní na komparátore môžu byť odhadnuté na základe samotestovacích procedúr komparátora a uskutočnení niektorých kontrolných meraní s cieľom zistenia niektorých dôležitých parametrov.

Kvôli predstave zostavy kryogenného prúdového komparátora sú na obr. 3.4.2 zobrazené firmou Cryogenic dodávané riadiaca a meracia časť kryogenného prúdového komparátora a kryostat, v ktorom je umiestnený SQUID, vinutia komparátora včítane elektromagnetických tienení. Na obrázkoch nie je zobrazený riadiaci počítač, ktorý je súčasťou dodávky firmy a slúži na nastavovanie a riadenie meracích procesov.

Literatura

- [3.4.1] Harvey, I. K.: Rev. Scientific instruments. Vol. 43, 1972, str. 1626.
- [3.4.2] Delahaye, F.: IEEE Trans. On Instr. and Meas. Vol IM-27, 1978, str. 426.
- [3.4.3] Sullivan, D. B.–Dziuba, R. F.: Rev. Scientific instruments. Vol. 45, 1974, str. 517.
- [3.4.4] Grohmann, K.–Halhbom, H. D.–Lubbig, H.–Ramin, H.: PTB Mitt. 83, 1973, str. 313.
- [3.4.5] Automatic Cryogenic Current Comparator Resistance Bridge. Oxford Instruments. 1999.

4. PRIMÁRNÍ MOSTY V OBLASTI IMPEDANCI

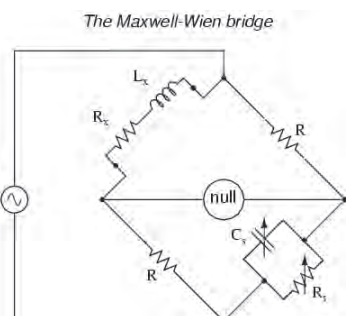
4.1 Obecně

V oblasti měření impedancí není možné tak jako v jiných oborech zajistit měřicí vybavení nákupem. K dispozici jsou jen transformátorové kapacitní mosty, velmi přesné mosty pro L a AC R se nevyrábí, kvadrurní mosty pro převod mezi jednotkami si jednotlivá pracoviště dělají samostatně. Vývoj přesných mostů je náročný a zdlouhavý, mají-li se zajistit dostatečně malé a validované nejistoty.

V hlediska potřeb metrologie impedancí je nutné zajistit:

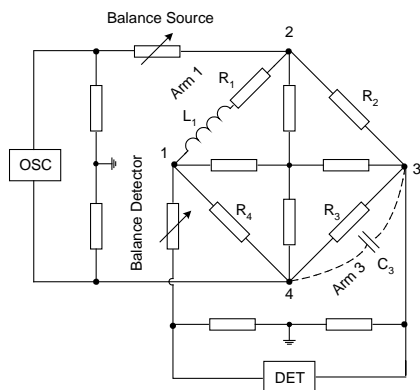
- odvození jednotek AC R, L, C a stupnic těchto veličin na základní frekvenci 1 kHz
- etalony R a C se známou frekvenční závislostí pro frekvenční rozsah alespoň do 10 MHz.

Poměrové mosty slouží k odvození stupnice určité jednotky. Obvykle jsou konstruovány s indukčními děliči na frekvenci 1 kHz, kde pro poměr 10:1 umožní indukční dělič odvodit stupnici jednotky (step up nebo step down) s dostatečně vysokou přesností. Takové mosty jsou obvykle neautomatizované, individuálně konstruované v metrologické laboratoři pro tvorbu stupnice hodnot kapacity nebo indukčnosti.



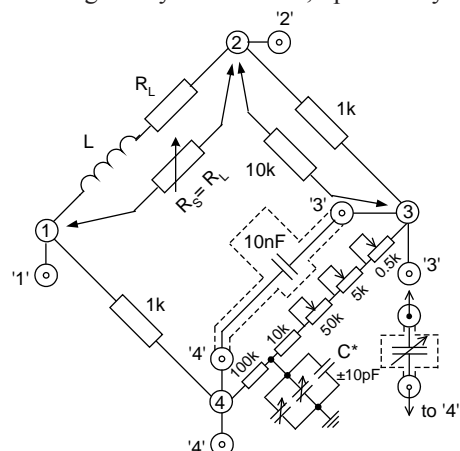
Obr. 4.1.1: Most Maxwell-Wienův, základní princip

Kvadrurní mosty slouží pro přechod z jedné jednotky na jinou, například mezi odporem a kapacitou nebo mezi kapacitou a indukčností. Obvykle také obsahují indukční děliče. Výjimku tvoří jen most Maxwell-Wienův, obr. 4.1.1, který se ještě používá v některých národních metrologických institutech k odvození jednotky indukčnosti.



Obr. 4.1.2: Maxwell-Wienův most se dvěma Wagnerovými zeměmi – princip

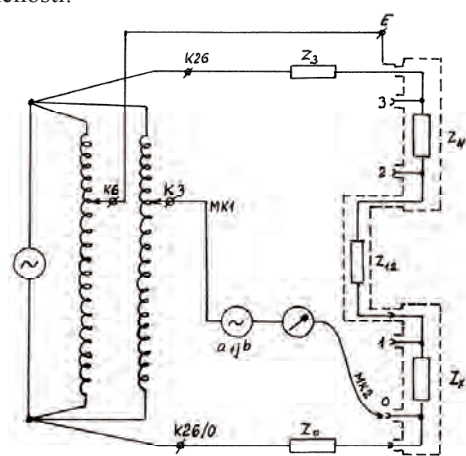
Most je obvykle opatřen jednou nebo dvěma Wagnerovými zeměmi. Na obr. 4.1.2 je zobrazeno principiální zapojení a na obr. 4.1.3 skutečné zapojení pro most se dvěma Wagnerovými zeměmi, používaný v ČMI.



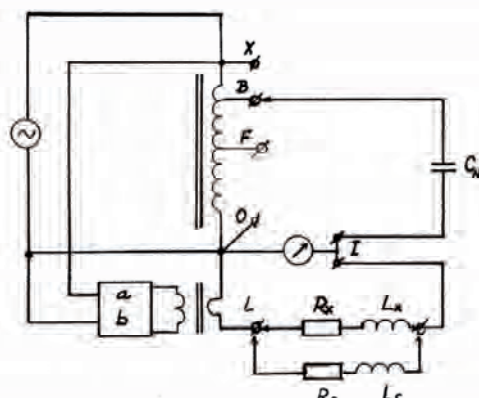
Obr 4.1.3: Maxwell-Wienův most s Wagnerovými zeměmi-skutečné zapojení

Transformátorové mosty v mnoha variantách zapojení se staví v metrologických institutech pro přesná měření v oblasti impedancí. Jsou obvykle určeny pro přesná měření se zdlouhavým ručním vyvažováním.

Na obr. 4.1.4 je ukázka možnosti konstrukce takového mostu a na obr. 4.1.5 je most TESLA PIM v režimu měření indukčnosti.



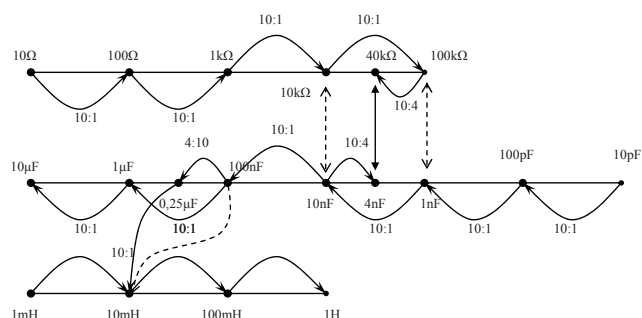
Obr 4.1.4: Princip mostu s indukčním děličem jako poměrové rameno a s pomocným děličem pro plovoucí stínění



Obr 4.1.5: Transformátorový most TESLA PIM při měření indukčnosti

Podrobnosti o transformátorových mostech je možné nalézt v literatuře [4.1].

Příklad použití poměrových a kvadrurních mostů pro odvození a tvorbu jednotek a stupnic v oblasti měření impedancí ukazuje **obr. 4.1.6**.

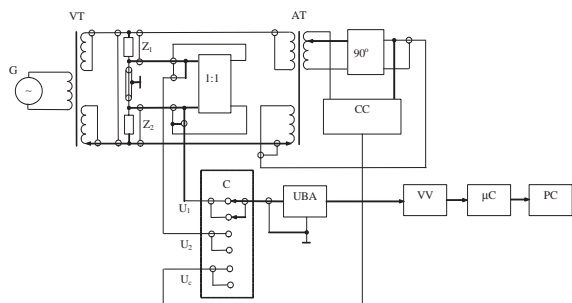


Obr. 4.1.6: Příklad odvození jednotek a stupnic veličin R, L, C

Pro základní odvození jednotek a stupnic na frekvenci 1 kHz není dosud na trhu k dispozici komerční zařízení pro automatizované měření mimo most AH 2500 popsaný při měření kapacity a mosty vyvinuté v kolektivu prof. Surdu v Kijevě, Ukrajina, používané v národních institutech Ukrajiny a Polska.

4.2 Přesný počítačem řízený komparátor impedancí

Zařízení pro odvození jednotek a stupnic RLC na frekvenci 1 kHz vyvinuté na Ukrajině sestává ze dvou transformátorových mostů. Prvním z nich je autotransformátorový most pro vytvoření stupnice R, L a C v širokém rozsahu hodnot. Základem je porovnání poměrů 0,1 až 1 s přesností pod 10 ppm a rozlišením 0,01 ppm. Druhý most je kvadrurní most určený pro převod jednotek mezi odporem, kapacitou a indukčností. Jeho rozlišení a přesnost jsou obdobné jako u transformátorového mostu. Oba mosty pracují na frekvenci 1 kHz a 1,59 kHz. Vyhodnocení je prováděno počítačem řízeným přes RS sběrnici. Oba mosty používají pro základní dekádu jednodekádový indukční dělič na vysokopermeabilním jádru z amorfního kovu. Ostatní dekády jsou tvořeny vybranými převodníky v pasivním termostatu. Specifikace mostu má tvar podobný funkci $\sin x/x$, kde nulové body odpovídají jednotlivým odbočkám měřicího transformátoru.



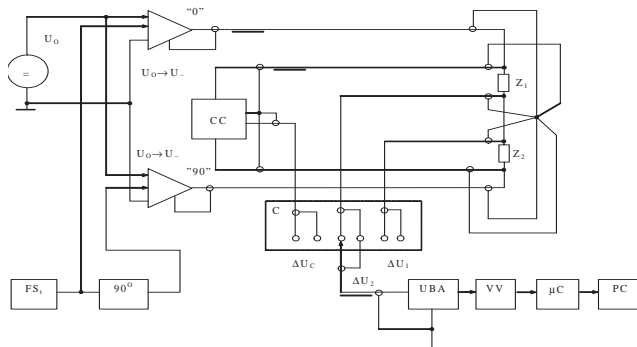
Obr. 4.2.1: Základní zapojení poměrového autotransformátorového mostu

Generátor umožňuje napájet most napětím do 30 V, případně proudem do 100 mA.

Obvod označený 1:1 je přístrojový zesilovač napájecí plovoucí stínění.

Obvod označený CC je kalibrační RC obvod pro přesné nastavení fáze 90°.

Přesné nastavení 90° umožňuje i na tomto mostu měřit vedlejší složku s vysokou přesností řádu 10⁻⁵.



Obr. 4.2.2: Základní zapojení kvadrurního mostu

Obvod označený CC je kalibrační RC obvod pro přesné nastavení fáze 90°.

Na **obr 4.2.3** je fotografie obou mostů a sady etalonů v termostatu.



Obr. 4.2.3: Komparátor impedancí obsahující kvadrurní a poměrový most a sadu termostatovaných etalonů CA-5200RC

Literatura:

- [4.1] Boháček J.: Koaxiální můstky C-C a R-R. Metrologie č. 3, 2007, str. 12-16
- [4.2] Surdu: Přesný komparátor impedancí, <http://promix.com.ua/pdf/Komp.pdf>

INFORMACE PRO ČTENÁŘE ČASOPISU METROLOGIE

Na tuto přílohu budou navazovat další články v roce 2008 s tematikou:

- Etalonáž elektrického odporu
- Etalonáž elektrické kapacity
- Etalonáž indukčnosti
- Kalibrace RLC mostů

O způsobu vydání bude rozhodnuto při vydání prvního čísla časopisu v roce 2008. Pokud budou vydávány samostatné „monotematické články“ navazující na přílohu, budou tyto vhodným způsobem označeny.

ÚNMZ

Redakční rada:

Ing. Emil Grajciar (předseda), Ing. František Jelínek, CSc. (místopředseda), Ing. Jiří Kraus, Doc. Ing. Jiří Horský, CSc., Ing. Zdeněk Tůma, Ing. Milan Badal, Prof. Ing. Jaroslav Boháček, DrSc., Ing. Otokar Buzek, CSc., Ing. Pavel Ducháček, CSc., Ing. Jiří Kazda, Bc. Kateřina Čábelová, Ing. Jindřich Mlejnek, RNDr. Klára Popadičová, Jitka Hrušková.
PhDr. Bořivoj Kleník – šéfredaktor.

Časopis vychází 4 x ročně. Cena výtisku 84,- Kč, roční předplatné 336,- Kč vč. DPH + poštovné a balné. Vydavatel: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví (ÚNMZ) ve spolupráci s Českým metrologickým institutem a Českou metrologickou společností. Sídlo vydavatele: ÚNMZ, Gorazdova 24, 128 01 Praha 2. IČO: 48135267. Povolení tisku: registrace MK ČR 6111, MIČ 46 676, ISSN 1210-3543. Místo vydávání: Praha. Datum vydání: prosinec 2007. Nakladatelský servis, předplatné a inzerce: PhDr. Bořivoj Kleník, Bezdědice 19, 294 25 Katusice, tel./fax: +420 326 394 888, mobil: 603 846 527, e-mail: klenik@q-art.cz. Nevyžádané materiály se nevracejí. Za původnost a správnost příspěvků odpovídají autoři. Tato Tematická příloha je součástí č. 4/2007 časopisu Metrologie. © ÚNMZ

Foto na obálce: Ukázka přesných přístrojů a etalonů pro měření impedancí z vybavení ČMI.

Photo on the front page: Some precision instruments and standards for impedance measurement in Czech Metrology Institute.

Redakční rada:

Ing. Emil Grajciar (předseda), Ing. František Jelínek, CSc. (místopředseda), Ing. Jiří Kraus, Doc. Ing. Jiří Horský, CSc., Ing. Zdeněk Tůma, Ing. Milan Badal, Prof. Ing. Jaroslav Boháček, DrSc., Ing. Otokar Buzek, CSc., Ing. Pavel Ducháček, CSc., Ing. Jiří Kazda, Bc. Kateřina Čábelová, Ing Jindřich Mlejnek, RNDr. Klára Popadičová, Jitka Hrušková.
PhDr. Bořivoj Kleník – šéfredaktor.

Časopis vychází 4 x ročně. Cena výtisku 84,- Kč, roční předplatné 336,- Kč vč. DPH + poštovné a balné. Vydavatel: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví (ÚNMZ) ve spolupráci s Českým metrologickým institutem a Českou metrologickou společností. Sídlo vydavatele: ÚNMZ, Gorazdova 24, 128 01 Praha 2. IČO: 48135267. Povolení tisku: registrace MK ČR 6111, MIČ 46 676, ISSN 1210-3543. Místo vydávání: Praha. Datum vydání: prosinec 2007. Nakladatelský servis, předplatné a inzerce: PhDr. Bořivoj Kleník, Bezdědice 19, 294 25 Katusice, tel./fax: +420 326 394 888, mobil: 603 846 527, e-mail: klenik@q-art.cz. Nevyžádané materiály se nevracejí. Za původnost a správnost příspěvků odpovídají autoři. Tato Tematická příloha je součástí č. 4/2007 časopisu Metrologie. © ÚNMZ

Foto na obálce: Ukázka přesných přístrojů a etalonů pro měření impedancí z vybavení ČMI.

Photo on the front page: Some precision instruments and standards for impedance measurement in Czech Metrology Institute.

