



Radioelektronická měření (MREM)

Měření impedance

8. přednáška

Jiří Dřínovský

Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně

Měření odporu stejnosměrným proudem

Etalony elektrického odporu

Jednotku elektrického odporu lze definovat na základě impedance kondenzátoru, tedy na základě definice jednotky kapacity a frekvence. Obě jednotky jsou definovány absolutně. Srovnáváním absolutní hodnoty impedance etalonu kapacity a etalonu elektrického odporu je pak možné definovat též jednotku elektrického odporu.

Druhou možností je využití tzv. *kvantového Hallova jevu (quantum Hall effect, QHE)*. Ochladíme-li polovodičový materiál (např. SiFET, GaAs strukturu apod.) protékaný proudem I_C na teplotu blízkou absolutní nule a umístíme-li jej do velmi silného magnetického pole (např. 13,2 T), bude se úbytek napětí mezi elektrodami C a E blížit nule, zatímco v příčném směru k protékajícímu proudu vznikne mezi elektrodami A a B napětí, pro které platí:

$$\frac{U_{AB}}{I_C} = R_H(k) = \frac{h}{e^2 k}$$

kde h je Planckova konstanta, e náboj elektronu a k celé číslo, jehož

Měření odporu stejnosměrným proudem

hodnota závisí na napětí řídicí elektrody G a na magnetické indukci. Hodnota $k R_H(k)$ (tzv. von Klitzigova konstanta) není závislá na použitém materiálu a její hodnota je $k R_H(k) = 25812,809 \Omega$.

Sekundární etalony elektrického odporu používané pro měření stejnosměrným proudem se většinou vyrábějí ze slitin kovů s nízkou závislostí měřeného odporu na teplotě a dobrou časovou stabilitou, např. manganin. V případě středních a vyšších hodnot odporu se většinou jedná o vinuté drátové rezistory, nejnižší hodnoty odporu (pod $0,1 \Omega$) jsou realizovány např. z tvarovaného plechu či tyčí z manganinu. V rozsahu odporů od $10^{-3} \Omega$ do $10^5 \Omega$ se vyrábějí s odchylkou od jmenovité hodnoty menší než $0,001 \%$, pro vyšší a nižší hodnoty odporu s odchylkou větší. Jejich maximální zatížitelnost se pohybuje od $0,01 \text{ W}$ do $0,1 \text{ W}$ (pro etalony odporu velmi nízkých hodnot bývá i vyšší), při chlazení v olejové lázni lze zvýšit zatížitelnost až o řád.

Měření elektrického odporu voltmetrem a ampérmetrem

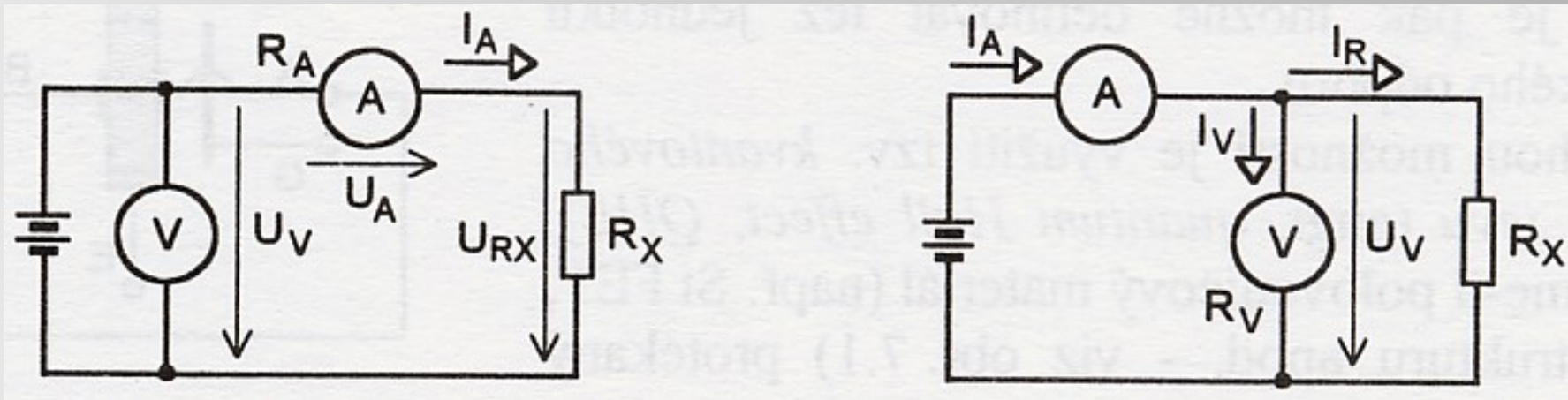
Nejjednodušší metoda měření odporu vychází z *Ohmova zákona*. Základní metoda má dvě modifikace. Pro zapojení vlevo platí:

$$R_X = \frac{U_V - U_A}{I_A} = \frac{U_V}{I_A} - R_A.$$

Pokud zanedbáme odpor ampérmetru R_A , vzniká chyba metody

$$\delta_M = (R_A/R_X)100 \text{ \%}.$$

Tato metoda je tedy vhodná pro měření odporů pro něž platí $R_A \ll R_X$.



Měření elektrického odporu voltmetrem a ampérmetrem

Pro menší odpory je výhodnější zapojení dle obr. vpravo, kdy platí

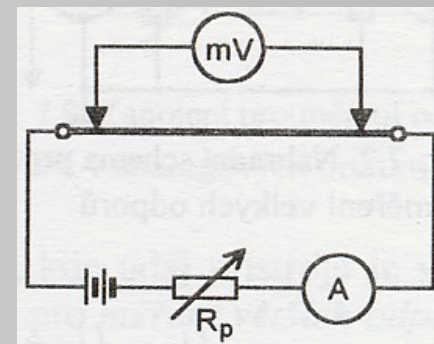
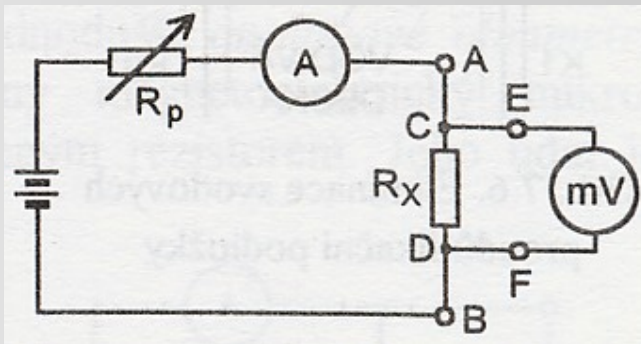
$$R_X = \frac{U_V}{I_A - I_V} = \frac{U_V}{I_A - \frac{U_V}{R_V}}$$

Pokud nevezmeme v úvahu proud protékající voltmetrem, vzniká chyba metody

$$\delta_M = -R_X / (R_X + R_V) 100 \text{ \%}.$$

Měření malých odporů

V případě, že přechodové odpory svorek nebo odpory přívodů k měřenému rezistoru jsou srovnatelné s absolutní chybou měření odporu, považujeme *měřený odpor za malý*. V tomto případě je nutné použít pro připojení rezistoru *čtyřsvorkové zapojení* a takovou metodu měření, která vliv přechodových odporů svorek a vliv odporů přívodů eliminuje. Čtyřsvorkové zapojení při měření odporu voltmetrem a ampérmetrem je uvedeno na obrázku vlevo. Ze zapojení je zřejmé, že úbytek napětí na proudových svorkách A a B není měřen připojeným milivoltmetrem, nepřičítá se tedy k úbytku napětí na měřeném rezistoru. Měřený odpor je definován mezi svorkami C a D. Napětíové svorky E a F



Měření malých odporů

jsou v sérii s milivoltmetrem a jejich přechodový odpor lze vůči vstupnímu odporu milivoltmetru většinou zanedbat. Obr. vpravo na předchozím slidu ukazuje praktické použití čtyřsvorkové metody při měření měrného odporu vodiče. Délka vodiče, která odpovídá měřenému odporu, je definována vzdáleností mezi hroty přívodů k milivoltmetru.

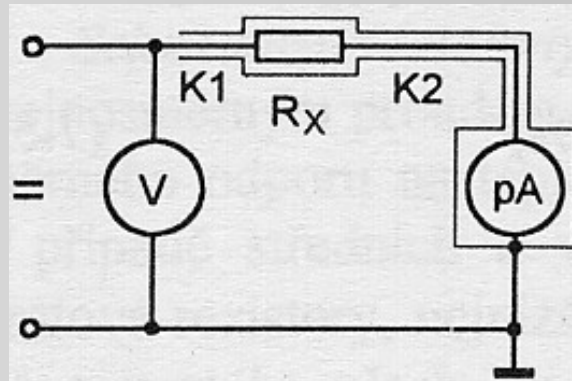
Dalším rušivým vlivem, který se může při měření malých odporů uplatnit, je *vliv termoelektrických napětí*. Vzhledem k tomu, že úbytek napětí je na malém odporu též poměrně malý, mohou termoelektrická napětí U_{t1} a U_{t2} , vznikající na svorkách, ovlivnit výsledky měření. Tento vliv lze částečně eliminovat dvojným měřením při komutaci proudu, kdy úbytek napětí na odporu bude mít opačnou polaritu, zatímco polarita termoelektrických napětí na směru proudu prakticky nezávisí. Platí tedy:

$$U_{mV1} = IR_X + U_{t1} - U_{t2}; \quad U_{mV2} = -IR_X + U_{t1} - U_{t2};$$

$$U_X = \frac{U_{mV1} - U_{mV2}}{2} = IR_X$$

Měření velkých odporů

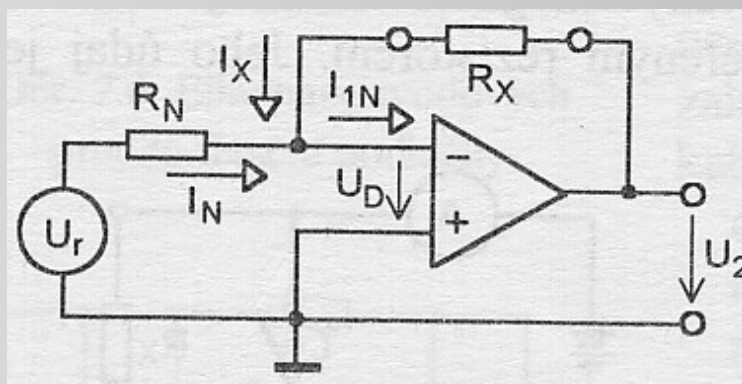
O měření *velkých odporů* hovoříme tehdy, když poměr velikosti parazitních svodových proudů a proudu protékaného měřeným odporem je srovnatelný s požadovanou relativní chybou měření. Při měření velkých odporů obvykle vycházíme ze zapojení, které již bylo uvedeno při měření malých odporů (slide 4 obr. vlevo). Vzhledem k tomu, že měřené proudy jsou v tomto případě velmi malé, je nutné celé zapojení stínit a zemnit.



Digitální ohmmetry

Digitální ohmmetry a digitální multimetry s funkcí měření odporů, využívají obvykle *převodníku odpor → napětí*. V případě ideálního operačního zesilovače platí:

$$\frac{U_2}{R_X} = - \frac{U_r}{R_N} \qquad R_X = - R_N \frac{U_2}{U_r}$$



Toto zapojení se obvykle používá pro měření větších odporů (v případě měření napětí na výstupu OZ, neumožňuje toto zapojení čtyřsvorkové připojení měřeného rezistoru) a obvod je navržen tak, aby velikost referenčního i výstupního napětí byla stovky mV až jednotky V.

Digitální ohmmetry

Pak můžeme zanedbat vstupní napětíovou nesymetrii použitého reálného operačního zesilovače. Pro odpory větších hodnot se však již může uplatnit vstupní klidový proud I_{1N} a způsobit chybu převodu δ_{OZI} , jejíž velikost lze odhadnout ze vztahu

$$R_X = -R_N \frac{U_2}{U_r} \left(1 + \frac{R_N}{U_r} I_{1N} \right) \quad \delta_{OZI} = 100 \frac{R_N}{U_r} I_{1N} \quad (\%).$$

Pro celkovou chybu měření odporu pak platí

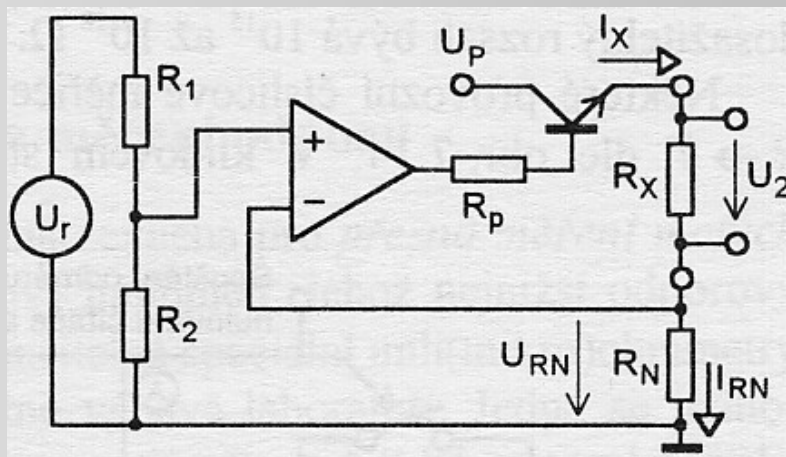
$$|\delta_{RX}| \leq |\delta_{RN}| + |\delta_{U2}| + |\delta_{Ur}| + |\delta_{OZI}|,$$

kde δ_{RN} , δ_{U2} a δ_{Ur} jsou chyby určení příslušných veličin.

Digitální ohmmetry

Čtyřsvorkové připojení měřeného odporu je možné realizovat např. podle následujícího obrázku. Výstup operačního zesilovače je posílen výkonovým tranzistorem, aby bylo možné použít větší úbytek napětí na měřeném rezistoru. Za předpokladu ideálního zesilovače ($I_{1N}=0$, $U_{D0}=0$) platí

$$\frac{U_2}{R_X} = \frac{U_{RN}}{R_N} \quad R_X = R_N \frac{U_2}{U_{RN}} = R_N \frac{U_2}{U_r \frac{R_2}{R_1 + R_2}} .$$



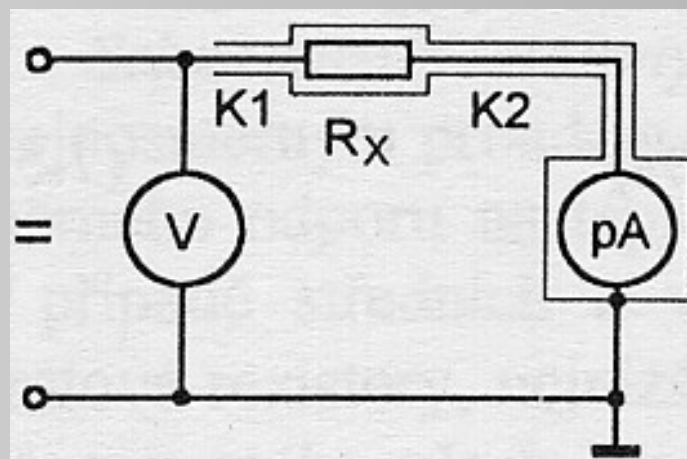
Vzhledem k velikosti pracovního proudu lze v tomto případě obvykle zanedbat chybu způsobenou vstupním klidovým proudem. Je zde však třeba vzít v úvahu zatížitelnost referenčního rezistoru R_N . Při malé hodnotě odporu tohoto rezistoru (řádově srovnatelné s odporem měřeného rezistoru) je i napětí U_{RN} malé – řádově jednotky až desítky mV (proto je na výstupu zdroje referenčního napětí použit odporový dělič). Díky tomu se může uplatnit vstupní napěťová nesymetrie použitého operačního zesilovače U_{D0} (případně její drift ΔU_{D0}). Toto je důvod, proč se v těchto případech používají vesměs automaticky nulované zesilovače a pro měření velmi malých odporů (v tzv. mikroohmmetrech) modulační zesilovače. Pro snížení zatížení jak měřeného rezistoru, tak referenčního rezistoru R_N , je obvykle u digitálních mikroohmmetrů proud generován pouze po dobu nezbytnou pro odměr napětí U_2 (obdélníkový impuls proudu, jehož doba trvání je řízena časováním A/D převodu). Pro potlačení termoelektrických napětí jsou většinou generovány impulsy obou polarit a výsledek se vypočte

Digitální ohmmetry

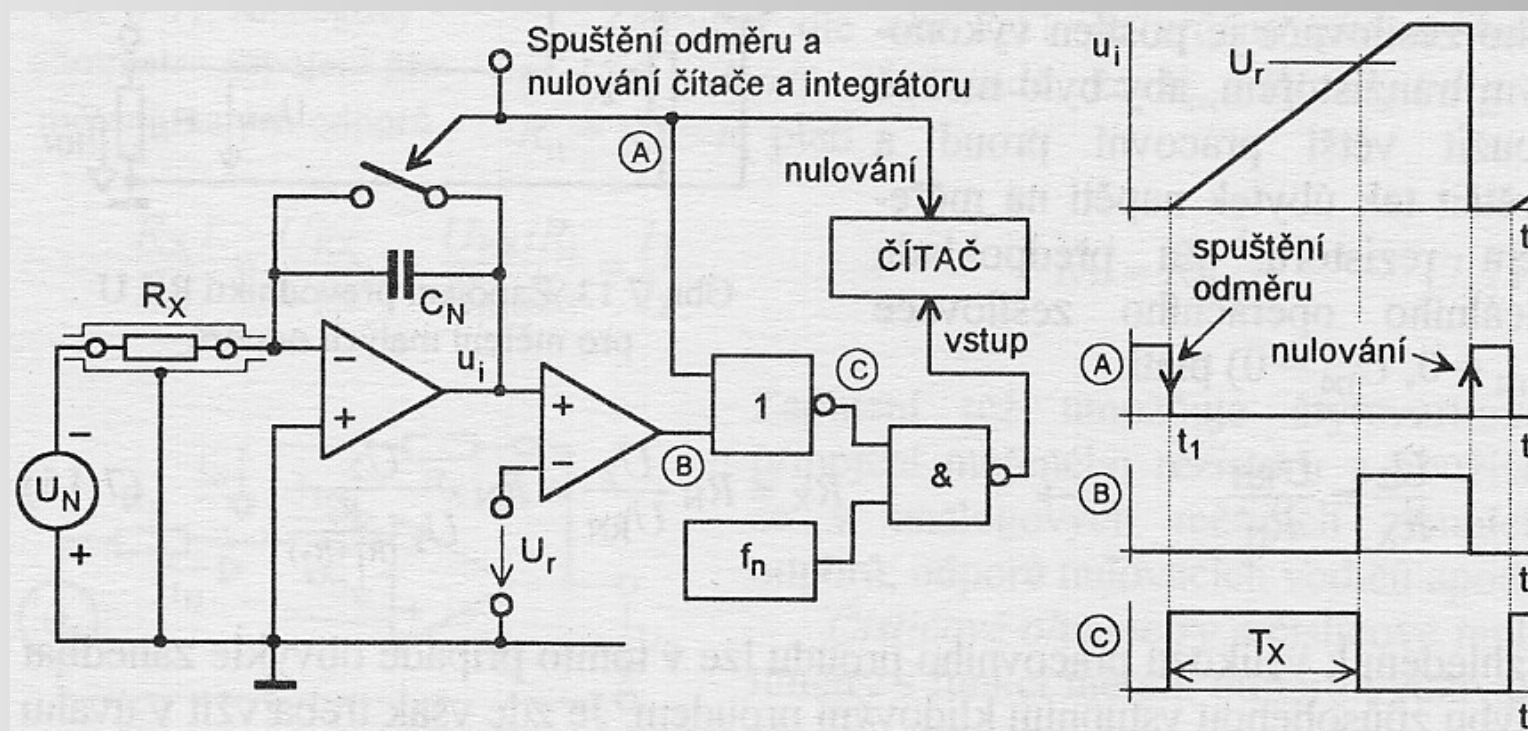
jako průměr z těchto dvou odměrů.

Přímoukazující měřiče velkých odporů využívají obvykle stejného zapojení jaké bylo použito pro měření velkých odporů, v tomto případě je zde vestavěn ještě zdroj referenčního napětí. Většinou se vyrábějí v kombinaci jak s analogovými, tak i číslicovými pikoampérmetry. Nejvyšší dosažitelný rozsah bývá 10^{15} až $10^{18} \Omega$.

Některé provozní číslicové měřiče velkých odporů využívají *převodu* $R \rightarrow T$. V klidovém stavu je spínač S sepnut (na výstupu integrátoru je nulové napětí) a čítač vynulován. Měření je spuštěno v okamžiku, kdy logický signál A přejde z I do 0 (spínač S je rozepnut, čítač není nulován). Napětí na výstupu integrátoru



Digitální ohmmetry



lineárně roste, ale pokud je menší než referenční napětí U_r , je výstup komparátoru $B = 0$, logický signál $C = \text{non}(A+B)$ otevře hradlo a čítač čítá impulsy z generátoru. Když výstupní napětí integrátoru dosáhne hodnoty U_r , komparátor překlopí, signál C zavře hradlo a načtený počet impulsů je úměrný době T_X . Neznámí odpor R_X lze

vypočítat dle následujícího vztahu:

$$R_X = - \frac{U_N T_X}{U_I C_N} .$$

To platí za předpokladu, že klidový proud použitého operačního zesilovače je zanedbatelný vůči proudu protékajícímu měřeným odporem, jinak opět dochází k chybě měření. Vzhledem k tomu, že zapojení je určeno pro měření velkých odporů, je třeba použít operační zesilovače i unipolárními tranzistory na vstupu s velmi nízkým vstupním klidovým proudem.

Sériová srovnávací metoda měření odporu

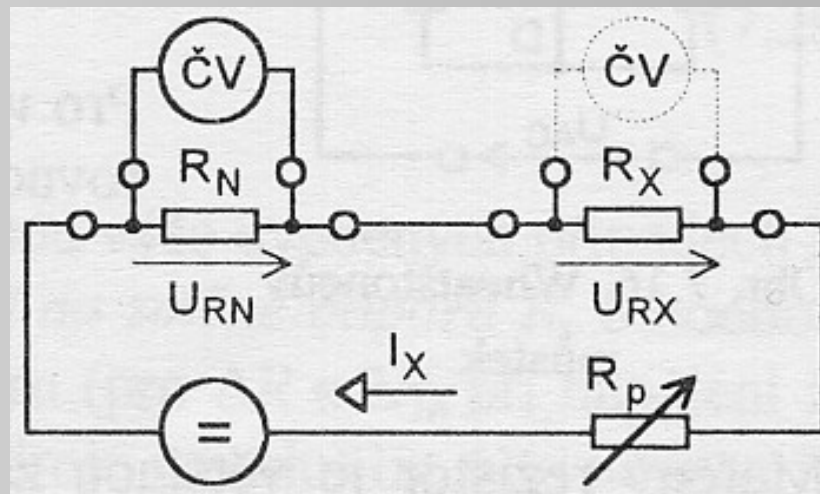
Sériová srovnávací metoda je vhodná zejména pro *přesná měření malých odporů*, kdy nelze použít běžný číslicový voltmetr, jehož nejnižší odporový rozsah bývá 100 Ω . Jedná se o jednoduchou metodu, přičemž dosažená přesnost je při použití laboratorních číslicových voltmetrů okolo 0,1 %. Je však třeba mít k dispozici odporový etalon řádově stejné velikosti jako odpor měřený. Pro zapojení platí

$$R_X = \frac{U_{RX}}{I_X} = \frac{U_{RX}}{U_{RN}} R_N$$

a maximální možnou chybu měření lze odhadnout ze vztahu

$$|\delta_{RX}| \leq |\delta_{RN}| + |\delta_{URX}| + |\delta_{URN}|,$$

kde δ_{RN} , δ_{URX} a δ_{URN} jsou chyby měření příslušných veličin.



Sériová srovnávací metoda měření odporu

Pokud použijeme pro měření úbytku napětí na obou odporech stejný voltmetr, je výhodné měřit v obou případech na stejném rozsahu. Ve výsledku měření, se pak neuplatní celková chyba voltmetru, ale pouze odchylka od linearity, která je většinou podstatně menší. Vzhledem k tomu, že obě hodnoty neměříme ve stejném okamžiku, je třeba vzít v úvahu časovou změnu proudu. Za předpokladu, že pro daný (poměrně krátký) časový úsek lze považovat tuto změnu za lineární, je možné tento vliv korigovat dvojným změřením U_{RN} před a po změřením napětí U_{RX} (doba mezi měřeními $U_{RN,1}$, U_{RX} a $U_{RN,2}$ by měla být stejná). Výslednou hodnotu pak vypočteme dle vztahu

$$R_X = \frac{U_{RX}}{I_X} = \frac{2U_{RX}}{(U_{RN,1} + U_{RN,2})} R_N .$$

Vliv termoelektrických napětí lze eliminovat stejně jako u dříve uvedených metod dvojným měřením při komutaci směru proudu.

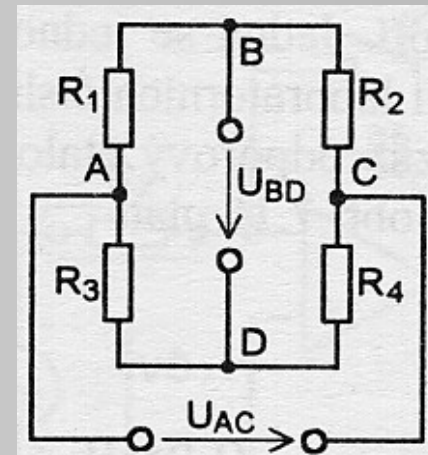
Odporové můstky – Wheatstoneův můstek

Vyvážený *Wheatstoneův můstek* se v současné době využívá prakticky pouze pro velmi přesná měření středních odporů. Velice často se však stále ještě používá *nevyvážený Wheatstoneův můstek*, a to zejména v oblasti měření neelektrických veličin (teplota, tenzometrická měření). Můstek je napájen mezi body A a C ze zdroje napětí nebo proudu, výstup je mezi body B a D, kam je v případě vyváženého můstku připojen indikátor vyvážení, v případě nevyváženého můstku voltmetr či obvod pro další zpracování výstupního signálu. Pro výstupní napětí mezi těmito body platí:

$$U_{BD} = U_{AC} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right).$$

Pro *vyvážený můstek*, kdy $U_{BD} = 0$, pak platí rovnice rovnováhy

$$R_1 R_4 = R_2 R_3.$$



Odporové můstky – Wheatstoneův můstek

Měřený rezistor je většinou zapojen jako rezistor R_1 , můstek je vyvažován odporovou dekádou R_D , zapojenou jako rezistor R_2 ; rezistory R_3 a R_4 mají obvykle dekadické hodnoty odporu a používají se pro změnu rozsahu můstku. Pro měřený odpor pak platí:

$$R_X = R_D \frac{R_3}{R_4}$$

a maximální možnou chybu měření v případě *dostatečné citlivosti* (tj. pokud relativní změna odporu dekády odpovídající odhadnuté relativní chybě způsobí výchylku indikátoru vyvážení několikanásobně větší, než je nejmenší čitelná výchylka) lze odhadnout ze vztahu

$$|\delta_{RX}| \leq |\delta_{RD}| + |\delta_{R3}| + |\delta_{R4}|,$$

kde δ_{RD} , δ_{R3} a δ_{R4} jsou relativní chyby příslušných prvků.

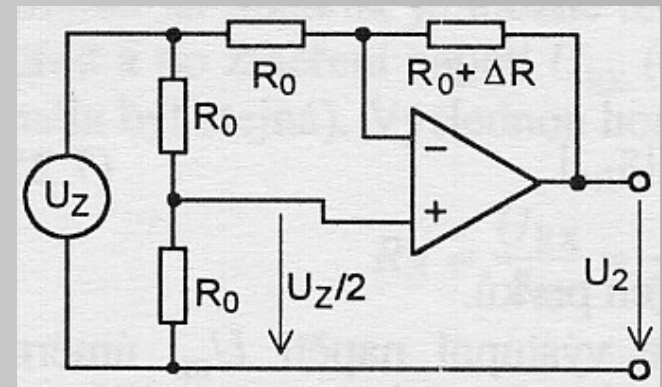
Odporové můstky – Wheatstoneův můstek

Pro *nevyvážený Wheatstoneův můstek* je výstupní napětí U_{BD} úměrné změně odporu rezistoru R_1 o hodnotu ΔR od základní hodnoty R_0 . Odporů rezistorů R_2 , R_3 a R_4 jsou obvykle stejné a rovny základní hodnotě R_0 odporu použitého odporového senzoru zapojeného do můstku místo rezistoru R_1 . Vztah mezi napětím U_{BD} a změnou rezistoru ΔR může být zapsán např. v tomto tvaru:

$$U_{BD} = \frac{I_Z}{4} \frac{\Delta R}{1 + \frac{\Delta R}{4R_0}}.$$

Pro větší změny odporu je nutné použít např. zapojení uvedené vpravo (tzv. linearizovaný Wheatstoneův můstek). Jeho výstupní napětí je možné stanovit následujícím způsobem:

$$U_2 = -U_Z \frac{\Delta R}{2R_0}.$$



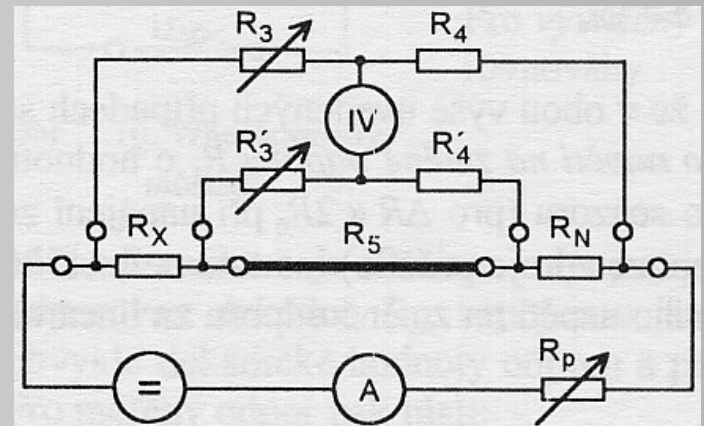
Odporové můstky – Thomsonův můstek

V současné době se *Thomsonův můstek* vesměs používá pouze pro velmi přesná měření malých odporů, i když i v této oblasti je často nahrazován obvodem se stejnosměrným proudovým komparátorem. Jeho zapojení umožňuje čtyřsvorkové připojení R_X , tak odporového etalonu R_N . Do rezistoru R_5 jsou zahrnuty odpory příslušných proudových svorek a odpor propojovacího vodiče. Po transformaci zapojení rezistorů R'_3 , R'_4 a R'_5 z trojúhelníka na hvězdu vznikne Wheatstoneův můstek.

Za předpokladu, že platí tzv. vedlejší podmínka rovnováhy $R'_3/R'_4 = R_3/R_4$, lze psát zjednodušený vztah pro výpočet R_X

$$R_X = R_N \frac{R_3}{R_4}.$$

Splnění vedlejší podmínky rovnováhy je obvykle zajištěno tak, že pro vyvažování můstku je použita dvojitá odporová dekáda ($R_3 = R'_3$) a stejné rezistory $R_4 = R'_4$.



Substituční metoda měření

Substituční metoda měření se používá zejména pro *přesná porovnávání skutečných hodnot odporu dvou rezistorů stejných jmenovitých hodnot*. Jak etalonový, tak měřený rezistor změříme stejným měřicím přístrojem – číslicovým ohmmetrem (multimetrem) či můstkem. Výsledek označíme N a X . Skutečná hodnota odporu měřeného rezistoru pak bude

$$R_X = R_N \frac{X}{N}.$$

Pokud při měření obou rezistorů bude použit stejný měřicí rozsah číslicového ohmmetru (multimetru) nebo v případě můstku budou přepínány pouze ty dekády, jež odpovídají velikosti rozdílu odporů R_X a R_N (přepnutí z polohy 9 na 10 nebude přenášeno na dekádu vyššího řádu), je maximální možná chyba určení odporu R_X dána vztahem

$$|\delta_{RX}| \leq |\delta_{RN}| + |\delta_L| \frac{|X - N|}{N},$$

Substituční metoda měření

kde δ_{RN} je odchylka od jmenovité hodnoty použitého odporového etalonu a δ_L je odchylka od linearity použitého číslicového přístroje příp. chyba dekády použitého můstku. Substituční metoda je použitelná pro porovnávání odporu, ale i jiných pasivních elektrických veličin, např. kapacit a indukčností.

Měření impedancí

Mimo rezistor patří k pasivním prvkům elektrických odvodů *kondenzátor, cívka a transformátor*. Jejich reálné elektrické vlastnosti při napájení střídavým proudem vyjadřuje jejich sériové nebo paralelní náhradní schéma, jež je v případě kondenzátoru tvořeno obvykle jeho *kapacitou a ztrátovým odporem* nebo *vodivostí*, v případě cívky její *indukčností a ztrátovým odporem* a u rezistoru jeho *odporem a parazitní kapacitou nebo indukčností*. Takto definované náhradní schéma popisuje vlastnosti reálného prvku jako obvodu se soustředěnými parametry pro danou frekvenci či frekvenční pásmo.

Pro kondenzátor dále definujeme tzv. *ztrátový činitel* $\operatorname{tg}\delta$ (*dissipation factor D*), pro paralelní náhradní schéma vztahem

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{X_P}{R_P} = \frac{1}{\omega R_P C_P}$$

a pro sériové náhradní schéma vztahem

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{R_S}{X_S} = \omega R_S C_S .$$

Měření impedancí

Pro cívku se většinou používá sériové náhradní schéma. Ztrátový odpor zde reprezentuje jak odpor vinutí, tak u cívek s feromagnetickým jádrem ztráty ve feromagnetiku. Kvalitu cívky určuje tzv. *činitel jakosti* definovaný pro sériové náhradní schéma vztahem

$$Q = \frac{X_S}{R_S} = \frac{\omega L_S}{R_S}.$$

Ani reálný rezistor použitý v obvodech střídavého proudu nelze považovat za ideální prvek. Rezistory s vyšší hodnotou odporu ($> 10 \text{ k}\Omega$) mají obvykle kapacitní charakter, rezistory s nižší hodnotou odporu ($< 10 \text{ }\Omega$) indukční charakter. Tento parametr rezistoru charakterizuje časová konstanta určená vztahem

$$\tau = R_P C_P \quad \text{nebo} \quad \tau = \frac{L_S}{R_S}.$$

Můstky pro měření impedancí

Obecný *můstek Wheatstoneova typu* pro napájení střídavým proudem splňuje jako u stejnosměrného Wheatstoneova můstku obdobnou podmínku rovnováhy. V tomto případě však musí platit pro obecné impedance:

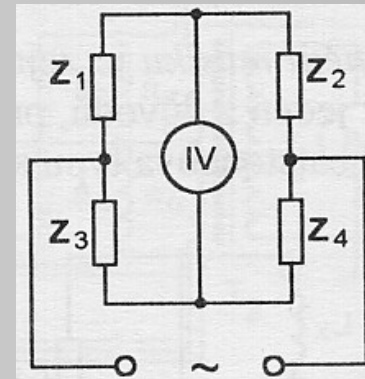
$$\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_4 = \mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3$$

a po oddělení reálné a imaginární složky

$$\operatorname{Re}[\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_4] = \operatorname{Re}[\mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3],$$

$$\operatorname{Im}[\mathbf{Z}_1 \mathbf{Z}_4] = \operatorname{Im}[\mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3].$$

Pro vyvážení můstku musí být splněny obě podmínky rovnováhy, z čehož vyplývá, že střídavé můstky musí být vyvažovány dvěma prvky.

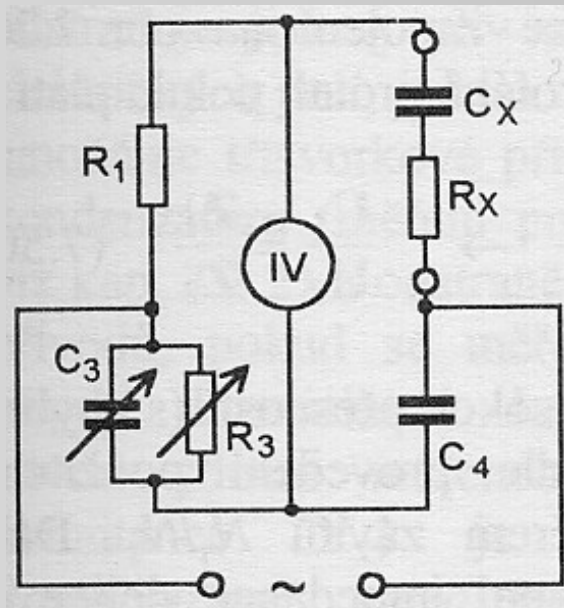


Můstky pro měření impedancí

Modifikováním obecného *můstek Wheatstoneova typu* můžeme získat tzv. *Scheringův můstek pro měření kapacit*. Podmínky pro vyvážení tohoto můstku můžeme stanovit následujícím způsobem

$$C_X R_1 = C_4 R_3 \quad \text{a} \quad R_X C_4 = R_1 C_3.$$

Jde o *frekvenčně nezávislý můstek*, neboť ani jeden ze vztahů neobsahuje kruhovou frekvenci ω .



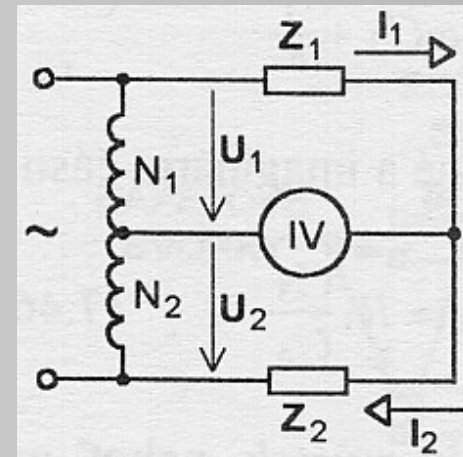
Můstky pro měření impedancí

Transformátorové můstky

Princip *transformátorového můstku* vyplývá ze zapojení. Indikátorem vyvážením neprotéká proud, pokud platí

$$\mathbf{I}_1 = \mathbf{I}_2 \quad \rightarrow \quad \frac{\mathbf{U}_1}{\mathbf{Z}_1} = \frac{\mathbf{U}_2}{\mathbf{Z}_2} \quad \rightarrow \quad \frac{\mathbf{U}_1}{\mathbf{U}_2} = \frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2}.$$

Poměr $\mathbf{U}_1/\mathbf{U}_2$ je určen s vysokou přesností (s chybou 0,00001 % až 0,01 % dle provedení použitého *indukčního děliče*) poměrem závitů N_1/N_2 . Dále předpokládejme, že výstupní impedance děliče je zanedbatelná vůči impedancím \mathbf{Z}_1 a \mathbf{Z}_2 .

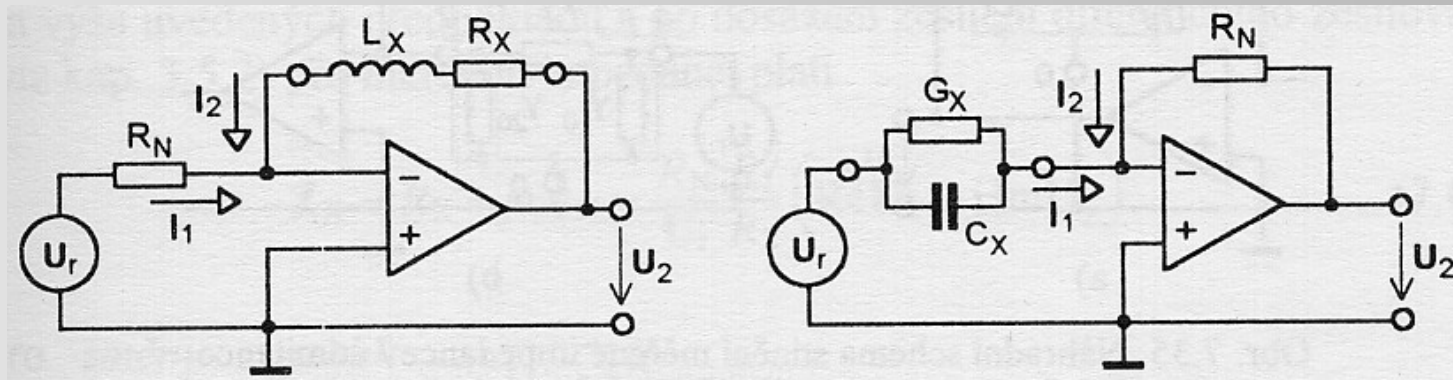


Číslicové RLC měřiče

Převodníky impedance (admittance) → fázor napětí

Základním blokem většiny *číslicových RLC měřičů* je převodník $\mathbf{Z} \rightarrow \mathbf{U}$ nebo $\mathbf{Y} \rightarrow \mathbf{U}$. Jejich principiální schémata jsou uvedeny níže. Zapojení uvedené vlevo je vhodné pro *měření prvků sériového náhradního schématu cívky*. Za předpokladu ideálního operačního zesilovače platí, že $\mathbf{I}_1 = -\mathbf{I}_2$ a tedy

$$\frac{\mathbf{U}_r}{R_N} = -\frac{\mathbf{U}_2}{\mathbf{Z}_X}$$



Číslicové RLC měřiče

Za předpokladu, že $\text{Re}\mathbf{U}_2$ je ve fázi s napětím \mathbf{U}_r a složka $\text{Im}\mathbf{U}_2$ je kolmá k napětí \mathbf{U}_r , pak po dosazení za $\mathbf{Z}_X = R_X + j\omega L_X$ a po dalších úpravách (oddělení reálné a imaginární složky) platí

$$R_X = -\frac{R_N}{U_r} \text{Re}\mathbf{U}_2 \quad \text{a} \quad L_X = -\frac{R_N}{\omega U_r} \text{Im}\mathbf{U}_2 .$$

Reálná a imaginární složka napětí \mathbf{U}_2 se měří vektorvoltmetrem, přičemž napětí \mathbf{U}_r je přivedeno na jeho referenční vstup.

Pro měření parametrů paralelního náhradního schématu kondenzátoru je naopak vhodné zapojení uvedené na slidu 29 vpravo. Obdobně jako v předchozím případě platí

$$\mathbf{U}_r \mathbf{Y}_X = -\frac{\mathbf{U}_2}{R_N}$$

a po dosazení $\mathbf{Y}_X = G_X + j\omega C_X$ a po oddělení reálné a imaginární složky

$$G_X = -\frac{\text{Re}\mathbf{U}_2}{U_r R_N} \quad \text{a} \quad C_X = -\frac{\text{Im}\mathbf{U}_2}{\omega U_r R_N} .$$

Číslicové RLC měřiče

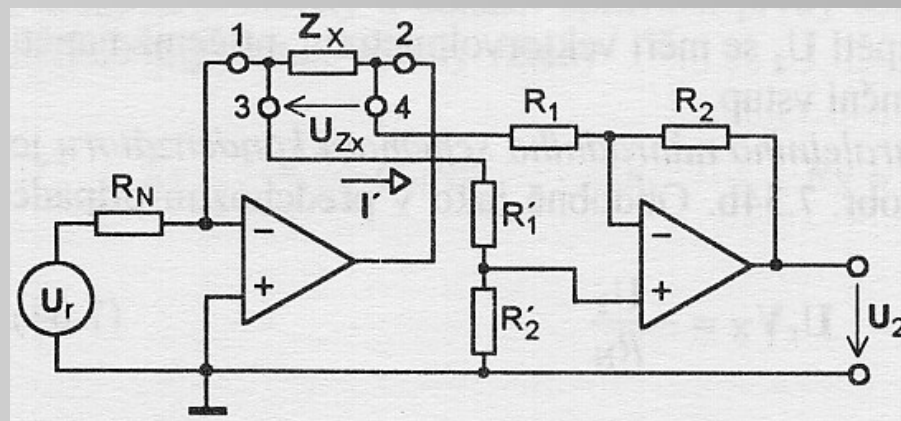
Pro měření malých impedancí je nutné připojit měřenou impedanci čtyřsvorkově. Toto umožňuje následující zapojení, kde úbytek napětí na měřené impedanci \mathbf{Z}_X je zesilován diferenčním zesilovačem $R_{W(i)} \ll R_1$, $i=3, 4$ ($R_{W(i)}$ je odpor přívodu a přechodový odpor i -té svorky) a platí

$R_1 = R'_1$, $R_2 = R'_2$, pak

$$\frac{U_2}{R_N} = - \frac{U_{Z_X}}{Z_X} + I'; \quad I' = U_{Z_X} \frac{R_{W1}/Z_X}{R'_1 + R'_2}$$

a po dosazení

$$\mathbf{Z}_X = R_X + j\omega L_X = \frac{R_N R_1}{U_r R_2} (\operatorname{Re} \mathbf{U}_2 + \operatorname{Im} \mathbf{U}_2).$$

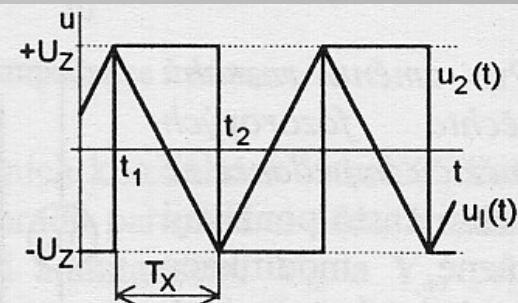
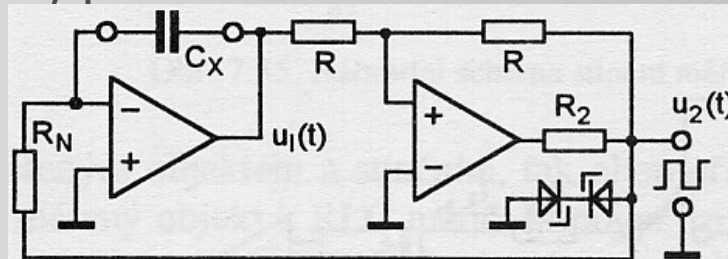


Číslicové RLC měřiče

Převodníky kapacita → čas

Nejjednodušší *číslicové měřiče kapacity* (jedna z funkcí přenosných číslicových multimetrů) využívají obvykle *převodníku* $C \rightarrow T$. Předpokládáme, že na výstupu komparátoru je konstantní napětí $-U_Z$ (definované sériově zapojenými Zenerovými diodami). Toto napětí se integruje a výstupní napětí OZ2 roste. V okamžiku t_1 , kdy $u_1(t)$ dosáhne hodnoty $+U_Z$, komparátor překlápí a jeho výstupní napětí se změní z $-U_Z$ na $+U_Z$. V tento okamžik výstupní napětí integrátoru začne klesat až do okamžiku t_2 , kdy dosáhne hodnoty $-U_Z$. Pak komparátor opět překlápí a celý děj se opakuje. Po změření časového intervalu $T_X = t_1 - t_2$, který lze snadno změřit čítačem, platí že

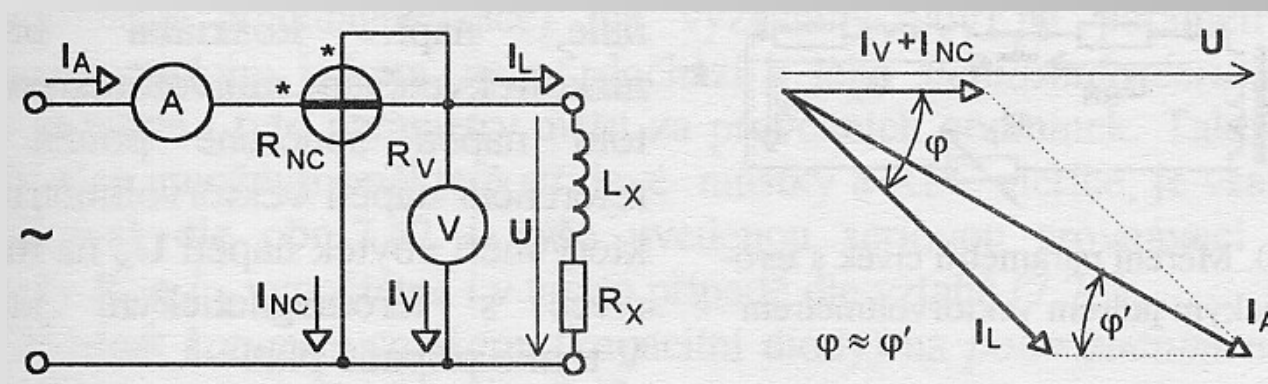
$$C_X = \frac{T_X}{2R_N}.$$



Měření parametrů tlumivek

V případech, kdy je třeba měřit *parametry cívky s feromagnetickým jádrem*, např. tlumivky, závisí tyto parametry na *sycení feromagnetického jádra* (hodnotě B). Je tedy třeba měřit tyto parametry při proudu a frekvenci, při kterých budou používány. V případě pracovních proudů řádově jednotek A není tedy možné použít běžné můstky nebo RLC měřiče. V těchto případech je vhodné použít výchylkové metody měření.

Jedna z možností je použít uvedené zapojení. Odpor R_x v náhradním schématu měřené cívky v sobě zahrnuje jak odpor vinutí, tak odpor respektující ztráty ve feromagnetickém jádře, které závisí na jeho sycení



Měření parametrů tlumivek

a frekvenci. Jeho hodnoty tedy není možné určit měřením stejnosměrným proudem, je ale možné je určit změřením celkových ztrát např. wattmetrem. Za předpokladu, že odpor voltmetru a napětového obvodu wattmetru je mnohem větší než absolutní hodnota měřené impedance, platí

$$|\mathbf{Z}_X| = \sqrt{R_x^2 + \omega^2 L_x^2} = \frac{U}{I}; \quad R_x = \frac{P}{I^2}$$

a po úpravě

$$L_x = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{U^2}{I^2} - R_x^2} = \frac{1}{\omega I} \sqrt{U^2 - \frac{P^2}{I^2}}.$$

Při použití elektrodynamického wattmetru je třeba vzít v úvahu jeho frekvenční závislost zejména při malém $\cos\varphi$, což je právě tento případ. Je tedy možné jej použít pouze v rozsahu do stovek Hz a pro vyšší frekvence je nutné použít elektronický širokopásmový wattmetr.

Literatura

- [1] HAASZ, V., ROZTOČIL, J., NOVÁK, J., *Číslicové měřicí systémy*. ČVUT, Praha 2000, ISBN 80-01-02219-6.
- [2] HAASZ, V. SEDLÁČEK, M., *Elektrická měření, Přístroje a metody*. ČVUT, Praha 2005, ISBN 80-01-02731-7.

Úkol za extra 1 bod navíc (100+1):

Nalezněte pro měření impedance ve frekvenčním pásmu 100 Hz až 100 MHz vhodný měřicí přístroj (musí mít komunikační port podporující protokol SCPI).

Své odpovědi zašlete spolu s uvedením zdrojem informace (nejlépe [www odkaz](#)) na níže uvedený email do **pá 4. 4. 2008 do 12:00**. První email, který bude vyhodnocen musí být zaslán nejdříve v **út 1. 4. 2008 ve 20:00**. Hodnoceno bude prvních **8 různých odpovědí !!!!**

Vaše odpověď musí obsahovat jiný přístroj, než který navrhují Vaši kolegové.



drino@feec.vutbr.cz