

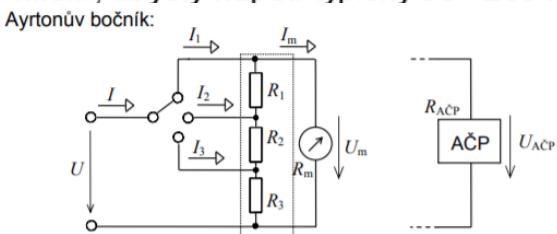
E07: Přístroje pro měření elektrického proudu, napětí a výkonu, kmitočtu a fázového rozdílu a základních parametrů pasivních prvků (odpor, indukčnost, kapacita). (Elektrická měření)

SS proud

Podle velikosti měřeného proudu:

1 μ A až 10 A číslicové multometry popř. magnetoelektrické ampérmetry,
(s přepínatelným bočníkem, úbytky napětí typicky 50 \div 200 mV)

- použití nejčastěji Ayrtonův bočník



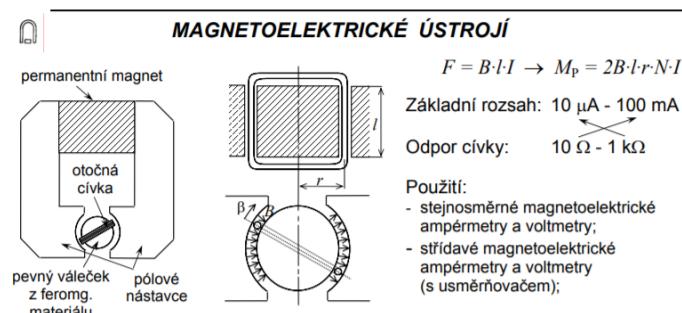
$$U_m = (R_1 + R_2 + R_3)(I_1 - I_m)$$

$$U_m + R_1 I_m = (R_2 + R_3)(I_2 - I_m)$$

$$U_m + (R_1 + R_2)I_m = R_3(I_3 - I_m)$$

Poznámka:
Stejným způsobem
je řešeno přepínání
proudových rozsahů
u čísl. multimetrů

Magneto-elektrické přístroje



Proud teče cívku ve stabilním magnetickém poli (permanentní magnet). Vznik indukovaného mg. pole má za následek otočení cívky, aby se magnetická pole vyrovnala. Na cívce ve připevněná ručička. - lze pouze pro SS veličiny a přístroj ukazuje střední hodnotu

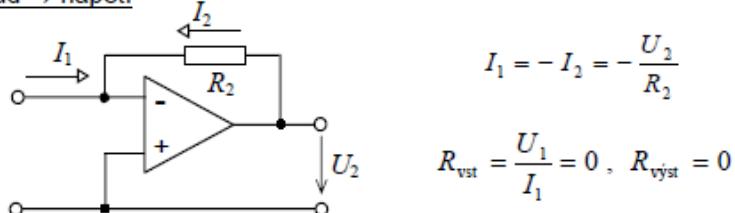
10 A až 1000 A externí bočník + číslicový multimeter popř. magnetoelektrický milivoltmetr (úbytky napětí typicky 50 \div 200 mV)

10 mA až 10 kA bez úbytku napětí – používají se magnetické senzory (i pro střídavá měření):

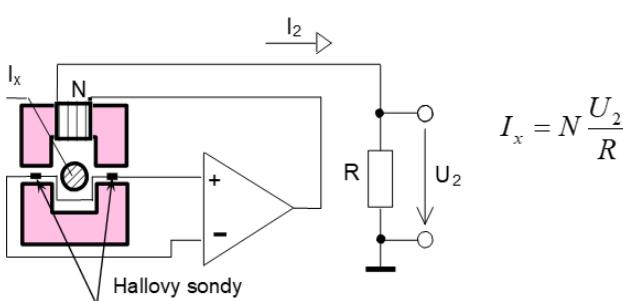
< 1 μ A speciální číslicové nano/pikoampérmetry (obvykle měření úbytku napětí na vysokoohmovém odporu mikrovoltmetrem)

< 10 mA bez úbytku napětí – převodník proud - napětí s OZ

Převodník proud \rightarrow napětí



- Opět použití Ayrtonova bočníku, externí proto, že při proudu 1000 A a úbytku napětí 200 mV je výkon 200 W. Na bočník je tedy nutné připojit chladič jako předejítí poškození

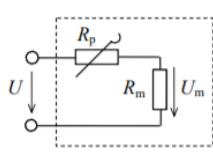


Vodičem I_x protéká měřený proud, který vybuzuje magnetické pole. Pole je měřeno Hallovými sondami, které jsou připojeny do zesilovače. Ve zpětné vazbě je cívka přivedená na C-jádra. Pro jednoduchost se používá symetrie závitů, tedy cívka s $N/2$ závitý na každém jádře na rozdíl od obrázku. Obvod s OZ se vyrovná, pokud se budou rovnat magnetické veličiny, tedy $I_x * 1(1\text{ závit, kabel}) = N * I_2$.

SS napětí

10 mV ÷ 1000 V magnetoelektrické voltmetry, $R_i = 1 \div 50 \text{ k}\Omega/\text{V}$

MAGNETOELEKTRICKÝ VOLTMETR

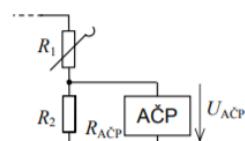


$$U = I_m \frac{(R_p + R_m)}{R_V}$$

$$R_p = \frac{U}{I_m} - R_m$$

Většinou se udává R_i v (Ω/V) - vztaženo k rozsahu!

Změna odporu vstupní cívky,
pro napětí velký odpor



Poznámka: U číslačkových multimetrů
se obvykle pro přepínání napěťových
rozsahů používá odporový dělič

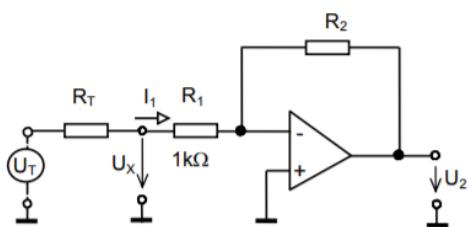
10 mV ÷ 1000 V
< 10 mV

běžné multimetry, $R_{VST} = 10 \text{ M}\Omega$
kvalitní multimetry, speciální mikro/nanovoltmetry

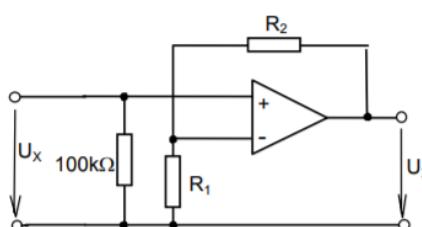
Se zesilovačem

> 10 mV

měřící stejnosměrně vázané zesilovače (nutno uvažovat i vliv vstupní
napěťové nesymetrie)



Obr. 2 Invertující zesilovač pro zesílení
napětí termočlánku

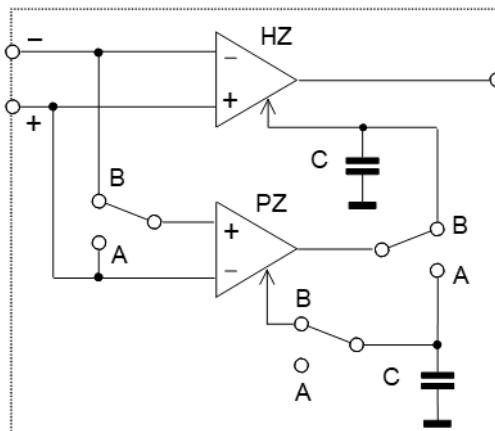


Obr. 3 Neinvertující zesilovač se vstupním
odporom 100 kΩ

Obrázky přímo z návodu
na měření.

Vstupní napěťová
nesymetrie – zkratuji
vstup a změřím napětí
na výstupu a podělím
zesílením zesilovače.

0,1 mV ÷ 10 mV automaticky nulované zesilovače



HZ – hlavní zesilovač
PZ – pomocný zesilovač

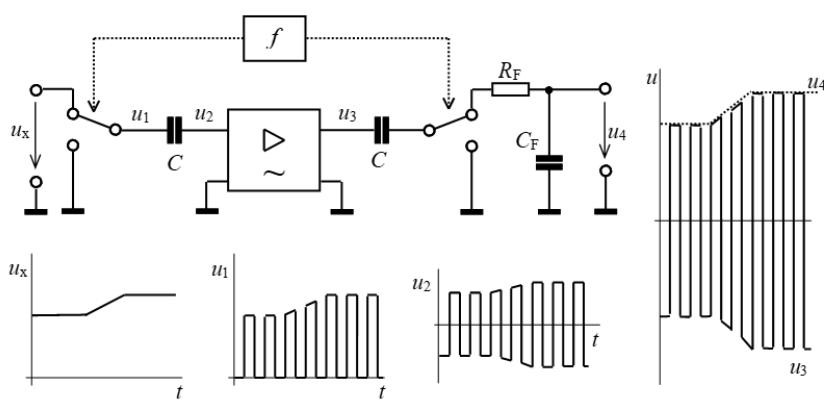
A – zjištění nesymetrie PZ a zapamatování hodnoty (nabití
spodního C)

B – Zesílení nesymetrie HZ pomocí PZ + kompenzace ze
spodního C, tato hodnota se uloží přes horní C a s kompenzací
je počítáno v dalším taktu.

< 0,1 mV

modulační zesilovače

Modulační zesilovač

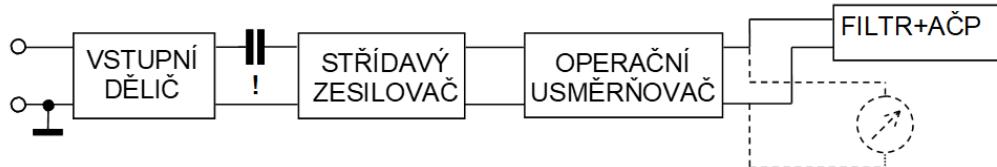


Napětí u_x je pomocí pravidelného
přepínání „převedeno“ na střídavý
signál, ten je derivačním článkem ($C +$
vstupní odpor zesilovače) zbaven SS
složky. Poté zesílením a stejně střídavým
připojováním hodnoty přepínače na
integrační článkem je znova vykreslen
původní signál, zesílený.

Střídavé napětí

1. Měření střední hodnoty, cejchováno v efektivní hodnotě pro sinusový průběh

- číslicové multimetry nižší třídy (od cca 10 mV, do cca 100 kHz)
- magnetoelektrický s usměrňovačem 2 ÷ 1000 V (50 Hz ÷ 5 kHz)
- pro zvětšení rozsahu a galvanické oddělení měřicí transformátory napětí



2. Měření efektivní hodnoty

- elektromagnetický (feromagnetický), 10 ÷ 1000 V !!!POZOR!! frekvenční omezení
- magnetoelektrický s termočlánkem
- číslicové multimetry – střídavé rozsahy označené RMS nebo True RMS
- vzorkovací metody – číslicové zpracování signálu

pro schodovitou approximaci

$$U_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i^2}$$

- feromagnetické = 2 plíšky.
Pevný na cívce, kam se přivádí proud, pohyblivý na ručičce. Při přivedení proudu se nabijí oba stejně a začnou se odpuzovat, moment poté vykompenzován pružinou pro ustálení.

kde N = počet vzorků za periodu

- pro zvětšení rozsahu a galvanické oddělení měřicí transformátory napětí

- omezeno asi do 300 Hz RMS – správná hodnota pouze u sinusových průběhů. Tedy usměrnění, vyhlazení a poté vydělení činitelem výkyvu pro sin. průběh – 1,41.

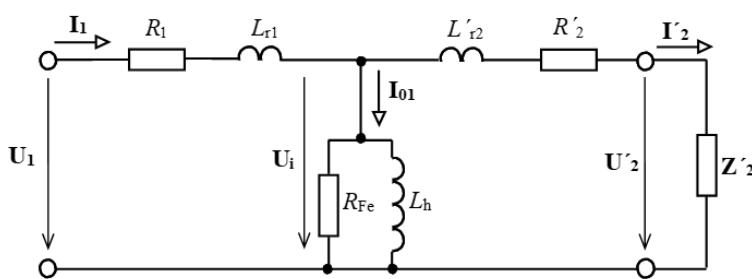
True RMS – lze pro jakýkoliv signál, změří okamžitou hodnotu, umocní na druhou, zaintegruje a zase odmocní a dostane tedy skutečnou ef. hodnotu i pro nesinusový průběh

Měřicí transformátory napětí (MTU)

Použití: střídavá napětí > 100 V bez stejnosměrné složky

Parametry: jmenovitý kmítocet 50 (60, 400) Hz; jmenovitá hodnota napětí $U_2 = 100$ V

Zjednodušené náhradní schéma měřicího transformátoru (přepočteno na převodem 1 : 1)



L_r – rozptylové, ztrátové indukčnosti
 R_{Fe} – odpor železa, energie potřebná na zmagnetování
 - všechny hodnoty s čárkou značí výstupní hodnoty násobené poměrem závitů, toto schéma je upravené pouze pro primár

$$U'_2 = U_2 \frac{N_1}{N_2}$$

Střídavý proud

1. Měření střední hodnoty, cejchováno v efektivní hodnotě pro sinusový průběh

- číslicové multimetry nižší třídy - jednotky mA ÷ jednotky A (50 Hz ÷ jednotky kHz) téměř vždy bočník (Ayrtonův), úbytky cca 100 mV
- magnetoelektrický s usměrňovačem jednotky mA ÷ jednotky A (50 Hz ÷ jednotky kHz) Pozor, kvůli linearizaci stupnice velké úbytky na bočníku (cca 2 V), velká spotřeba na vyšších rozsazích.

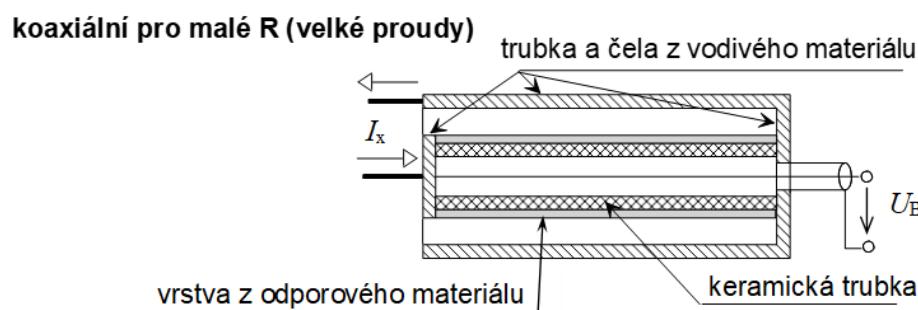
2. Měření efektivní hodnoty

- číslicové multimetry střední/vyšší třídy s převodníky efektivní hodnoty – viz 9. přednáška – (50 Hz ÷ jednotky/desítky kHz) – stř. rozsah označen **RMS**, měření na bočníku
- elektromagnetický (feromagnetický), 0,1 ÷ 100 A - **frekvenční omezení stovky Hz**

Pro vyšší kmitočty (do stovek kHz) se používá bezindukční (koaxiální) bočník (viz. přednáška 7)

Měření proudu s galvanickým oddělením, měření velkých proudů

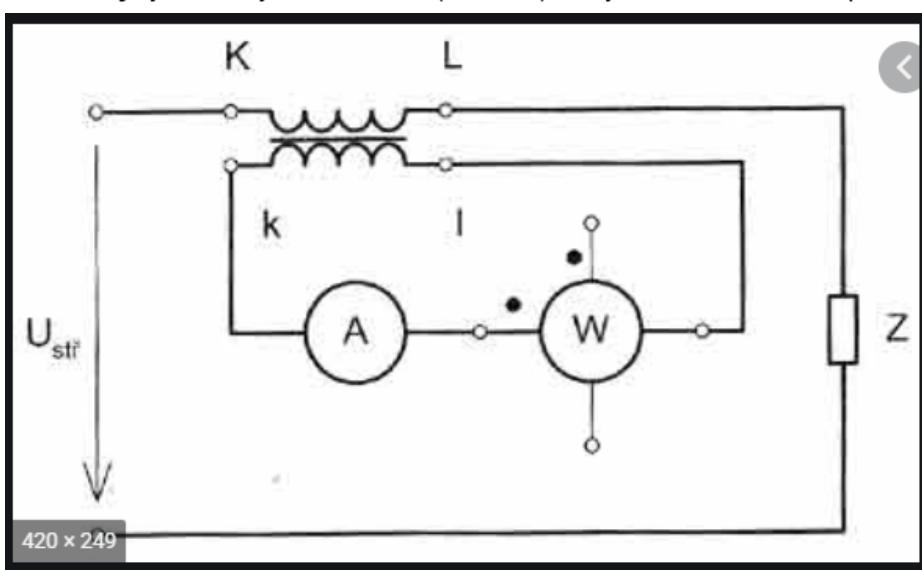
- Převodníky s Hallovou sondou (viz. stejnosměrná měření, přednáška 10)
- Měřicí transformátory proudu



Měřicí transformátory proudu (MTP)

Použití: střídavé proudy $\geq 10 \text{ A}$ **bez stejnosměrné složky** (galv. oddělení – i pro nižší proudy)

Parametry: jmenovitý kmitočet 50 (60, 400) Hz; jmenovitá hodnota proudu $I_2 = 5\text{A}$ (1A)



Obrázek nalezen jinde, příklad zapojení

Přístroje pro měření výkonu

Okamžitý výkon: $p = u i$

stejnosměrný proud $P = UI$
 střídavý proud $P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt$

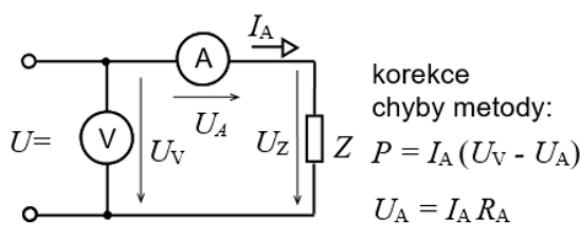
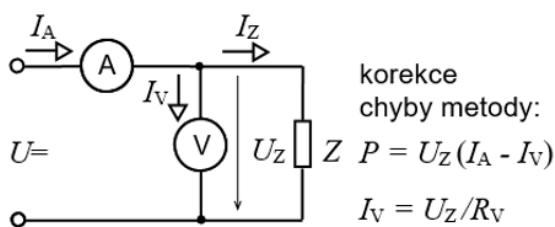
Harmonické průběhy:

$$P = U_{\text{ef}} I_{\text{ef}} \cos \varphi \quad \text{činný výkon}$$

$$Q = U_{\text{ef}} I_{\text{ef}} \sin \varphi \quad \text{jalový výkon}$$

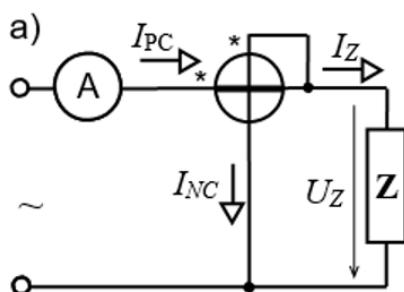
$$S = U_{\text{ef}} I_{\text{ef}} \quad \text{zdánlivý výkon}$$

Měření výkonu stejnosměrného proudu

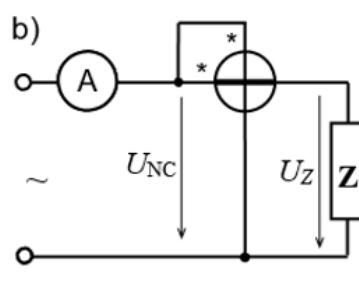


Vždy je potřeba odečít údaj, který ovlivňuje přístroj „blíže ke zdroji“

Střídavý výkon v jednofázové síti



$$P = k_W \alpha_W - U^2 / R_{NC}$$



$$P = k_W \alpha_W - I^2 R_{PC} \quad (R_{PC} \text{ většinou neudán})$$

k – konstanta wattmetru = kolik wattů je jeden dílek na stupnici
 $= (\text{Proudový rozsah} * \text{napěťový rozsah}) / \text{počet dílků na stupnici}$
 α – výchylka ručky
 R_{NC} – odpor napěťové cívky

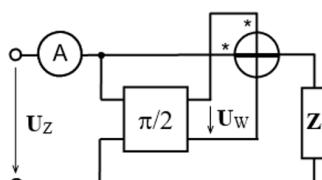
!!! Pro toto měření nelze použít voltmetr a ampérmetr. Wattmetr zde počítá i s fázovým posunem!!!

Jalový výkon

$$Q = UI \sin \varphi = UI \cos(\pi/2 - \varphi)$$

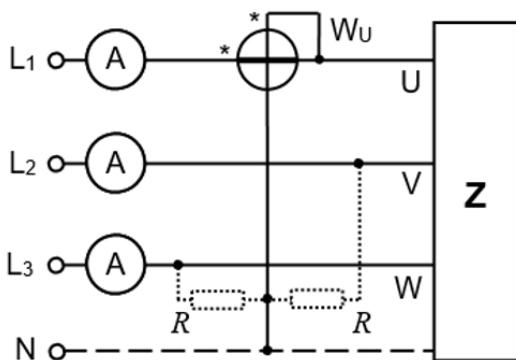
↓

U_W je nutno posunout o $\pi/2$ vůči U_Z



Měření výkonu v trojfázové síti

$$P_C = 3P_U = 3P_V = 3P_W$$



Konec napěťové cívky připojím buď k N („nulák“) nebo si vytvořím umělou nulu, že spojím všechny fáze přes stejný odpor do jednoho bodu. Tedy na obrázku se $R = R_{NC}$.

Jalový výkon:

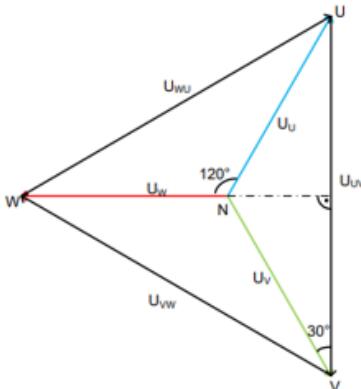
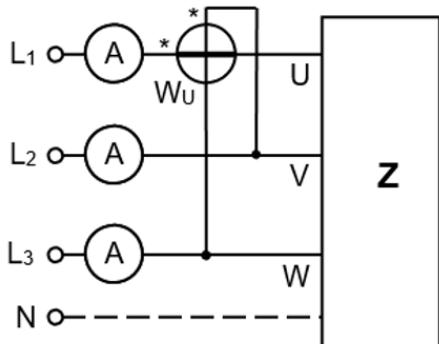
$$Q_C = 3Q_U = 3Q_V = 3Q_W$$

$$Q = U_U I_U \sin \phi_U = \\ = U_U I_U \cos (\pi/2 - \phi_U)$$

$$U_U \perp U_{VW}; |U_{VW}| = \sqrt{3} |U_U|$$

Zapojení takto, abychom dosáhli posunu o $\pi/2$
 - $\sqrt{3}$ tam je proto, že měříme tentokrát sdružené napětí
 fázové napětí = napětí mezi fází a „nulou“
 sdružené napětí = napětí mezi jednotlivými fázemi

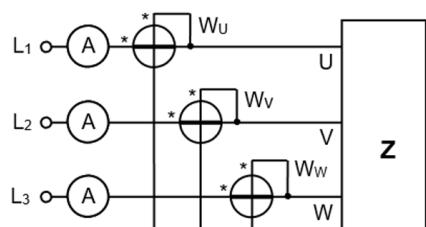
$$U_{UV} = 2 \cdot U_V \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{3} \cdot U_V \quad \rightarrow \text{z goniometrie}$$



Pokud máme 3 wattmetry:

Souměrná soustava napětí, nesouměrná zátěž

Činný výkon:

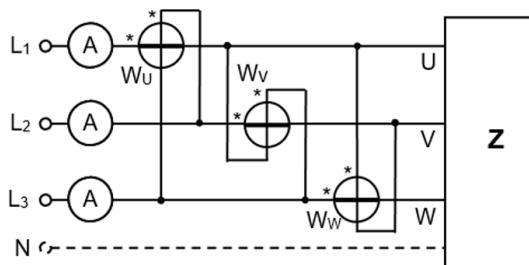


$$P_C = P_U + P_V + P_W$$

Korekce spotřeby napěťového obvodu:

$$P_C = N_U - \frac{U_U^2}{R_{NC,U}} + N_V - \frac{U_V^2}{R_{NC,V}} + N_W - \frac{U_W^2}{R_{NC,W}} = \\ = N_U + N_V + N_W - 3 \frac{U_F^2}{D}$$

Jalový výkon:



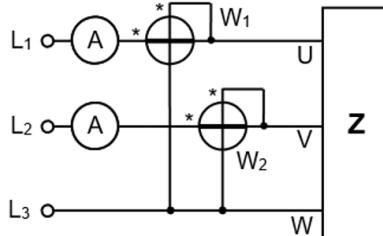
$$Q_C = Q_U + Q_V + Q_W$$

$$Q_C = \frac{N_U}{\sqrt{3}} + \frac{N_V}{\sqrt{3}} + \frac{N_W}{\sqrt{3}}$$

(N je údaj wattmetru)

Měření pomocí dvou wattmetrů:

Třívodičová síť - stačí 2 wattmetry - Aronovo zapojení



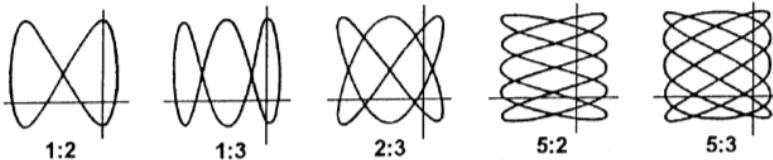
$$P = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T (u_U i_U + u_V i_V + u_W i_W) dt = \\ = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T [u_U i_U + u_V i_V - u_W (i_U + i_V)] dt = \\ = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T [(u_U - u_W) i_U + (u_V - u_W) i_V] dt = \\ = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T (u_{UW} i_U + u_{VW} i_V) dt$$

Obecně platí: „Pokud máme N vodičovou síť, tak pro změření výkonu nám stačí $N-1$ wattmetrů.“
 - z jedné fáze si vlastně uděláme nulák

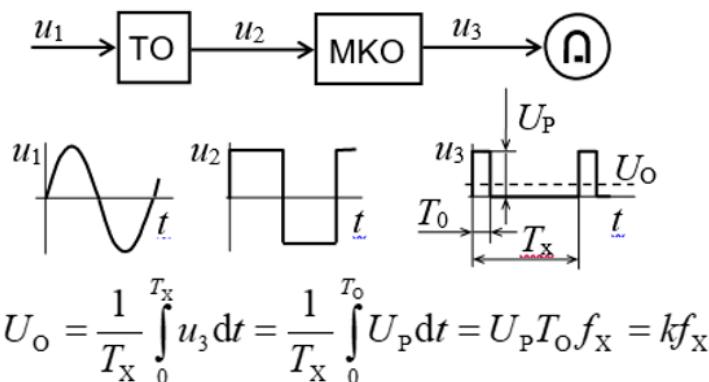
Měření frekvence

- Měření kmitočtu osciloskopem**
- Srovnávací metoda v režimu X-Y pro **celistvý poměr kmitočtů** (Lissajousovy obrazce)
- Přímé měření osciloskopem: $f_x = 1/T$ (orientační málo přesná metoda)

Poměr frekvencí vytvoří různé obrazce, které se budou velmi rychle pohybovat. Změnou kmitočtu chceme dosáhnout zastavení těchto obrazců a podle jejich tvaru můžeme odhadnout poměr mezi kmitočty.



Elektronický analogový kmitoměr



TO = tvarovací obvod, udělá ze sin.
obdélníky

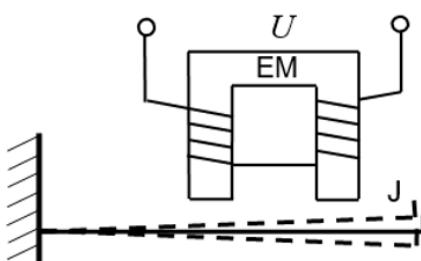
MKO = Monostabilní Klopny Obvod, obvod zůstává ve stabilním stavu, ze kterého ho může na krátkou chvíli vychýlit právě obdélníkový průběh

Vibrační kmitoměr

J = několik jazýčků vedle sebe, kde je každý jazýček naladěný na jiný kmitočet

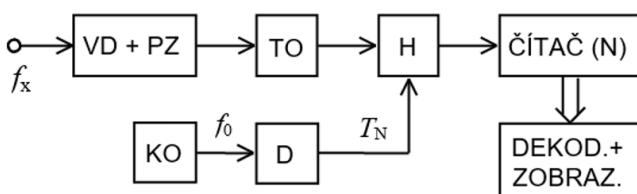
EM = ElektroMagnet, do závitu kolem magnetu pustíme náš signál a výsledný kmitočet určíme podle jazýčku s největší výchylkou

-Už poměrně zastarale



Číslicové měřiče kmitočtu – čítače

a) režim přímého měření kmitočtu



$$f_x = N / T_N$$

(N = počet pulsů načítaných za dobu T_N)

VD + PZ = vstupní dělič + předzesilovač

TO = tvarovací obvod
KO = krystalický oscilátor

Rozlišení: $\Delta f_x = 1 / T_N$
($T_N = 1$ s $\rightarrow \Delta f_x = 1$ Hz)

D = D-klopny obvod

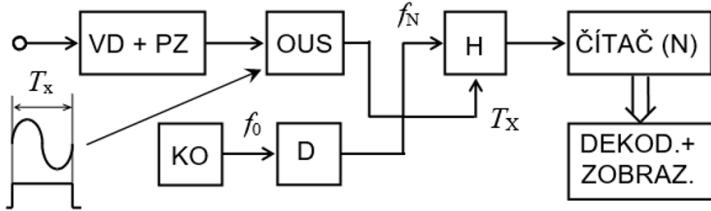
-funguje jako paměť
v podstatě, hodnotu na výstupu je možné změnit

Režim přímého měření je vhodný pro $f_x > 10$ kHz

pouze pokud je přiveden hodinový signál

- Hradlo přivádí signál do čítače po známou dobu T_N a z počtu pulsů je poté spočtena frekvence
- Je potřeba se nejprve na signál podívat osciloskopem, abychom správně nastavili hladinu pro pulsy, aby nedošlo k zákmitům

b) režim měření doby periody



$$T_X = N T_N = N / f_N; f_X = 1 / T_X$$

Rozlišení: $\Delta' T_X = 1 / f_N$

$$(f_N = 10 \text{ MHz} \rightarrow \Delta' T_X = 0,1 \mu\text{s})$$

Režim přepočtu z doby periody je vhodný pro
 $f_X < 10 \text{ kHz}$

OUS = Obvody pro
Úpravu Signálu
- úprava signálu, aby
bylo hradlo otevřeno
opravdu jednu
periodu

-Funguje stejně jako předchozí akorát opačně. Do hradla je přiváděn signál o známé frekvenci a náš signál naopak řídí dobu otevření hradla.

Měření periody s průměrováním

Měření doby n period ($n = 10^k$) – kolísání se uplatní n -krát méně (tzv. **průměrování**), doba ke zlepšení 1 periody se určí posunutím desetinné čárky vlevo o k pozic
-slouží přesnosti

Určení kmitočtu (periody) z ovzorkovaného průběhu:

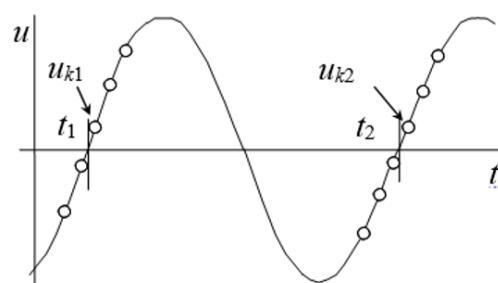
(osiloskop s číslicovou pamětí)

k_1 – číslo vzorku po 1. průchodu signálu u nulou

k_2 – číslo vzorku po 2. průchodu signálu u nulou
(se stejnou derivací)

$$T = (k_2 - k_1)T_s; \quad T_s \text{ je perioda vzorkování}$$

Zpřesnění: t_1, t_2 lze určit lin. interpolací

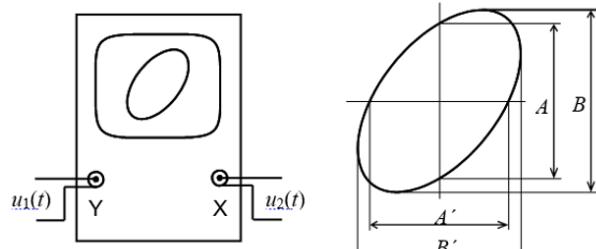


- každý vzorek má své číslo, které si osciloskop pamatuje
- stejná derivace = aby osciloskop nebral průchod 0, když signál klesá

Měření fázového rozdílu

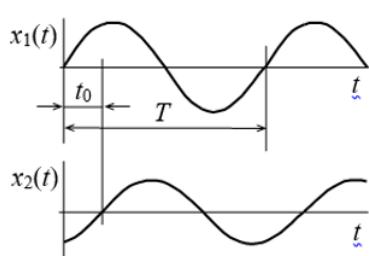
osiloskopem:

a) v režimu X-Y



$$\varphi = \arcsin \frac{A}{B} = \arcsin \frac{A'}{B'}$$

b) dvoukanálovým osciloskopem v časové oblasti



$$\varphi = \omega t_0 = 2\pi f t_0 = \frac{2\pi t_0}{T} \quad (\text{rad})$$

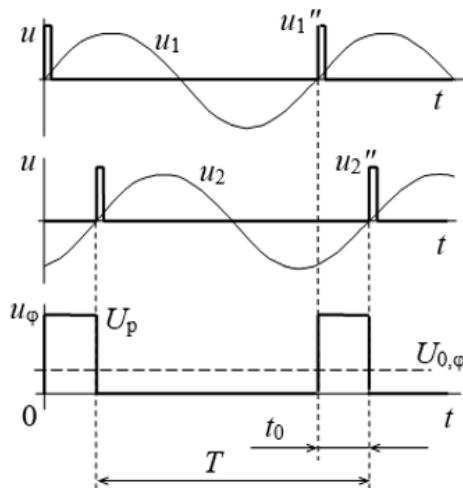
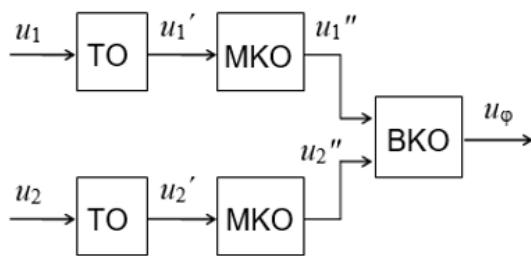
$$\varphi = \frac{360 t_0}{T} \quad (^{\circ})$$

-rozměry odečteme ze mřížky

Osciloskop umožňuje posouvat signál ve směru osy y.
Nastavíme tedy signály, aby se nám lépe odečítalo.

Elektronické fázoměry

Princip:



BKO = Bistabilní klopný obvod, podle vstupního napětí dokáže měnit mezi dvěma stabilními stavů

Vyhodnocení lze dělat dvojím způsobem:

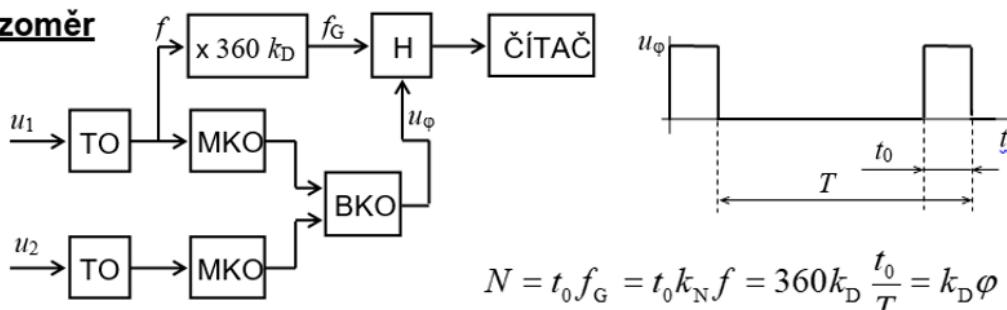
a) měření střední hodnoty výstupního napětí

$$U_{0,\varphi} = \frac{1}{T} \int_0^T u_\varphi(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_0} U_p dt = U_p \frac{t_0}{T} = U_p \frac{\varphi}{2\pi} = c\varphi$$

b) pomocí čítače (měří se i doby pulzu t_0)

$$\varphi = \frac{2\pi t_0}{T} \quad (\text{rad}) \quad \varphi = \frac{360 t_0}{T} \quad (^{\circ})$$

Číslicový fázoměr



$$N = t_0 f_G = t_0 k_N f = 360 k_D \frac{t_0}{T} = k_D \varphi$$

x 360 k_D

- signál se vynásobí nějakou konstantou

- funguje to jako kombinace předešlých dvou obvodů, doba pulzu (fázový rozdíl) určuje dobu otevření hradla

Další možnosti měření:

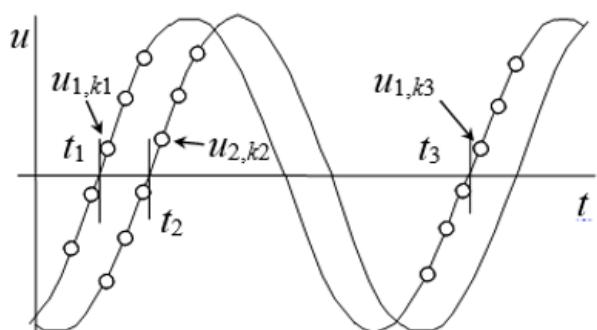
- z ovzorkovaného průběhu (např. čísl. osciloskop):

k_1 – číslo vzorku po 1. průchodu signálu u_1 nulou

k_2 – číslo vzorku po 1. průchodu signálu u_2 nulou
(se stejnou derivací)

k_3 – číslo vzorku po 2. průchodu signálu u_1 nulou
(se stejnou derivací)

$$T = (k_3 - k_1) T_s \quad \left. t_0 = (k_2 - k_1) T_s \right\} \rightarrow \varphi = 2\pi \frac{t_0}{T} = 2\pi \frac{k_2 - k_1}{k_3 - k_1}$$



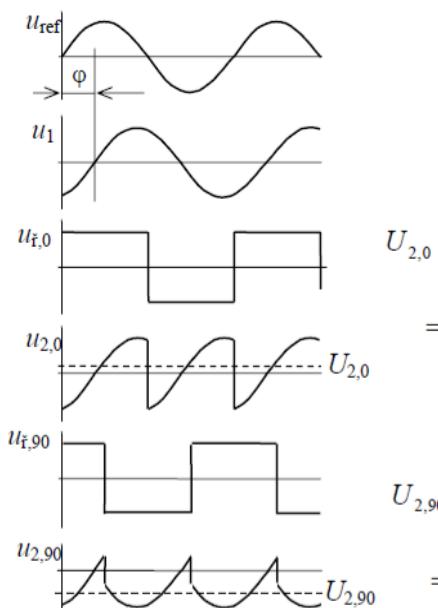
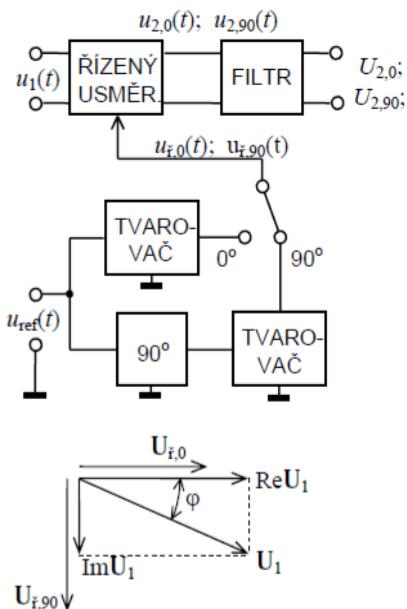
- při měření výkonů: $\cos\varphi = P/S$

- vektorvoltmetrem: 1. signál – ref., 2. signál - U_x

- funguje podobně jako měření periody, ale zohledňuje se i druhý signál

Měření fázoru napětí pomocí řízeného usměrňovače-VEKTORVOLTMETR

Po odfiltrování střídavých složek dolnofrekvenční propustí je ss. napětí $u_{2,0}$ na výstupu ř.u. úměrné reálné složce měřeného fázoru. Posuneme-li řídící napětí o 90° ($\pi/2$), odpovídá ss. napětí $u_{2,90}$ složce imaginární.



Fázový posun lze změřit v obou režimech vektor voltmetu.

$$U_{2,0} = \frac{2}{\pi} U_m \cos \varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{ef} \cos \varphi$$

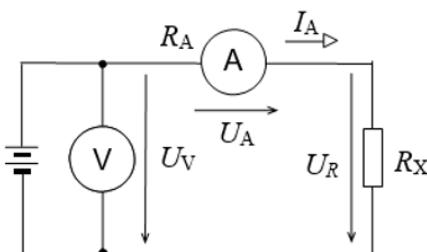
$$U_{2,90} = \frac{2}{\pi} U_m \sin \varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{ef} \sin \varphi$$

Měření odporů

Ohmova metoda, 2 základní zapojení:

AMONT

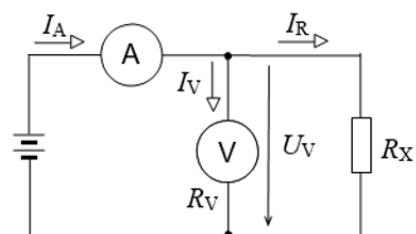
a) velké R:



-Malý odpor ampérmetru neovlivní velké R

AVAL

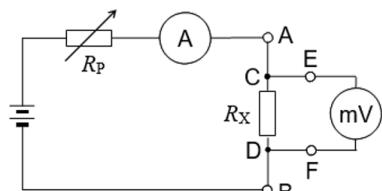
b) střední (a malé) R:



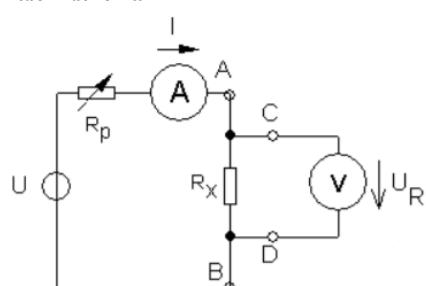
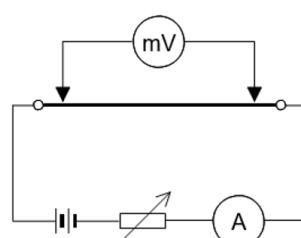
-Díky velkému odporu voltmetru je jím protékající proud téměř zanedbatelný

Měření malých odporů: Odpor považujeme za „malý“ tehdy, pokud je velikost odporu přívodů a přechodových odporů srovnatelná s nejistotou měření.

Eliminace odporů přívodů a přechodových odporů – čtyřsvorkové připojení:



Měření odporu vodiče:

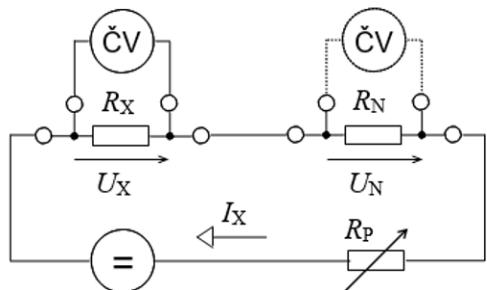


A,B – proudové svorky

C,D – napěťové svorky

Zajistíme, že napětí měříme opravdu na odporu, a ne na proudových svorkách, čímž se zmenší chyba metody.

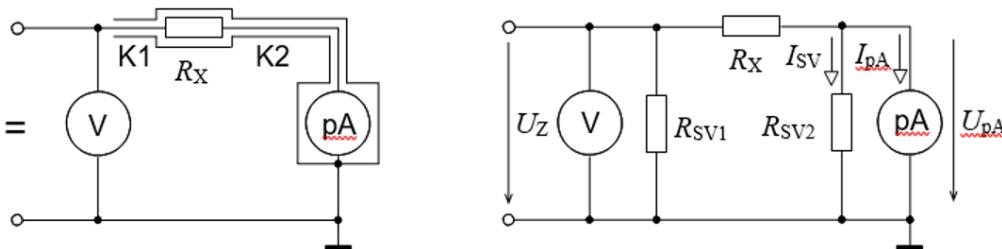
Měření malých odporů sériovou srovnávací metodou



$$R_x = \frac{U_x}{U_N} R_N$$

R_N je odpor se známou velikostí, potenciometrem R_p nastavíme proud a s údaji z číslicových voltmetrů můžeme spočítat neznámý odpor.

Měření velkých odporů: Poměr velikosti měřeného odporu k svodovým odporům je srovnatelný s relativní nejistotou měření.



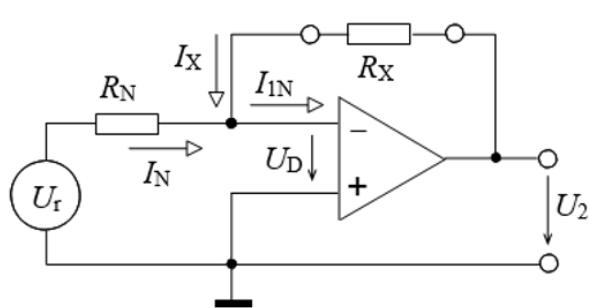
Vliv svodových odporů přívodních kabelů:

R_{SV1} – je paralelně ke zdroji napětí – neuplatní se

R_{SV2} – je paralelně k pA-metru – pokud $U_{pA} \rightarrow 0$, neuplatní se,

jinak $I_{SV} = U_{pA} / R_{SV2} \rightarrow$ chyba metody

Převodník $R \rightarrow U$ („střední“ odpory)



pro ideální OZ

$$I_N = -I_X$$

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

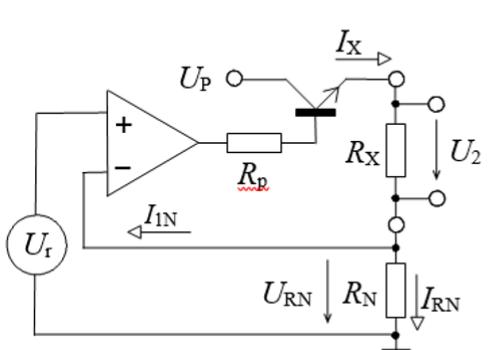
↓

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

-Klasické zapojení s invertujícím OZ se zápornou zpětnou vazbou

-při odvozování na tomto obrázku si nesplést I_N a I_{IN} , $I_{IN} = 0$, ale $I_N \neq 0$

Převodník $R \rightarrow U$ („malý“ odpor), musíme měřit „čtyřsvorkově“ a větším proudem

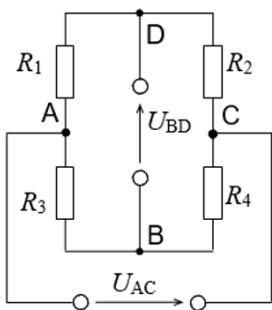


pro ideální OZ $U_r = U_{RN}$

$$\frac{U_2}{R_X} = \frac{U_{RN}}{R_N}; \quad \rightarrow \quad R_X = \frac{U_2}{U_r} R_N$$

Opět zapojení OZ se zápornou zpětnou vazbou. V zapojení je také tranzistor, který je zapojený jako proudový zesilovač, je to proto, že chceme větší proud, abychom na odporu neměřili co nejmenší napětí, ale naopak větší. Kvůli velkému proudu, by přechodový odpor na kontaktech mohl být znatelný, a proto volíme čtyřsvorkové zapojení. U_r (referenční napětí) a U_{rn} známe a z odvození tedy dopočítáme neznámý odpor.

Wheatstoneův můstek



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

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \rightarrow \text{vyvážený můstek} - U_{BD} = 0$$

Rozvážený můstek - převodník $\Delta R \rightarrow U$

$$R_1 = R_0 + \Delta R; \quad R_2 = R_3 = R_4 = R_0$$

Poznámka: Podle mě by měla být opačně šipka napětí tedy U_{DB} místo U_{BD} .

-jsou to vlastně paralelně zapojené 2 děliče, to je pak vidět ze vztahu pro zdroj proudu

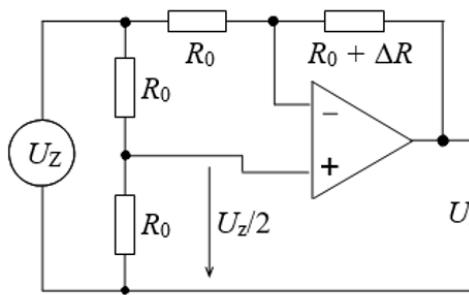
Napájení ze zdroje napětí:

$$U_{BD} = U_{AC} \left(\frac{R_0 + \Delta R}{2R_0 + \Delta R} - \frac{R_0}{2R_0} \right)$$

Napájení ze zdroje proudu:

$$U_{AC} = I_Z \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

Převodník $\Delta R \rightarrow U$ s OZ (tzv. linearizovaný Wheatstoneův můstek)



$$\frac{U_z/2}{R_0} = - \frac{U_2 - U_z/2}{R_0 + \Delta R}$$

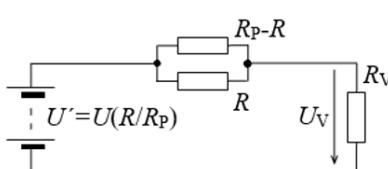
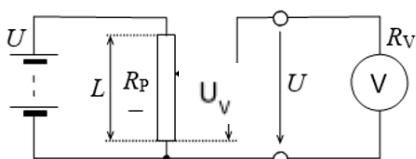
$$\downarrow$$

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

Pro uvědomění funkce, je nutné si říct, že mezi vstupy OZ je nulové diferenční napětí, a tedy na výstupu OZ se nastaví takové napětí, aby na invertujícím vstupu do zesilovače bylo také $U_z/2$.

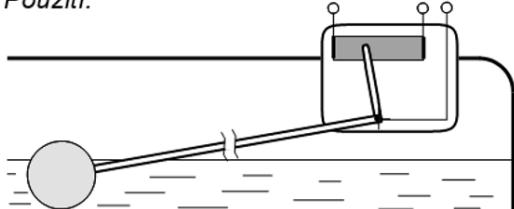
Odporové senzory

Potenciometrické snímače polohy:



$$\text{Pokud } R_V \gg R_p, \text{ pak: } U_V = U \frac{R}{R_p} = U \frac{x}{L}$$

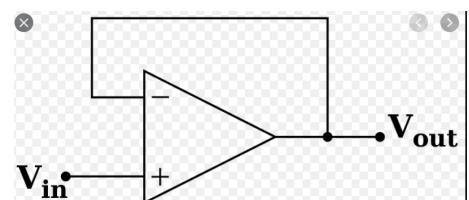
Použití:



Polohu zde snímáme tak, že na pohyblivou část připojíme jezdec. Podle měnícího se odporu a velikosti max. odporu můžeme určit polohu.

Pokud neplatí $R_V \gg R_p$, mezi jezdec a voltmetr zapojíme sledovač napětí, který zajistí, že R_V nebude záležet

Sledovač napětí



Odporové teploměry

1. polovodičové (termistory):

$$R(T) = R_0 e^{b \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} ; \text{ většinou typ NTC}$$

Výhoda: vyšší teplotní koef. než kovové.

Nevýhody: velká nelinearity, malý teplotní rozsah.



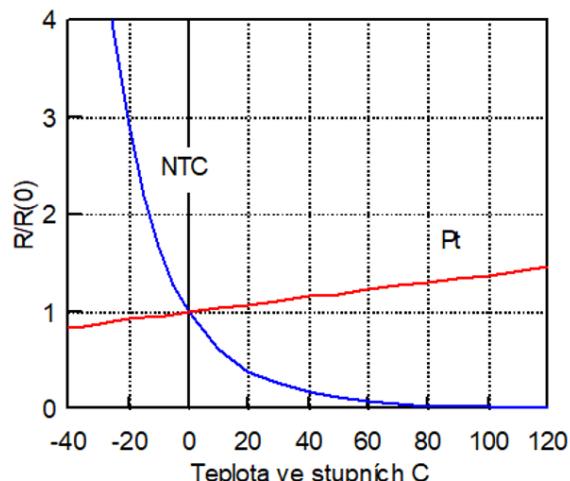
Nízké požadavky na přesnost, ale jednoduché vyhodnocovací obvody ($R \rightarrow U$).

2. kovové:

$$R(\vartheta) = R_0 (1 + \alpha \Delta \vartheta + \beta \Delta \vartheta^2 + \dots)$$

pro Pt a běžná měření lze zanedbat členy

vyššího řádu, $\alpha_{Pt} = 3,91 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, tepl. rozsah – 200 až 850 °C.

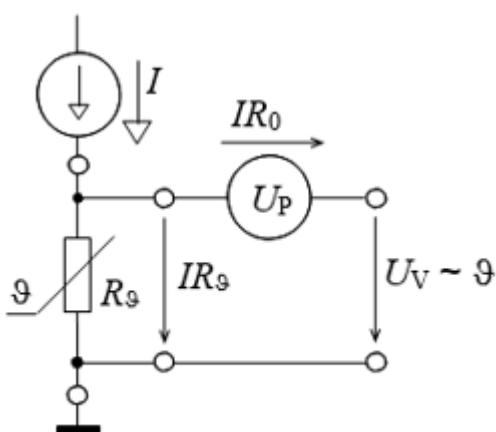


Další možný polovodičový termistor je PTC, který má kladný teplotní koeficient. I když s rostoucí teplotou odpor mírně klesá, dokud se nedosáhne Curieova bodu, kde pak odpor strmě naroste.

Kovové termistory se vyznačují vyšší linearitou, ale malým teplotním koeficientem (malá změna odporu s rostoucí teplotou). V rovnici pro výpočet odporu je uvedeno několik koeficientů, ale nejvíce se uplatní ten prvního řádu. R_0 – odpor při 0° nebo pokojové teplotě (záleží na podmínkách a jak udává výrobce)

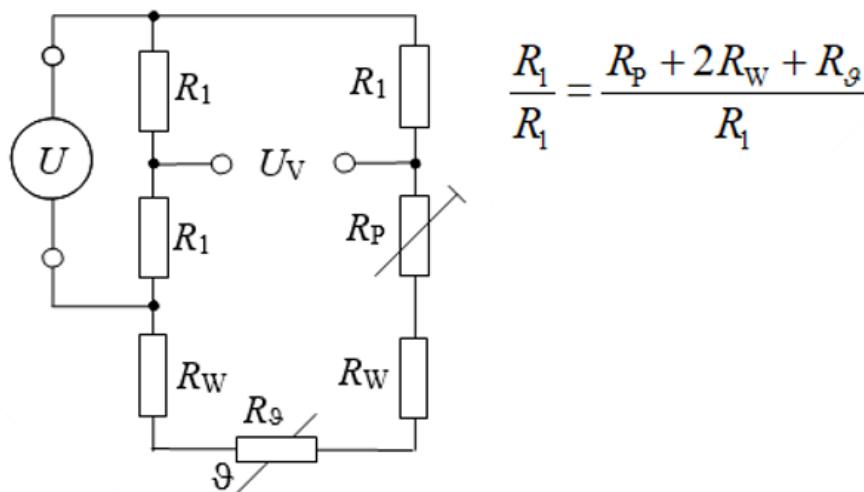
Zapojení pro měření s termistory

Převodník R → U s 4svorkovým připojením a potlačením U_{R0}



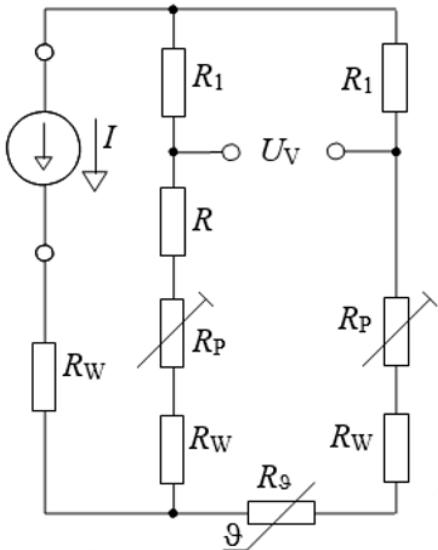
U_p – zdroj, kterým si nastavíme napětí na senzoru tak, aby na výstupu při 0° nebo pokojové teplotě bylo 0 V

Rozvážený Wheatstoneův můstek



R_w – odporník vedení, který se mění s teplotou a může nám rozvážit můstek

R_p – potenciometr, který slouží k dodatečnému nastavení 0 V

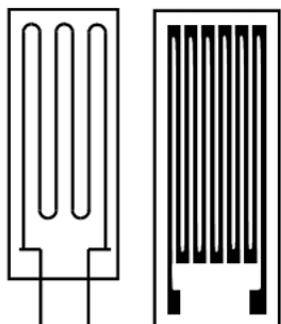


$$\frac{R_1}{R_1} = \frac{R_p + R_w + R}{R_p + R_w + R_g}$$

Tzv. 3vodičové zapojení, ve kterém se nám neprojeví R_w , jelikož změna odporu vedení se projeví jak v čitateli, tak ve jmenovateli.

$$R = R_1$$

Tenzometry



a) kovové $R = \rho_0 \frac{l}{S}$

b) polovodičové

Souč. def. citlivosti:

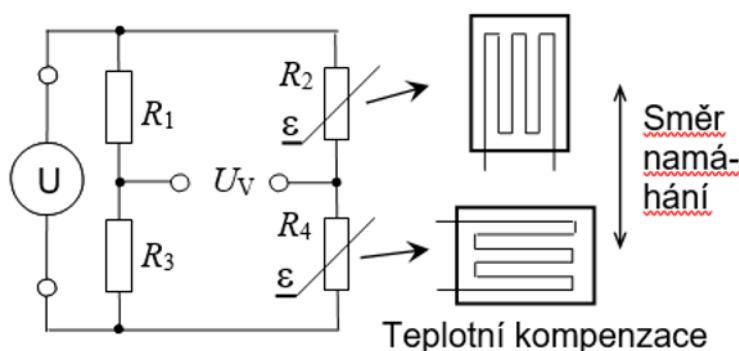
$$K_\epsilon = \frac{\Delta R / R}{\Delta l / l}$$

Nalisovaný drát, kde chceme, aby délka ve směru deformace byla co největší. Jak ho mechanicky namáháme měníme i odpor, který pak můžeme vyhodnotit.

Opět můžeme volit mezi kovovými a polovodičovými, tedy hlavně mezi linearitou a teplotním koeficientem.

Vyhodnocení: Rozvážený Wheatstoneův můstek

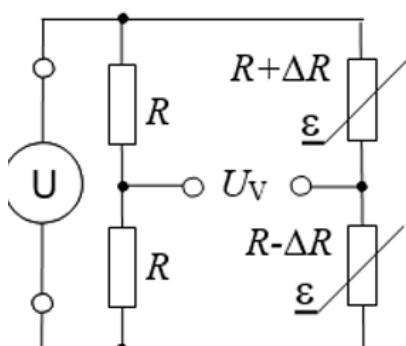
Namáhání pouze v tahu:



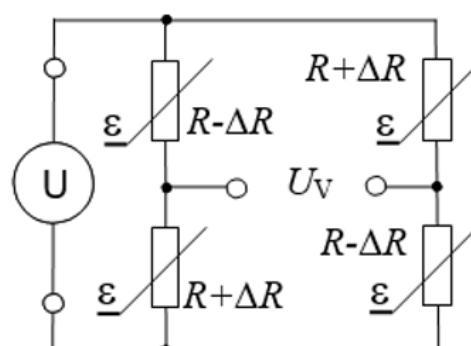
Zapojení dvou tenzometrů sériově je kvůli teplotní kompenzaci. Jeden je zapojený „kolmo“ ke směru namáhání, tedy jeho deformace se neuplatní, ale i jeho odpor se změní změnou teploty a vykompenzuje ji.

Diferenční zapojení

2 tenzometrů



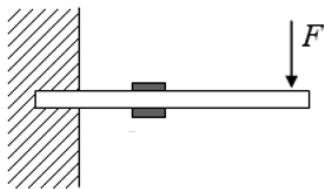
4 tenzometrů



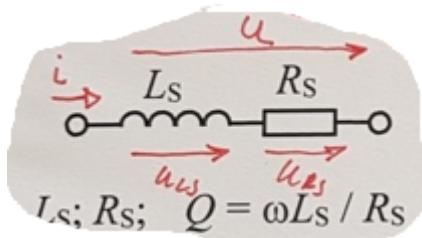
Diferenční zapojení se používá také k teplotní kompenzaci, ale hlavně ke zvýšení citlivosti 2x, respektive 4x.

Tenzometry jsou zapojeny tak, že namáháním se odpor jednoho snižuje a druhého zvyšuje, a tedy celkový se mění dvojnásobně. Např. deformace tyče.

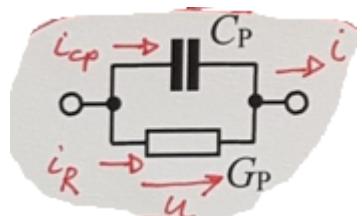
Namáhání v tahu i tlaku: Ohnutím tyče se jeden odpor zvětší a druhý zmenší.



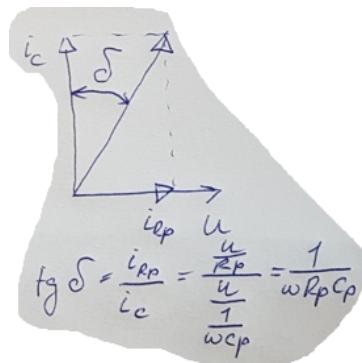
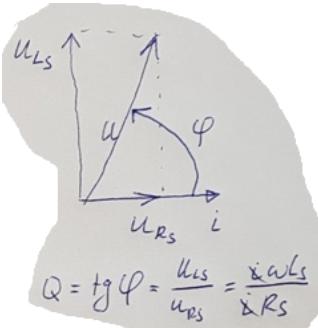
Měření impedancí a admitancí



Náhradní sériové schéma s cívkou a odporem.
Pro toto sériové zapojení platí, že proud je stejný v obou prvcích. Napětí na rezistoru je zde ve fázi a pro cívku platí, že napětí předbíhá proud o $\pi/2$. Výsledné napětí určíme vektorovým součtem. Úhel φ zde značí fázový posun napětí.

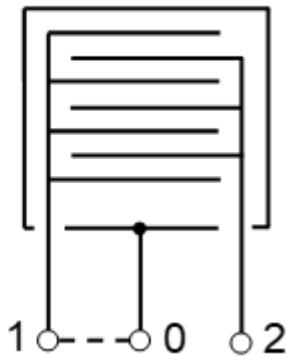


Zde máme naopak společné napětí, v rezistoru je proud opět ve fázi s napětím a fázově posunutý bude tentokrát proud. U kondenzátoru platí, že proud předbíhá napětí o $\pi/2$ a výsledný proud určíme vektorovým součtem. Zde se úhel δ nazývá ztrátový činitel. Čím je tento činitel menší tím je kondenzátor kvalitnější a vhodnější pro práci v rychlých impulsních nebo vysokofrekvenčních obvodech.



Sekundární:

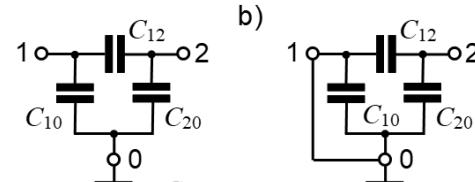
- deskové
(plněné plynem)
- křemenné



Nejčastější etalon kapacity, 0 = stínění, přidáním stínění nám vznikají parazitní kapacity mezi jednotlivými elektrodami a právě stíněním C_{20} a C_{10} – parazitní kapacity

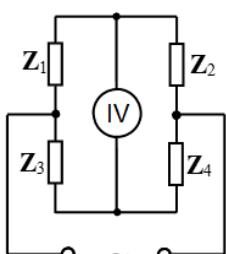
-v případě b) jsme se zbavili kapacity C_{10} a výsledná kapacity je $C = C_{12} + C_{20}$

Náhradní schéma:



Označení:

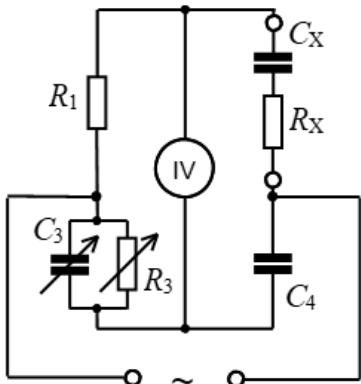
$C_{12} + C_{20}$



Střídavé můstky Wheatstoneova typu

$$\begin{aligned} Z_1 \cdot Z_4 &= Z_2 \cdot Z_3 \\ \text{Re } [Z_1 Z_4] &= \text{Re } [Z_2 Z_3] \quad \text{Im } [Z_1 Z_4] = \text{Im } [Z_2 Z_3] \end{aligned}$$

Pro střídavé můstky tedy platí, že obě složky impedancí se pro vyvážený můstek musí rovnat. Dnes se ovšem můstky používají pro zapojení senzorů do nevyvážených můstků



$$\frac{R_1}{j\omega C_4} = \left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x} \right) \frac{1}{j\omega C_3 + 1/R_3}$$

$$\frac{R_1}{j\omega C_4} (j\omega C_3 + 1/R_3) = \left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x} \right)$$

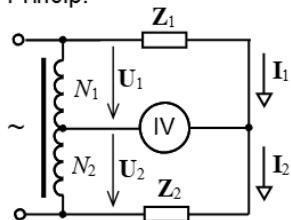
$$C_x = C_4 \frac{R_3}{R_1}; \quad R_x = R_1 \frac{C_3}{C_4}$$

Zde například odvození pro určitý typ můstku Wheatstonova typu. Tento se nazývá Scheringův.

Něco navíc:

Existují další můstky tohoto typu. Např. Wienův (měření kapacity), De Sautyho (Měření kapacity), Owenův (Měření indukčnosti), Maxwell-wienův a Campbellův (měření vlastní indukčnosti)

Princip:



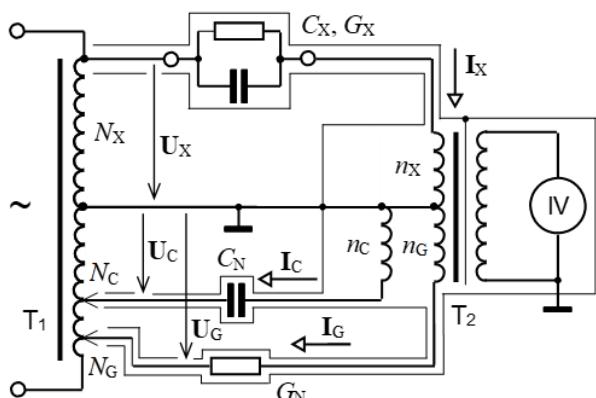
$$I_{IV} = 0 \rightarrow I_1 = I_2 \rightarrow \frac{U_1}{Z_1} = \frac{U_2}{Z_2} \rightarrow \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$2 \text{ podmínky rovnováhy: } |Z_1|/|Z_2| = N_1/N_2; \quad \varphi_{Z1} = \varphi_{Z2}$$

N_1/N_2 - Indukční dělič - speciální autotransformátor - (N_1/N_2 definováno s vysokou přesností 0,01 až 0,0001 %)

Prostřední svorka, tedy ta, na které je ampérmetr je posuvná a pomocí ní se dá nastavit podmínka rovnováhy $I_{IV} = 0$

Použití: 1. Přesná měření R, L, C



$$n_X I_X = n_G I_G + n_C I_C$$

$$n_X U_X (G_X + j\omega C_X) = n_G U_G G_N + n_C U_C j\omega C_N$$

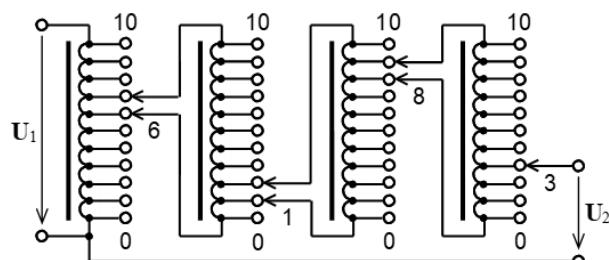
$$C_X = C_N \frac{N_C}{N_X} \frac{n_C}{n_X};$$

$$G_X = G_N \frac{N_G}{N_X} \frac{n_G}{n_X}$$

Můstek pro přesná měření, moc teorie k tomu neřekl

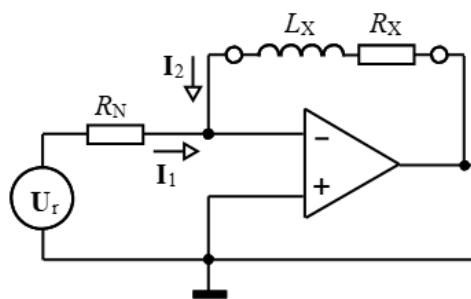
Můstek nad tím je vlastně jednodušší schéma tohoto

Indukční dělič (Kelvin-Varleyovo zapojení):



$$U_2 = 0,6183 U_1$$

Měření parametrů cívek:



$$I_1 = -I_2 \rightarrow \frac{U_r}{R_N} = -\frac{U_2}{(R_X + j\omega L_X)}$$

↓

$$(R_X + j\omega L_X) = -\frac{U_2}{U_r} R_N$$

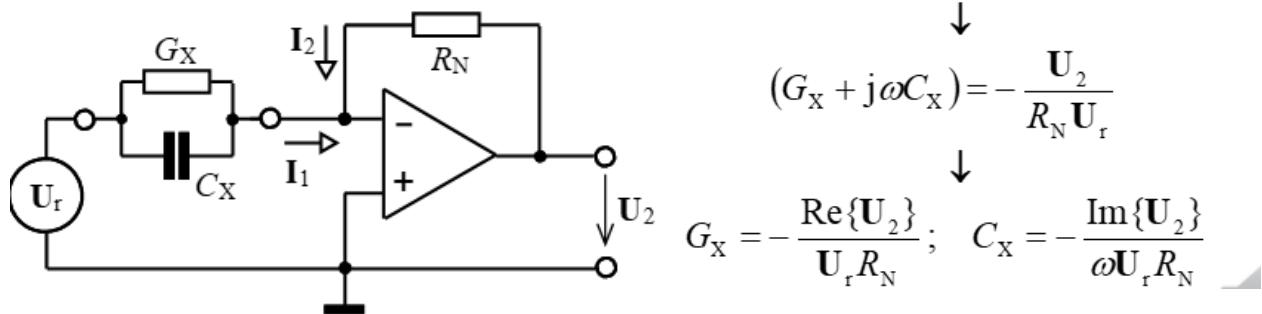
↓

$$R_X = -\frac{\operatorname{Re}\{U_2\}}{U_r} R_N; \quad L_X = -\frac{\operatorname{Im}\{U_2\}}{\omega U_r} R_N$$

Abychom změřili reálnou i imaginární část musíme U_2 měřit vektor voltmetrem s tím, že ref. napětí bude 0 u U_r . V současné době používané zapojení

Měření parametrů kondenzátorů:

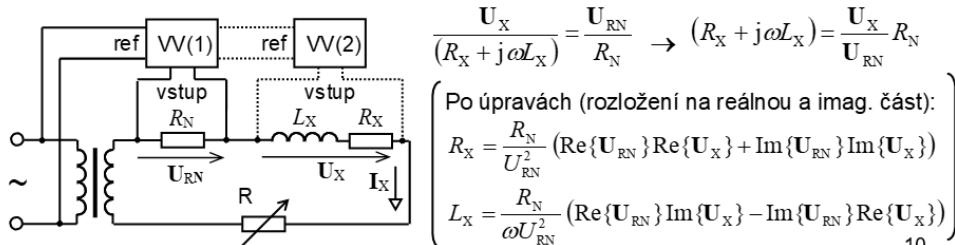
$$I_1 = -I_2 \rightarrow U_r (G_x + j\omega C_x) = -\frac{U_2}{R_N}$$



Princip tohoto zapojení je stejný, opět musíme měřit výstup vektor voltmetrem a ref. napětí je 0 u U_r .

Rozdíl, proč je cívka ve zpětné vazbě a kondenzátor ne, je kvůli výstupu. Je to vymyšleno tak, aby když dáme větší kapacitu (resp. indukčnost) budeme mít na výstupu větší napětí.

Sériová srovnávací metoda (měření cívek s feromagnetickým jádrem)



Proč nelze měřit cívku s jádrem pomocí OZ?

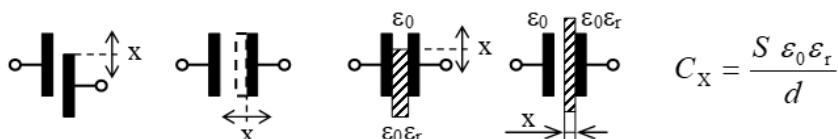
Pro jádro neplatí lineární charakteristika, ale hysterezní. Musím tedy změřit cívku v jejím pracovním bodě.

Proud v pracovním bodě může být i desítky ampér, což je pro OZ celkem hodně.

Lze měřit i s jedním vv, ale jako ref. napětí si musím dát U_{RN} .

Použití

Kapacitní senzory:



Použití:
- měření výšky hladiny
- měření tloušťky fólie

Diferenční kapacitní senzory



Použití:

- senzory polohy (úchylkoměry)
- senzory tlaku

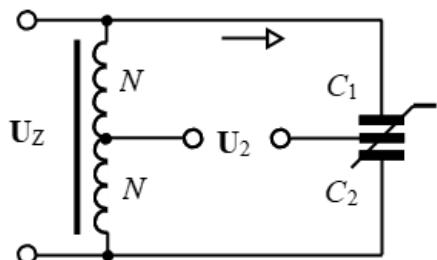
Kapacitní senzory jsme už dělali v BMS.

Princip zkráceně: Měříme zde kapacitu, která se mění různými způsoby.

Změna plochy elektrod, změna vzdálenosti mezi elektrodami nebo změna vlastností dielektrika (změna permitivity)

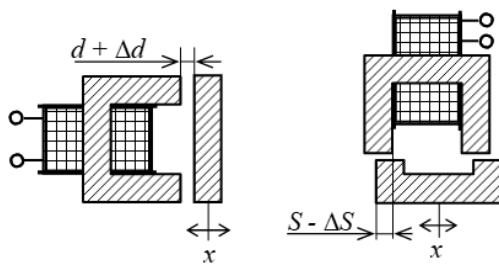
K vyhodnocování se používá nevyvážený můstek.

Obvod vyhodnocení (princip)

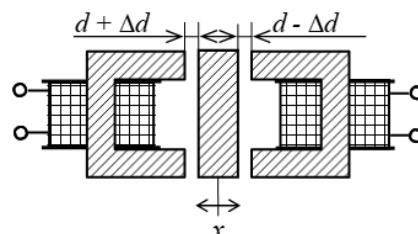


$$\begin{aligned} \mathbf{U}_2 &= \frac{\mathbf{U}_Z}{2} - \mathbf{U}_Z \frac{1/j\omega C_2}{1/j\omega C_1 + 1/j\omega C_2} = \\ &= \mathbf{U}_Z \left(\frac{1}{2} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) = \mathbf{U}_Z \frac{1}{2} \left(\frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2} \right) \end{aligned}$$

Indukčnostní senzory:

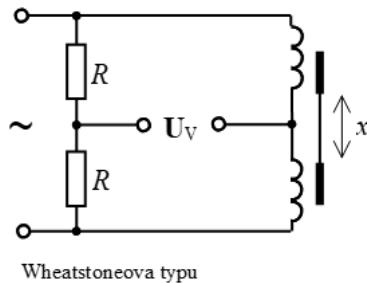
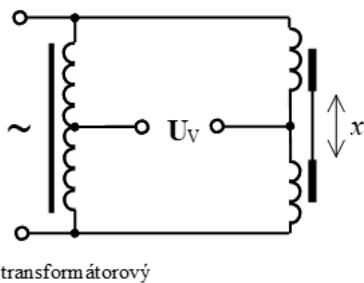


diferenční:



Zde měříme změnu indukčnosti. Např. změnou mezery mezi prstenci nebo změnou plochy přes kterou proudí mag. tok (obrázek uprostřed) nebo posouváním jádra.

Vyhodnocovací obvod pro diferenční senzory – nevyvážené můstky:



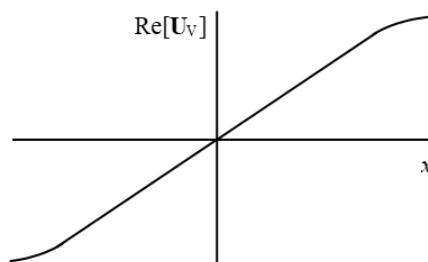
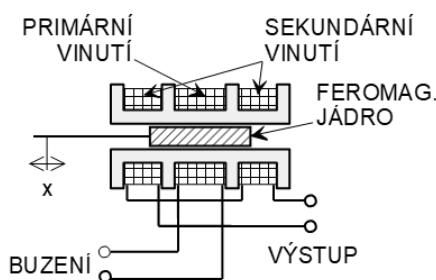
Obvod je nastavený, že pokud je jádro zasunuté, voltmetr ukazuje 0. Posunem jádra se napětí změní.

DIFERENČNÍ TRANSFORMÁTOROVÝ SENZOR - LVDT

(z angl. linear variable differential transformer)

Princip:

Závislost průběhu reálné složky výstupního napětí na poloze pohyblivého jádra:



Tento senzor funguje opět na principu posouvání jádra. Pozor, že sekundární vinutí jsou zapojeny anti sériově, a tedy na výstupu není součet, ale rozdíl. Tedy když je jádro uprostřed je tam 0 a vychýlením se napětí změní. Je vhodné opět měřit pomocí vek. Voltmetru. Kdybychom neměřili, charakteristika by vypadala stejně, ale s absolutní hodnotou. Věděli bychom tedy, že se jádro hnulo, ale ne jakým směrem.