

# Vážení zákazníci,

dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

To znamená, že ukáзка má sloužit výhradně pro osobní potřebu potenciálního kupujícího (aby čtenář viděl, jakým způsobem je titul zpracován a mohl se také podle tohoto, jako jednoho z parametrů, rozhodnout, zda titul koupí či ne).

Z toho vyplývá, že není dovoleno tuto ukázkou jakýmkoliv způsobem dále šířit, veřejně či neveřejně např. umístováním na datová média, na jiné internetové stránky (ani prostřednictvím odkazů) apod.

*redakce nakladatelství BEN – technická literatura*  
[redakce@ben.cz](mailto:redakce@ben.cz)



## 6.6 Třívodičové připojení odporového teploměru

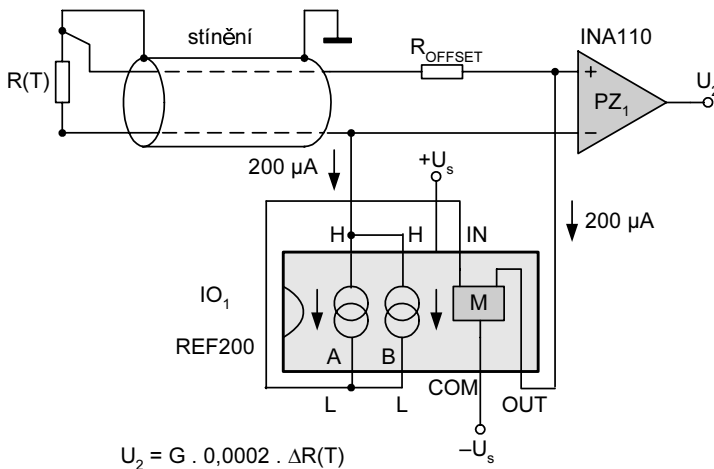
Pro buzení sensorů založených na změně odporu vlivem měřené veličiny jsou často užívány zdroje proudu. Je-li ovšem místo měření a vyhodnocení vzdáleno, úbytky napětí na přívodech mohou způsobit chyby, které již nelze tolerovat. Obvyklým řešením je použití čtyřvodičového připojení, kdy je dvěma vodiči přiváděn napájecí proud a dalšími dvěma je snímán napěťový úbytek na přímo odporovém senzoru  $R(T)$ . Je-li tento úbytek zpracován obvodem s vysokým vstupním odporem, ke zmíněné chybě nedojde. Nepříjemné na tom však je, že přidaná vedení nejsou zadarmo. Stejného efektu, ale s použitím jen tří vodičů, lze docílit využitím zapojení z obr. 6.6.1. Klíčovou roli v něm hraje  $IO_1$  (REF200), obsahující dva nezávislé proudové zdroje  $100\ \mu\text{A}$  (A, B) a proudové zrcadlo (M). V tomto případě jsou zdroje zapojeny paralelně pro vytvoření proudu  $200\ \mu\text{A}$  pro buzení platinového teploměru  $1000\ \Omega$ . Pro kompenzaci úbytku na přívodním vodiči připojeném k neinvertujícímu vstupu přístrojového (měřicího) zesilovače  $PZ_1$  je zrcadlem vytvořen kompenzační proud stejné velikosti procházející druhým přívodem. Úbytky napětí na vedeních mají ve vstupní smyčce opačný směr, a proto se vruší.

Rezistorem  $R_{\text{OFFSET}}$  se nastaví při zvolené vztažné teplotě nulové výstupní napětí a na výstupu pak bude napětí úměrné zesílení přístrojového zesilovače  $G$ , napájecímu proudu  $200\ \mu\text{A}$  a změně odporu senzoru  $\Delta R(T)$  vůči hodnotě při vztažné teplotě.

### Zdroj informací:

Lit. 6.6.1 RTD excitation using current reference. Burr-Brown IC Applications Handbook 1994, str. 395.

Lit. 6.6.2 Sdělovací technika 1995 č. 12, str. 548.



Obr. 6.6.1 Třívodičové připojení proudově napájeného odporového teploměru

## 6.7 Převodník signálu pro platinový odporový teploměr

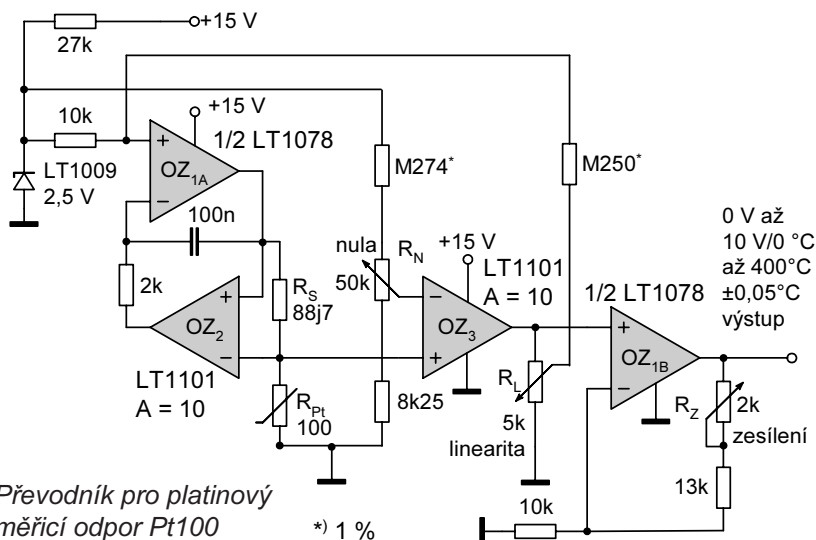
Díky výhodným chemickým vlastnostem, dlouhodobé časové stabilitě a vysoké teplotě tání jsou platinové odporové teploměry jedním z nejpoužívanějších senzorů teploty v rozsahu sahajícím od  $-200$  do  $+850$  °C. Protože však měřenosnou veličinou je odpor senzoru, je třeba tuto, pro další zpracování nepraktickou veličinu, převést na elektrické napětí či proud v některém unifikovaném rozsahu, např. 0 až 10 V pro potřebný rozsah měřené teploty. Při tomto převodu se většinou řeší i nelinearita závislosti odpor/teplota. Tak je tomu i v zapojení na obr. 6.7.1. Platinový  $100\Omega$  senzor (Pt100)  $R_{Pt}$  je napájen konstantním proudem asi 3 mA z napětím řízeného zdroje proudu tvořeného operačním zesilovačem  $OZ_{1A}$  a přístrojovým diferenciálním zesilovačem  $OZ_2$ . Hodnota proudu je určena 2,5V napětíovou referencí LT1009 a odporem snímacího rezistoru  $R_S$ . Vzhledem k napájení stálým proudem, je napětí na senzoru úměrné teplotě s odchylkou od linearity, která v rozsahu popisovaného převodníku 0 až 400 °C činí několik stupňů Celsia. Napětí na senzoru je odečteno od vztažné hodnoty získané z děliče napájeného rovněž z referenčního zdroje a obsahujícího trimr  $R_N$ , umožňující nastavení nulového výstupního napětí převodníku při teplotě 0 °C. Rozdíl obou napětí úměrný teplotě zesiluje diferenciální zesilovač  $OZ_3$ , na který navazuje výstupní neinvertující zesilovač  $OZ_{1B}$  umožňující pomocí trimru  $R_Z$  2 k $\Omega$  ve zpětné vazbě nastavení požadovaného rozsahu výstupního napětí 0 až 10 V pro rozsah teploty 0 až 400 °C. Pokud by zůstalo jen při pouhém zesílení, byla by v tomto rozsahu vlivem nelinearity senzoru, jak již bylo zmíněno, chyba několik stupňů Celsia. Trimr  $R_L$  na výstupu  $OZ_3$  slouží k odebrání části výstupního napětí právě pro účely linearizace, kompenzující konkávní charakter závislosti odporu senzoru na teplotě přivedením jeho části na řídicí vstup proudového zdroje tak, aby došlo ke zvyšování proudu senzorem při rostoucí teplotě. Tento zásah umožní kompenzovat chybu nelinearity senzoru až na  $\pm 0,05$  °C. Při kalibraci obvodu je vhodné nahradit senzor přesnou dekádou. Nejprve se na ní nastaví odpor 100  $\Omega$  odpovídající teplotě 0 °C a trimrem NULA se nastaví nulové výstupní napětí. Poté se dekáda přestaví na 153,58  $\Omega$  odpovídajících 140 °C a trimrem ZESÍLENÍ se nastaví výstupní napětí 3,5 V. Třetím krokem je nastavení odporu 247,04  $\Omega \approx 400$  °C při kterém se trimrem LINEARITA nastaví výstup 10 V. Tyto kroky je třeba opakovat několikrát, až je dosaženo shody ve všech třech bodech. Pokud použitý senzor má odpor lišící se poněkud od  $R_0 = 100$   $\Omega$ , opravíme úměrně i další nastavovací hodnoty. Tvar křivky teplotní závislosti daný čistotou materiálu je prakticky stálý.

Zatímco zapojení na obr. 6.7.1 řeší problémy měření teploty platinovým odporovým senzorem výlučně analogovou technikou, obvod, jehož schéma je na obr. 6.7.2 se s problémem nelinearity senzoru i můstkového zapojení vypořádává digitálně pomocí mikropočítače. Můstek se senzorem je tentokrát napájen konstantním napětím 5 V získaným z přesného referenčního zdroje LT1027 s malým teplotním driftem  $2 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ . Diferenciální výstup můstku je dále zpracován přístrojovým zesilovačem  $OZ_1$  LT1101 se zesílením 10 a neinvertujícím zesilovačem  $OZ_2$  LT1006, které jsou oba vhodné pro práci s jediným napájecím napětím. Trimrem NULA se vynuluje výstupní napětí vyvážením můstku při náhradě senzoru tentokrát Pt1000, rezistorem 1000 $\Omega$  dekády, trimrem NAST. se nastaví výstup  $OZ_2$

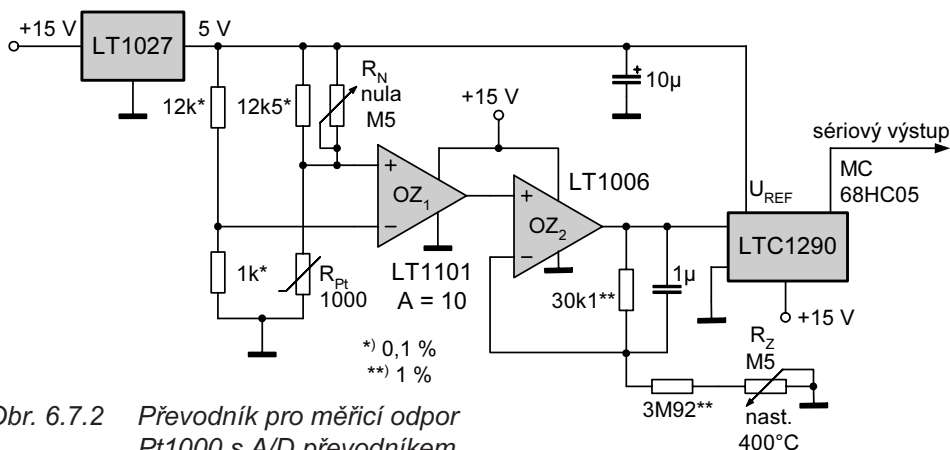
např. na 4 V při náhradě odporem 2470,4  $\Omega$  (400 °C). Takto nastavený výstup přichází na vstup 12bitového sériového A/D převodníku LT1290, jehož výstup je, jak je již jen symbolicky naznačeno, spojen s mikropočítačem, kterým je zajištěna i korekce nelinearity. Program sestavený pro mikropočítač 68HC05 byl uveden v Lit. 6.7.2.

### Zdroj informací:

- Lit. 6.7.1 Williams, J.: Signal Conditioning for Platinum Temperature Transducers. Design Notes 45. Linear Technology, březen 1991.
- Lit. 6.7.2 Williams, J: Bridge Circuits Marrying Gain and Balance. Application Note 43, Linear Technology.
- Lit. 6.7.3 Průmyslové platinové odporové senzory teploty. ČSN IEC 751 (25 8340).
- Lit. 6.7.4 Sdělovací technika 1997 č. 10, str. 12.



Obr. 6.7.1 Převodník pro platinový měřící odpor Pt100 s analogovou linearizací  
\*) 1 %



Obr. 6.7.2 Převodník pro měřící odpor Pt1000 s A/D převodníkem  
\*) 0,1 %  
\*\*) 1 %

## 6.8 Jednoduchý převodník pro platinový měřicí odpor Pt100

V uvedeném zapojení na *obr. 6.8.1* je platinová teplotní měrka Pt100 napájena konstantním proudem. Výhodou zapojení proti obvyklému způsobu s Wheatstoneovým můstkem napájeným proudově podle *obr. 6.8.2* tkví v tom, že ke zpracování není nutný rozdílový zesilovač, na jehož vstupech jsou v tomto případě velká stejnosměrná souhlasná napětí, což vede k chybám. Problém v tomto případě jsou i s tolerancí užitých součástek.

Zapojení na *obr. 6.8.1* tímto problémem netrpí, přestože měřicí odpor není připojen na skutečnou zem, ale na virtuální – invertující vstup  $OZ_2$ . Funkce zdroje proudu je zajištěna, pokud je proud malý ( $\leq 20$  mA), což je nutné i kvůli ohřevu měrky k protékajícím proudem. Teplotní závislost výstupního napětí vzniká v důsledku zapojení Pt100 ve zpětné vazbě  $OZ_2$ . Pro uvedený způsob platí následující vztahy:

$$U_1 = U_M = R_M \cdot I_1 \quad (1)$$

je-li konstantní  $U_1$ , je takový i  $I_1$  a platí:

$$U_T = -U_M \cdot \frac{R_T}{R_M} \quad (2)$$

a

$$U_A = -\frac{R_N}{R_1} \cdot U_M - \frac{R_N}{R_2} \cdot U_T. \quad (3)$$

Dosazením z (1) a (2) do (3) získáme

$$U_A = -\frac{R_N}{R_1} \cdot U_1 - \frac{R_N}{R_2} \cdot \left( -\frac{U_1 \cdot R_T}{R_M} \right) = U_1 \cdot R_N \cdot \frac{R_T \cdot R_1 - R_2 \cdot R_M}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_M}. \quad (4)$$

Při zanedbání nelinearity platí pro  $R_T$

$$R_T = R_0 + k \cdot (T - T_0), \quad (5)$$

kde  $R_0 = 100 \Omega$  a  $K = 0,385 \Omega/^\circ\text{C}$  a po dosazení do (4)

$$U_A = U_1 \cdot \frac{R_N \cdot k}{R_2 \cdot R_M} \cdot T + U_1 \cdot R_N \cdot \frac{R_0 \cdot R_1 - R_2 \cdot R_M - k \cdot T_0 \cdot R_1}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_M}.$$

Prvý člen určuje závislost výstupu na teplotě, z druhého vyplývá, že jeho velikost lze pro zvolenou počáteční teplotu volit pomocí  $R_1$ . Napětí  $U_1$  a tedy i proud  $I_1$  je vhodné volit do 5 mA, aby ohřev čidla protékajícím proudem byl zanedbatelný. Velikost poměru

$$\frac{R_N}{R_2}$$

určuje požadovaný rozsah teplot. Pro hodnoty uvedené v obr. 6.8.1 je výstupní napětí ve [V] pro teplotu ve [°C] dáno při napětí  $U_1$  [V] vztahem:

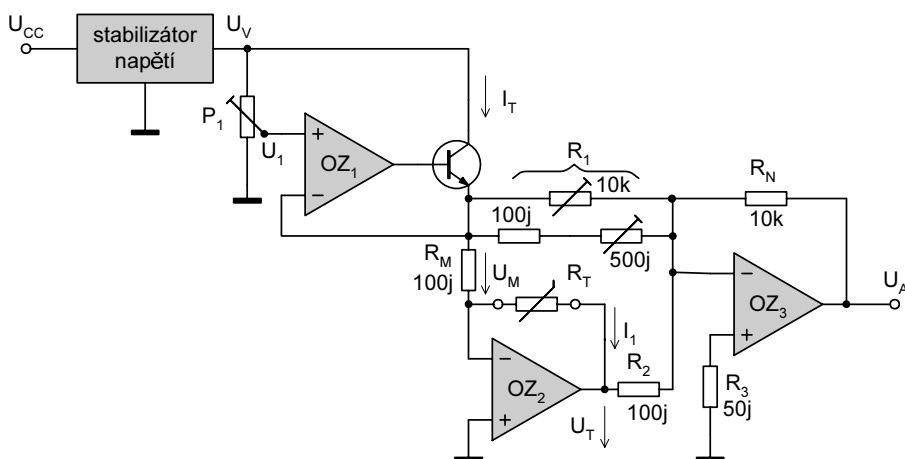
$$U_A = 0,385 \cdot U_1 \cdot T \quad (7)$$

Při nastavování se měřicí odpor nahradí přesným odporem  $100 \Omega$ , který odpovídá teplotě  $0 \text{ } ^\circ\text{C}$  a pomocí  $R_1$  nastavíme nulové výstupní napětí. Dále nastavíme  $U_1$  tak, aby při dosažení známé teploty měřeného prostředí bylo na výstupu napětí žádané úrovně. Hodnotu  $R_3$  volíme rovnou hodnotě odporu paralelně spojených  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_N$  pro zmenšení chyby v důsledku klidových vstupních proudů  $OZ_2$ .

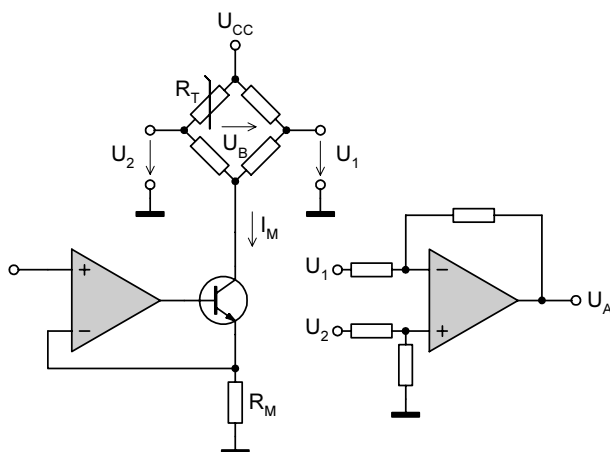
### Zdroj informací:

Lit. 6.8.1 Jilg, H. P. – Schöner, H. P.: Einfache Temperaturmessung mit Pt100, Elektronik 1986 č. 8, str. 97, 98

Lit. 6.8.2 Sdělovací technika 1991 č. 5, str. 193.



Obr. 6.8.1 Jednoduché zapojení pro měření teploty s Pt100



Obr. 6.8.2 Běžné zapojení můstku napájeného konstantním proudem