

Mikrocontrollergesteuerte Schaltung zur präzisen Widerstandsmessung unter Verwendung von einfachen Bauteilen mit hoher Toleranz

Microprocessor-controlled circuit for accurate resistance measurement using simple components with high tolerances

Dennis Eichmann, Dr. Alejandro Avellán

Hengesbach Prozessmesstechnik GmbH & Co. KG, Schimmelbuschstr. 17, 40699 Erkrath, Deutschland

D.Eichmann@hengesbach.com, A.Avellan@hengesbach.com, www.hengesbach.com

Tel: +49-(0)2104-3032-26, Fax: +49-(0)2104-303222

Kurzfassung

Schaltungen zur Widerstandsmessung sind in der Literatur wohlbekannt und in vielfachen Formen beschrieben [1-4]. Im Rahmen der Temperaturkompensation von Drucksensoren wurde nach einer Möglichkeit gesucht, ein Pt500-Platin-Element auf einfache Weise auswerten zu können. Im Vordergrund stand hierbei in erster Linie, den Bauteilufwand und die damit einhergehenden Kosten auf ein Minimum zu reduzieren. Gleichermaßen sollte die Schaltung trotz des Einsatzes von unpräziseren Bauteilen möglichst genaue Messwerte liefern.

Die hier vorgestellte Applikation beruht auf einer Konstantstromquelle (KSQ) mit nahezu beliebigen Eigenschaften, die den zu messenden Pt500 sowie zwei unterschiedliche, bekannte Widerstände abwechselnd speist. Mittels eines Operationsverstärkers wird der Messwert an den Dynamikbereich eines nachgeschalteten Analog-Digital-Wandlers (ADC) angepasst und digitalisiert. Durch eine Vergleichsrechnung im Mikroprozessor erfolgt anschließend eine präzise Bestimmung des gesuchten Pt500-Widerstandswertes sowie optional eine Umrechnung in den daraus resultierenden Temperaturwert.

Bis auf die beiden bekannten Widerstände werden hierbei an keines der eingesetzten Bauteile große Anforderungen gestellt. Ziel war es, möglichst viel der Funktionalität in dem ohnehin vorhandenen Mikroprozessor (μ P) unterzubringen. Selbst die AD-Wandlung erfolgt durch den μ P-internen 10Bit-Wandler.

Das hier vorgestellte Messverfahren ermöglicht eine Bestimmung der Temperatur mit einer Genauigkeit von $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ über einen Temperaturbereich von -40°C bis $+85^{\circ}\text{C}$.

Abstract

Circuits for measuring resistance are well known in the literature and described in standard textbooks [1-4]. In the context of a temperature compensation for pressure sensors a simple way of measuring a Pt500 platinum-sensor was developed. The focus was primarily to reduce the number of components and the associated costs to a minimum while providing accurate readings.

The application presented here is based on a constant current source with nearly arbitrary properties that feeds the Pt500 and two different known resistors alternately. An operational amplifier adapts the measured value to the dynamic range of an analog-to-digital converter (ADC) where it is digitized. Through a comparative analysis in the microprocessor a precise determination of the Pt500 resistance value is made and, optionally, a conversion to the resulting temperature value can be carried out.

Except for the two known resistors there are no great requirements on the used components. The aim was to accommodate as much of the functionality as possible into the already existing microprocessor. Even the AD conversion is performed by the microprocessor-internal 10bit-ADC.

The presented measurement application allows a determination of the temperature with an accuracy of $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ over a temperature range from -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

1 Hintergrund

1.1 Zielsetzung

Das Ziel war die Entwicklung einer Schaltung zur Temperaturkompensation von Drucksensoren. Im Vordergrund stand hierbei, die Messung eines Pt500-Platin-Sensors mit möglichst einfachen und kostengünstigen Mitteln zu realisieren. Da das Hauptaugenmerk des gesamten Projektes auf der Druckmessung lag, sollte die Temperaturmessung nach Möglichkeit keinen ebenso großen technischen Aufwand in Anspruch nehmen, sondern idealerweise mit den ohnehin gegebenen Mitteln erfolgen. Bei der vorliegenden Anwendung handelte es sich zudem um ein schleifengespeistes 2-Leiter-Gerät in industriüblicher 4...20mA-Ausführung, wodurch die maximale Stromaufnahme der Messschaltung stark limitiert war. Für weitere Beschaltung zur Temperaturmessung war auf der Platine zudem nicht mehr viel Platz vorhanden – eine Lösung mit wenigen Bauteilen war gesucht. Das messtechnische Resultat sollte natürlich dennoch den Anforderungen an eine brauchbare Auswertung des Temperatursensors genügen. Auch wenn für eine Temperaturkompensation nicht zwingend ein präziser Absolutwert der Temperatur notwendig ist, so muss die Messung des Sensorelementes zumindest stabil sein und darf nicht durch die Temperaturdrift der auswertenden Elektronik dominiert werden. Doch genau an diesem Punkt entsteht ein Konflikt – eine präzise Messung unter Verwendung kostengünstiger, also in der Regel auch qualitativ weniger genauen Bauteile lässt sich oft nicht in Einklang bringen.

Folgende Kriterien galt es zu erfüllen:

- Sehr geringe Stromaufnahme von maximal $300\mu\text{A}$ für die gesamte Messschaltung
- Einsatz kostengünstiger Bauteile mit hohen Toleranzen und hoher Temperaturdrift
- Geringer Bauteilumfang bei gleichzeitiger Flexibilität in der Auswahl der Komponenten, möglichst viel Funktionalität im Mikroprozessor
- Erreichen einer Genauigkeit von $\pm 0,5^\circ\text{C}$ im Temperaturbereich von -40°C bis $+85^\circ\text{C}$
- Flexibilität in Bezug auf die Wahl des Sensortyps (nicht ausschließlich Pt500) durch einfache Anpassung der Beschaltung ohne komplizierte Neu-Berechnung der Komponenten
- Einwandfreie Funktion der Schaltung ohne Kalibrierung (Plug&Play-Lösung)

1.2 Rahmenbedingungen

Eigentliches Projektziel war die Entwicklung eines neuen digitalen Prozessdrucktransmitters, wodurch automatisch der Einsatz eines Mikroprozessors feststand. Da für die Druckmessung bereits ein hochwertiger, einkanaliger Analog-Digital-Wandler eingeplant war, sollte die Temperaturerfassung mittels des Mikroprozessor-internen 10Bit-ADCs erfolgen. Diese geringe Auflösung stand generell jedoch erstmal im Gegensatz zu einer präzisen Messung. Als Referenzspannung standen 2,5V, welche

vom Mikroprozessor bereitgestellt wurden sowie eine ohnehin schon im System vorhandene, präzise 3V-Referenz zur Verfügung. Der eingesetzte Mikroprozessor war in Bezug auf seinen Speicher mit seiner eigentlichen Aufgabe noch nicht ausgereizt, es war also noch Platz für zusätzlichen Programmcode vorhanden. Weiterhin war auch die Anzahl der verfügbaren Portpins noch nicht erschöpft. Es lag also nahe, möglichst viel der Funktionalität in den Mikroprozessor auszulagern und hardwareseitig den Aufwand auf ein Minimum zu reduzieren.

2 Mögliche Schaltungen zur Widerstandsmessung

2.1 Einfache Schaltung mit Spannungsteiler und Operationsverstärker

Die wohl einfachste und auch vielfach angewandte Variante zur Auswertung eines Widerstandswertes ist der Aufbau eines Spannungsteilers aus einem präzisen Vorwiderstand R_{REF} und dem zu messenden, temperaturabhängigen Widerstand R_{PTC} , gespeist aus einer Referenzspannungsquelle. Für einfache Temperaturmessungen ist diese Variante durchaus einsetzbar, obgleich sie für präzisere Messungen schon den Einsatz relativ hochwertiger Bauteile erfordert. Grund hierfür ist die oftmals entstehende Notwendigkeit einer Verstärkerschaltung, welche den geringen Spannungspegel über dem zu messenden Widerstand an den Dynamikbereich des nachfolgenden ADCs anpasst. Dieser einfache Schaltungsaufbau ist in **Bild 1** ersichtlich.

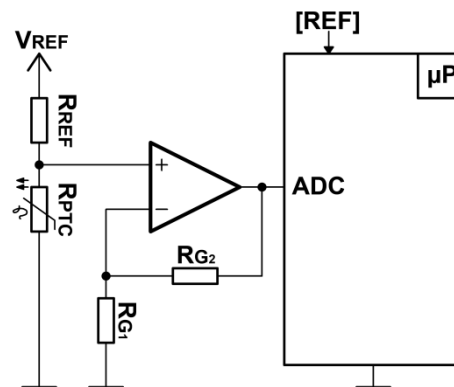


Bild 1 Einfache Schaltung zur Widerstandsmessung aus Spannungsteiler und Operationsverstärker

Die Höhe des Spannungspegels ist dabei abhängig vom Strom, der den zu messenden Widerstand durchfließt. In einer Anwendung, in der der zur Verfügung stehende Messstrom möglichst gering gehalten werden muss, fällt der zu erwartende Spannungshub ebenso niedrig aus. Um das Signal sinnvoll auswerten zu können, muss also entweder eine Verstärkung erfolgen oder es muss ein Analog-Digital-Wandler mit einer sehr hohen Auflösung zum Einsatz kommen. Entscheidet man sich für die erstgenannte Variante, um, wie in unserem Fall auch, den zusätzlichen Einsatz weiterer hochwertiger Elektronik gering zu halten, so bleibt die Signalanpassung durch eine

Verstärkerschaltung nicht aus. Um hier jedoch temperaturstabile und präzise Messwerte zu erhalten, ist der Einsatz einer guten Referenzspannung, eines offsetarmen Verstärkers mit geringer Temperaturdrift sowie die Verwendung sehr präziser Widerstände unabdingbar, da sich das Ergebnis für den zu messenden Widerstandswert ausschließlich aus dem mathematischen Zusammenhang der verwendeten Beschaltung ergibt. Ein schlechter Operationsverstärker mit ungenauen Widerständen würde alleine durch seine Offsetspannung, welche zudem noch verstärkt wird, wie auch durch den ungenauen Verstärkungsfaktor kein verlässliches Ergebnis zulassen.

2.2 Ratiometrische, differentielle Widerstandsmessung mit Konstantstrom

Eine sehr präzise Methode zur Messung eines Widerstandswertes ist in **Bild 2** zu sehen. Sie arbeitet ratiometrisch und liefert durch ihre Arbeitsweise sehr gute Ergebnisse.

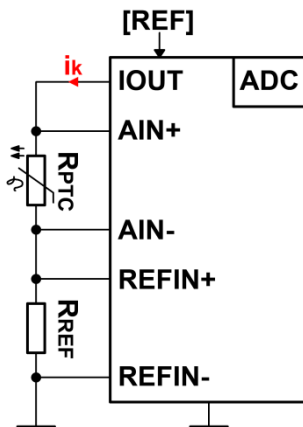


Bild 2 Präzise ratiometrische Messung mit Vergleichswiderstand als Referenzspannung

Zum Einsatz kommen lediglich der zu messende Widerstand R_{PTC} und ein weiterer, präziser Vergleichswiderstand R_{REF} . Beide Widerstände sind in Serie verschaltet und werden von einem Konstantstrom i_k durchflossen. Ein hochauflösender ADC misst differentiell den Spannungsabfall über dem Messwiderstand – seine Referenzspannung bekommt er dabei vom Vergleichswiderstand, durch den der identische Strom fließt. Der Vorteil ist hier, dass der Konstantstrom weder genau, noch temperaturstabil sein muss, da sich eine Änderung gleichermaßen auf beide Widerstände der Schaltung auswirkt. Die Ermittlung des gesuchten Widerstandswertes erfolgt allein durch den Vergleich des ADC-Ergebnisses für den Messwiderstand mit dem bekannten und hochpräzisen Vergleichswiderstand am Referenzeingang. Hochwertige ADCs bringen meist bereits integrierte und vom Benutzer konfigurierbare Konstantstromquellen mit.

Nachteilig ist hier die Notwendigkeit eines relativ hochauflösenden Wandler, bzw. eines hohen Verstärkungsfaktors, da der Spannungshub über den Widerständen sehr klein ist, insbesondere wenn der Konstantstrom gering ausfällt. Auch wenn ein kleiner Strom durch den Ver-

gleichswiderstand am Referenzeingang zu einer sehr kleinen Quantisierungsstufe des ADCs führt, so ist das Signal schnell so klein, dass das Rauschen und die Störeinflüsse Überhand nehmen. Ein hochauflösender, differentieller Wandler mit mehreren Kanälen und integrierter Stromquelle ist beispielsweise der AD7794 der Firma Analog Devices.

Weiterhin sollte das Messverfahren auf andere Designs übertragbar sein, was hierbei nicht möglich wäre, da es eben einen solch hochwertigen ADC voraussetzt. Als Alternative könnte hier ggf. noch eine Applikation in Betracht gezogen werden, in dem ein Mikroprozessor zum Einsatz kommt, der bereits mit einem höher auflösenden AD-Wandler ausgestattet ist. Ein geeigneter Typ wäre z.B. ein MSP430F2013 von Texas Instruments, welcher einen differentiellen 16Bit-Sigma-Delta-Wandler bereitstellt. Zusammen mit einer externen Konstantstromquelle könnte ein ähnlicher Aufbau nachgestellt werden. Dennoch ist der genannte Prozessor schon wegen seiner geringen Speicherplatzgröße schnell ungeeignet.

3 Die Lösung: Eine Kombination beider Varianten

3.1 Vorüberlegung

Ausgehend von den beiden vorgestellten Anwendungen galt es nun, eine Schaltung zu entwickeln, die die Vorteile beider miteinander vereint, ohne dabei den Nachteilen der jeweiligen Variante gegenüber stehen zu müssen. Um den 10Bit-Wandler des Mikroprozessors sinnvoll nutzen zu können, wurde der Einsatz der simplen, aus lediglich drei Bauteilen bestehenden Verstärkerschaltung der ersten vorgestellten Variante in Betracht gezogen. Hinzukommen mussten nun noch die Vorteile der zweiten Variante, nämlich die Unabhängigkeit von Toleranzen, der Temperaturdrift und der Grundgenauigkeit der eingesetzten Komponenten. Weiterhin musste die Flexibilität hinsichtlich des verwendbaren Sensortyps, sowie der Anpassung der Messschaltung an andere Rahmenbedingungen gegeben sein. Dieses Kriterium war wichtig, damit das Design später auch in andere Entwicklungen implementiert werden kann. Bei der Auswahl der Komponenten durfte zudem die maximale Stromaufnahme von $300\mu\text{A}$ nicht außer Acht gelassen werden.

3.2 Die Hardware

Das Ergebnis der hier vorgestellten Lösung ist in **Bild 3** ersichtlich. Diese Variante vereint jeweils einen Teil der beiden zuvor dargelegten Möglichkeiten zu einer Schaltung, welche zum einen simpel aufgebaut ist, zum anderen aber präzise und ohne Abgleich arbeitet.

Die dargestellte Schaltung arbeitet mit einer Konstantstromquelle, zwei genauen Referenzwiderständen zum Vergleich, einer einfachen Verstärkerschaltung zur Anhebung des Signalpegels und drei weiteren freien Portpins des Mikroprozessors. Die eigentliche Funktionalität ist dabei überwiegend in Software gelöst.

Alle verwendeten Bauteile sind von einfachster Art, weder auf die Grundgenauigkeit, noch auf Offsetspannungen oder die Temperaturdrift wurde geachtet.

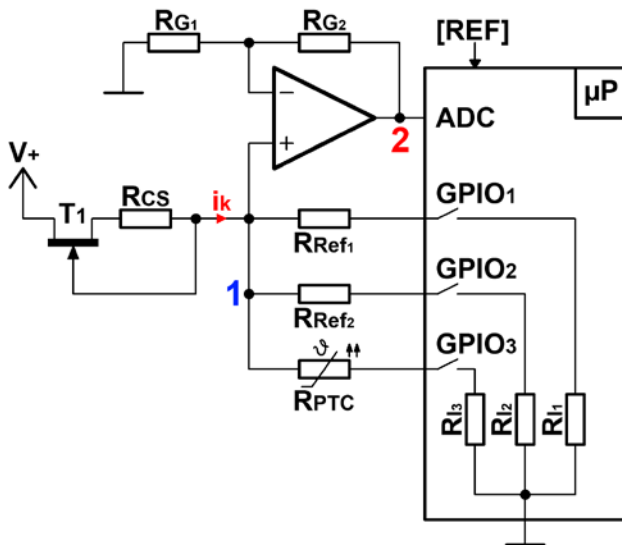


Bild 3 Die Schaltung der hier vorgestellten Lösung zur Widerstands-/Temperaturmessung

Lediglich die beiden Vergleichswiderstände R_{REF1} und R_{REF2} sind von höherer Güte und haben eine Toleranz von 0,1% bei einer Temperaturdrift von ± 25 ppm. Als Operationsverstärker kommt ein Rail2Rail-Typ mit einer Offsetspannung von $\pm 4,5$ mV zum Einsatz. Beim Transistor handelt es sich um einen n-Kanal-JFET. Alle weiteren Widerstände sind Standard-Typen mit einer Toleranz von 1% und einem Temperaturkoeffizienten von ± 100 ppm. Als Referenzspannung für den 10Bit-ADC im μP dient eine ohnehin im System vorhandene 3V-Referenz.

3.3 Funktionsweise

Die Funktion der Schaltung basiert auf einer Vergleichsmessung – durch sie werden die Störeinflüsse kompensiert und es erfolgt eine präzise Ermittlung des gesuchten Messwiderstandes.

Der Transistor T_1 bildet zusammen mit dem Widerstand R_{CS} eine Konstantstromquelle. Der Wert von R_{CS} bestimmt dabei die Höhe des Konstantstromes i_k . Die beiden Referenzwiderstände R_{REF1} und R_{REF2} sowie der zu messende Pt500 R_{PTC} sind mit der Konstantstromquelle verbunden. Weiterhin liegt jeder der drei Widerstände an einem Portpin des Mikroprozessors ($GPIO_1 \dots GPIO_3$).

Im Messbetrieb verbindet der Mikroprozessor nun der Reihe nach jeweils einen der drei Widerstände mit der Bezugsmasse, wodurch der Konstantstrom durch ihn hindurchfließt. Dies macht er, indem sein Portpin zwischen den Zuständen *Eingang (high-Z)*, oder *Ausgang mit low-Pegel* wechselt. Zu einem Zeitpunkt ist stets nur ein Pin als Ausgang geschaltet, während sich die anderen beiden im hochohmigen Zustand befinden. Der Operationsverstärker greift am Knotenpunkt 1 (blau) den Spannungsabfall über dem jeweiligen Widerstand ab und gibt ihn ver-

stärkt am Punkt 2 (rot) auf den Eingang des ADCs. Die beiden Widerstände R_{G1} und R_{G2} bestimmen den Verstärkungsfaktor, welcher in der verwendeten Applikation bei 23 liegt. In **Bild 4** sind die Spannungsverläufe an den beiden Knotenpunkten 1 und 2 zu sehen. In Phase A durchfließt der Konstantstrom R_{REF1} (500 Ω), in Phase B R_{REF2} (1k Ω) und in Phase C das Pt500-Platin-Element (bei Raumtemperatur). Der Konstantstrom wurde mittels R_{CS} auf ca. 100 μA gesetzt. Die Dauer eines Zyklus ist 500ms. Während dieser Zeit wird der am ADC anliegende Spannungswert gesampelt.

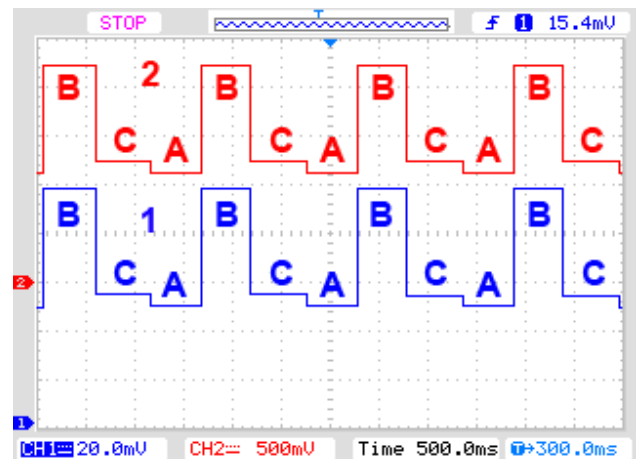


Bild 4 Spannungsverlauf über den Widerständen (1) und am Eingang des ADCs (2)

A: 500 Ω , B: 1k Ω , C: Pt500 (bei Raumtemperatur)

Die drei innerhalb des Mikroprozessors dargestellten Widerstände $R_{I1} \dots R_{I3}$ stellen den Innenwiderstand des entsprechenden Portpins dar. Da dieser in Reihe mit dem zu messenden Widerstand liegt, bringt er theoretisch einen zusätzlichen Messfehler mit sich. Hier sollten drei Pins mit identischen Funktionen aus einem Port gewählt werden, da der Innenwiderstand fertigungsbedingt als nahezu identisch zu betrachten ist.

3.4 Hinweis zur Dimensionierung

Abhängig von den verwendeten Widerstandswerten und dem eingesetzten Konstantstrom muss der Operationsverstärker zumindest ein Rail2Rail-In-Typ sein, damit er mit den niedrigen Spannungswerten über den Widerständen umgehen kann. Ob ebenfalls eine Rail2Rail-Out-Funktionalität benötigt wird, hängt von der Versorgungsspannung des OPs und dem Verstärkungsfaktor ab.

Ist die Versorgungsspannung der Konstantstromquelle höher als die des OPs, bzw. des Mikroprozessors, so kann die Spannung am Ausgang der KSQ über deren Versorgungsniveau ansteigen, sollte kein Widerstand auf Masse geschaltet sein. Dies kann im Einschaltmoment des Prozessors oder bei falschem Umschalten der Zyklen auftreten. Es sollte stets der nächste Widerstand eingeschaltet werden, bevor der letzte ausgeschaltet wird. Die internen Schutzdioden müssen in dem Fall den Konstantstrom gefahrlos überstehen können oder es muss eine externe Schutzbeschaltung vorgesehen werden.

4 Berechnung des Widerstandes

4.1 Mathematischer Zusammenhang

Die Berechnung des zu bestimmenden Widerstandswertes des Pt500 erfolgt durch eine Vergleichsrechnung der drei Einzelwiderstände. Für jeden Widerstand kann hierbei eine eigene Gleichung aufgestellt werden. Da die am ADC anliegende Referenzspannung für alle Messungen identisch ist, können die einzelnen Gleichungen dahingehend vereinfacht werden, dass sich das zu erwartende ADC-Ergebnis ADC_x aus der Spannung über dem jeweiligen Widerstand U_x und der ungewollten Offsetspannung U_{Offset} des Operationsverstärkers, multipliziert mit dem Verstärkungsfaktor A der nicht-invertierenden Beschaltung ergibt.

$$\begin{aligned} ADC_{Ref_1} &= (U_{Ref_1} - U_{Offset}) \cdot A \\ ADC_{Ref_2} &= (U_{Ref_2} - U_{Offset}) \cdot A \\ ADC_{PTC} &= (U_{PTC} - U_{Offset}) \cdot A \end{aligned}$$

Um den gesuchten Widerstandswert des Pt500 zu bestimmen, werden die drei Gleichungen nun miteinander verrechnet. Nachfolgend wurde im ersten Schritt die Gleichung für ADC_{Ref_1} von der für ADC_{Ref_2} subtrahiert und zusammengefasst.

$$ADC_{Ref_2} - ADC_{Ref_1} = A \cdot (R_{Ref_2} - R_{Ref_1})$$

Durch Umstellung der Gleichung lässt sich ein neuer Zusammenhang für den Verstärkungsfaktor A herleiten.

$$A = \frac{ADC_{Ref_2} - ADC_{Ref_1}}{R_{Ref_2} - R_{Ref_1}}$$

Nun wird die Gleichung für ADC_{Ref_1} von der für ADC_{PTC} subtrahiert. Sie gleicht vom Schema her der ersten Subtraktion, jedoch ist an dieser Stelle durch die vorherige Rechnung bereits der Faktor A bekannt.

$$ADC_{PTC} - ADC_{Ref_1} = A \cdot (R_{PTC} - R_{Ref_1})$$

Wird A nun in die Gleichung eingesetzt und diese nach dem gesuchten Widerstandswert R_{PTC} umgestellt, so ergibt sich als Lösung ein mathematischer Zusammenhang, der ausschließlich von den bekannten Widerständen R_{Ref_1} und R_{Ref_2} sowie von den ADC-Werten für alle drei Widerstände abhängt. Die Offsetspannung taucht in der Berechnung nicht mehr auf.

$$R_{PTC} = \frac{(ADC_{PTC} - ADC_{Ref_1}) \cdot (R_{Ref_2} - R_{Ref_1})}{(ADC_{Ref_2} - ADC_{Ref_1})} + R_{Ref_1}$$

4.2 Erkenntnisse aus der Berechnung

Die Aufstellung der Berechnungsformel zeigt, dass der Widerstandswert des Pt500 lediglich durch die bekannten Referenzwiderstände und den vom ADC ermittelten Quantisierungswerten berechnet wird. Störende Faktoren wie die Offsetspannung der Verstärkerschaltung und damit auch ihre mögliche Temperaturdrift fallen durch den Vergleich der drei Einzelwerte nicht mehr ins Gewicht. Weiterhin ist das Ergebnis unabhängig von der thermischen Drift und der absoluten Genauigkeit der Referenzspannung, welche dem Analog-Digital-Wandler als Quantisierungsmaßstab dient. Hier reicht eine im Mikroprozessor integrierte Referenz völlig aus, obgleich auch jede beliebige andere Spannungsquelle zum Einsatz kommen könnte. Selbiges gilt für die speisende Quelle der drei Widerstände. Der genaue Wert des Konstantstromes ist ebenfalls irrelevant, da auch dieser in der Berechnung nicht auftaucht.

Der Erfolg der Schaltung liegt in erster Linie darin, dass sämtliche Störfaktoren zwar weiterhin vorhanden sind, durch den Vergleich der drei Einzelmessungen jedoch nicht mehr ins Gewicht fallen, da sie in gleichem Maße auf alle drei Messwerte wirken. Durch den Einsatz von zwei Referenzwiderständen wird der Fehlergradient der Schaltung rechnerisch kompensiert.

Die Genauigkeit der Messung ist hierbei von den Referenzwiderständen abhängig. Diese sollten entgegen der anderen Bauteile von höherer Güte sein und müssen einer geringen Temperaturdrift unterliegen. Weiterhin ist für die Berechnung ihr exakter Wert notwendig, weshalb Bauteile mit geringer Toleranz gewählt werden sollten.

5 Messungen

5.1 Messaufbau und Durchführung

Die Funktionsweise der Schaltung wurde in mehreren Messreihen in einem Temperaturschrank auf ihre Tauglichkeit hin untersucht. Hierbei wurde der Temperaturfühler der Schaltung mit einem identischen Referenz-Temperaturfühler thermisch gekoppelt. Bei beiden Sensoren handelte es sich um identische Pt500-Platin-Sensoren der Genauigkeitsklasse B.

Der Referenzfühler wurde in 4-Leiter-Technik von einem sich außerhalb des Ofens befindenden Präzisionsmultimeter vermessen. Die Messwerte des an der Testschaltung angeschlossenen Pt500 wurden grafisch über ein LC-Display ausgegeben. Im Temperaturschrank wurde die Temperatur in einem Bereich von -40°C bis $+80^{\circ}\text{C}$ in Schritten von 10°C mit einer Verweilzeit von 1 Stunde pro Messwert variiert. Die gemessenen Widerstandswerte der beiden Pt500-Sensoren wurden protokolliert.

Während der gesamten Messreihe befand sich die komplette Test-Schaltung zur Auswertung des Thermoelementes mit im Temperaturschrank und war somit ebenfalls der großen Temperaturdifferenz ausgesetzt.

5.2 Messergebnis

In **Tabelle 1** sind die Ergebnisse der Messreihen ersichtlich. Dargestellt ist die Abweichung vom Messwiderstand der Testschaltung zum Referenzfühler der 4-Leiter-Messung. Ermittelt wurden die Werte in 5 Messreihen innerhalb eines Temperaturbereichs von -40°C bis $+80^{\circ}\text{C}$, abgelesen jeweils bei einer Temperaturänderung um volle 10°C und einer Verweildauer von 1 Stunde. Neben den Abweichungen der Einzelmessungen ist weiterhin der Mittelwert für einen Temperaturwert, sowie die Standardabweichung dargestellt.

Reihe	1	2	3	4	5	\bar{x} [Ω]	σ_x [Ω]
T [$^{\circ}\text{C}$]	ΔR [Ω]	ΔR [Ω]	ΔR [Ω]	ΔR [Ω]	ΔR [Ω]		
-40	-0,5	0,4	0,4	-0,5	-0,3	-0,10	0,46
-30	-0,1	0,3	0,1	-0,3	-0,1	-0,02	0,23
-20	0,2	-0,1	-0,3	0,2	0,2	0,04	0,23
-10	-0,1	-0,1	0,6	0,2	0,3	0,18	0,30
0	0,7	0,0	0,6	0,6	0,5	0,48	0,28
10	0,0	-0,3	-0,3	0,5	0,2	0,02	0,34
20	0,2	0,4	0,1	-0,3	0,4	0,16	0,29
30	0,1	-0,2	0,5	0,1	0,3	0,16	0,26
40	-0,1	0,0	0,2	0,1	0,2	0,08	0,13
50	-0,2	0,1	-0,4	-0,2	-0,1	-0,16	0,18
60	0,2	-0,1	0,2	-0,3	0,0	0,00	0,21
70	0,1	-0,4	-0,5	0,2	0,4	-0,04	0,39
80	0,0	-0,3	-0,1	0,4	-0,2	-0,04	0,27

Tabelle 1 Differenz des Widerstandswertes, Mittelwert und Standardabweichung der Test-Schaltung zur Referenz der 4-Leiter-Messung

Für die in **Bild 5** gezeigte Kurve wurden die Messwerte in Temperaturwerte umgerechnet. Es zeigt den Mittelwert der Abweichung und die dazugehörige Standardabweichung für den jeweiligen Temperaturwert.

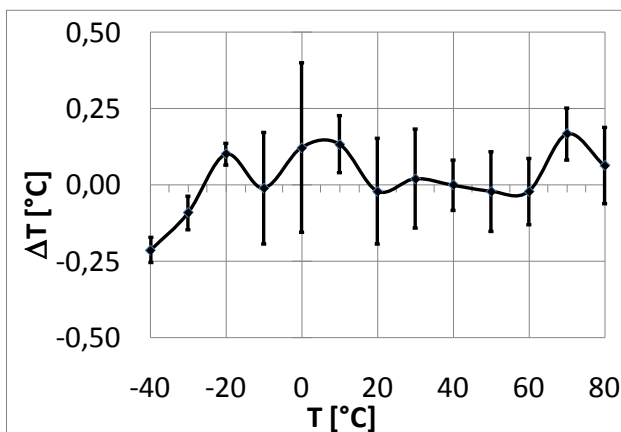


Bild 5 Mittelwert und Standardabweichung der in Temperatur umgerechneten Messwerte

5.3 Deutung des Ergebnisses

Das Messergebnis zeigt, dass über den gesamten Temperaturbereich keine Abweichung von mehr als $0,7\Omega$ zwischen dem Referenzfühler der 4-Leiter-Messung und dem Thermoelement der Test-Schaltung besteht. Bezogen auf den Pt500-Temperatursensor bedeutet dies eine ungefähre Abweichung von maximal $0,4^{\circ}\text{C}$ – das Ergebnis liegt damit in der gewünschten Spezifikation.

Da der größte Messfehler augenscheinlich bei 0°C , also genau da entsteht, wo der Referenzwiderstand R_{REF1} und der Pt500 denselben Widerstandswert von 500Ω haben, sollte für R_{REF1} ggf. ein kleinerer Wert gewählt werden, sodass sich der zu messende Widerstandswert des R_{PTC} stets zwischen denen der beiden Vergleichswiderstände befindet. Dies müsste mathematisch sowie in weiteren Messreihen geprüft werden.

6 Fazit

Die hier vorgestellte Lösung zur einfachen und kostengünstigen Temperaturmessung erfüllt ihre Aufgabe in der Praxis in vollem Umfang. Trotz der Verwendung einfacher Bauteile kann das Ergebnis mit den aufwändigeren Messmethoden für die Temperaturerfassung mithalten, spart dabei jedoch Aufwand und Kosten ein. Den Mikroprozessor außen vor gelassen, beläuft sich die Bauteilanzahl auf lediglich acht Elemente, von denen fünf Widerstände sind, und das zur Messung notwendige Pt-Element ist in dieser Zählung bereits enthalten. Beinhaltet der eingesetzte Mikroprozessor bereits einen Operationsverstärker oder bietet der ADC einen integrierten PGA, so kann ggf. sogar auf die Verstärkerschaltung verzichtet werden.

Für Anwendungen, in denen eine Genauigkeit von $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ ausreicht, bietet der vorgestellte Ansatz eine geeignete Alternative zu den allseits bekannten, konventionellen Methoden. Das Messergebnis mit seiner geringen Abweichung beim Einsatz solcher einfacher Hardware unter der Verwendung des Mikroprozessor-internen 10Bit-ADCs spricht dabei für sich.

Diese Schaltung ist auch problemlos für den Einsatz anderer Thermolemente geeignet. Weiterer Vorteil ist, dass das Resultat der Messung den zu bestimmenden Widerstandswert widerspiegelt, der Temperaturfühler kann also auch problemlos durch jedes andere resistive Messelement ersetzt werden, welches unter Umgebungseinflüssen seinen Widerstandswert ändert. Ein Beispiel hierfür könnte die Feuchtemessung sein.

Auch die softwareseitige Programmierung ist mit minimalem Aufwand zu bewerkstelligen und erfordert ein Minimum an Speicherplatz, wodurch sie auch bei kleineren Mikroprozessoren zum Einsatz kommen kann, vorausgesetzt, es stehen noch genügend Portpins zur Verfügung.

7 Literatur

- [1] Tietze, U., Schenk, C.: „Halbleiterschaltungstechnik“, Springer, 2002
- [2] Freudenberger, A.: „Prozeßmeßtechnik“, Vogel, 2000
- [3] Wiegand, G.: „Sensortechnik“, Franzis, 1986
- [4] Richard, A.: „Schleifengespeistes Temperaturmesssystem mit ARM Cortex-M3“, Elektronik Praxis Nr. 2, Seite 20, 2014