

Temperaturkompensation eines hydrodynamischen Viskosimeters

Jörg Weber

7 Jänner 2014

Alles messen, was messbar ist - und messbar
machen, was noch nicht messbar ist.

(Leitspruch Anton Paar, genaue Quelle unbekannt)

Zusammenfassung

Bei der Messung der Viskosität mittels hydrodynamischen Viskosimeters ist das Wissen über die Temperatur und, bei kontinuierlicher Messung, deren dynamisches Verhalten von essentieller Bedeutung. Diese Arbeit hat das Ziel, eine neue Art der Temperaturmessung für hydrodynamische Viskosimeter, vor allem für das L-Vis 510 der Firma Anton Paar GmbH, zu evaluieren. Zu Beginn der Arbeit wird der Zusammenhang zwischen Temperatur und Viskosität dargestellt, um konkret eine Auflösung der Temperaturmessung fordern zu können. Des Weiteren wird die aktuell im L-Vis eingesetzte Temperaturmessung vorgestellt, um in den Messergebnissen Vergleiche anstellen zu können. Der zweite Teil der Arbeit beschreibt die technische Umsetzung der hier entwickelten Idee der simultanen Messung mittels zwei verschiedener Frequenzen. Dabei wird eine Frequenz zur Messung der Temperatur eines Mediums durch Messung des Kupferwiderstandes des induktiven Abstandssensors, welcher indirekt zur Messung der Viskosität dient, verwendet. Die zweite Frequenz wird zur Erfassung der Induktivität des Abstandssensors genutzt. Im letzten Teil der Arbeit wird anhand unterschiedlicher Temperaturbedingungen die Leistungsfähigkeit der Messung untersucht. Hierbei kommt zu Tage, dass die Messung mittels Kupferwiderstands gegenüber einer herkömmlichen PT100 Messung leichte Einbußen in puncto Auflösung mit sich bringt, jedoch ein viel besseres Ansprechverhalten hat.

Abstract

When measuring viscosity by using a hydrodynamic viscometer, knowledge about the temperature and its dynamic behaviour is of vital importance, especially when making continuous measurements. The intention of this thesis is to evaluate a new way to measure the fluid temperature inline, in particular for the viscometer type L-Vis 510, a product of the Austrian company Anton Paar GmbH. At the beginning of this work, the connection between temperature and viscosity is discussed to demonstrate the requirement for a precise temperature measurement. The new technique to measure the dynamic temperature used in the L-Vis 510 is then introduced to allow a comparison of the measurement results. The second part of the paper describes the technical implementation of the newly developed idea, namely to measure the temperature of a fluid medium by measuring the specific resistance of an inductive distance sensor used as part of the viscosity measurement system by using two different frequencies for the Lock In system, and goes on to describe the expected improvement that comes along with this new method. The last part of the thesis investigates the performance of the new measurement technique under different temperature conditions. It turns out that measurements based on specific resistance show slight reductions in resolution in comparison with the traditional PT100 measuring, but it reacts considerably more quickly to rapid changes in temperature.

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	3
1.1	Grundlagen der Wirbelstrom-Distanzmessung	4
1.2	Aufbau des Inline-Viskosimeters L-Vis 510	6
2	Möglichkeiten der Temperaturkompensation	9
2.1	Spule mit Rückkopplungswicklung	9
2.2	Temperaturmessung mittels PT100 Element	11
2.3	Widerstandsmessung des Spulengleichstromwiderstandes	12
2.4	Zusammenfassung	13
3	Messsignalverarbeitung	14
3.1	Vorgaben an die Messung	14
3.2	Prinzip der Messung	17
3.3	Übertragungsfunktion der aktuellen Messbeschaltung	18
3.4	Wahl der Messfrequenz für die Temperaturmessung	19
3.4.1	Impedanzänderung bei Temperaturänderung	19
3.4.2	Impedanzänderung bei Induktivitätsänderung	20
3.4.3	Resultierender Messfehler	22
3.4.4	Spannungsänderung bei Temperaturänderung	24
3.5	Anpassen des Vorwiderstandes	25
3.6	Dimensionierung des Verstärkers	27
3.6.1	Filter-Dimensionierung	28
3.6.2	Verstärkender Umkehrdifferenzierer	29
4	Theoretischer Hintergrund des Lock-IN-Verstärkers	33
4.1	Grundlegende Messprobleme	33
4.2	Der Einfach-Lock-IN-Verstärker	33
4.2.1	Funktionsweise des phasenempfindlichen Detektors	35
4.3	Der Doppel-Lock-IN-Verstärker	37
5	Durchführung der Messung	39
5.1	Elektrischer Aufbau	39
5.1.1	Signalgenerator	40
5.1.2	Abstands- bzw. Viskositätsmessung	41
5.1.3	Temperaturmessung	41
5.2	FPGA Programm	43
5.2.1	Signalgenerierung	43
5.2.2	Messwerterfassung und Auswertung	44

6	Messergebnisse	46
6.1	Messaufbau	46
6.2	Skalierung der Temperatur und Distanzmessung	48
6.3	Temperaturmessung im statischen Fall und bei trägen Veränderungen	50
6.4	Dynamik der Temperaturmessung	52
6.5	Temperaturkompensation der Abstandsmessung	55
6.6	Zusammenfassung und Ausblick	57
	Literaturverzeichnis	59
	Abbildungsverzeichnis	61
	Tabellenverzeichnis	63
A	A novel fluid dynamic inline viscometer suitable for harsh process conditions	64
B	FPGA Blockschaltbild	69
C	Eidesstattliche Erklärung	71

Kapitel 1

Einführung

Das Wissen über das Zusammenspiel von Viskosität und Temperatur ist in all jenen Bereichen von großer Bedeutung, wo verschiedenste Substanzen auf ihre rheologischen Eigenschaften bei schwankenden Temperaturverhältnissen untersucht werden. Ausgangsbasis für alle Arten der Viskositätsmessung (z. B. Rotationsviskosimeter, Stabinger Viskosimeter, Fallkörperviskosimeter . . .) ist die exakte Kenntnis der Temperatur eines zu messenden Mediums. Dieser Zusammenhang wird zum Beispiel mit der Arrhenius-Andrade Gleichung 1.1 beschrieben [10]. Ist die Temperatur dieses zu messenden Mediums nicht konstant, wie es in der Prozessmesstechnik sehr oft der Fall ist, muss zu jedem Zeitpunkt der Messung die im jeweiligen Moment vorherrschende Temperatur bekannt sein.

$$\eta = A \cdot e^{\frac{b}{T}} \quad (1.1)$$

A,b = empirische Konstanten

η = Viskosität in mPa s

T = absolute Temperatur

Medium	a=ln(A)	b
Wasser	-6.944	2036.8
Benzol	-4.825	1289.2
Aceton	-4.003	842.5
Ethanol	-5.878	1755.8

Tabelle 1.1: Beispielparameter für die Arrhenius-Andrade Gleichung 1.1

Der Fokus dieser Arbeit wird alleine auf die Viskositätsmessung mittels hydrodynamischer Viskosimeter bzw. deren Temperaturkompensation gelegt. Bei einem hydrodynamischen Viskosimeter, welches z. B. in Abbildung 1.1 zu sehen ist, wird sich die Tatsache zu Nutzen gemacht, dass der Druck, welchen ein Medium in einem Keilspalt erzeugt, abhängig ist von der Viskosität des Mediums [20]. Wird der Messkreis wie in Abbildung 1.1 ausgeführt, hat die Viskosität und somit der Druck im Keilspalt Einfluss auf die Distanz zwischen Messfahne und Sensor. Die Distanz zwischen Sensor und Messfahne ist somit der Viskosität proportional. Somit kann die Viskosität durch die genaue Messung der Distanz zwischen Sensor und Messfahne erfasst werden. Das genaue Messprinzip kann in Anhang A nachgelesen werden.

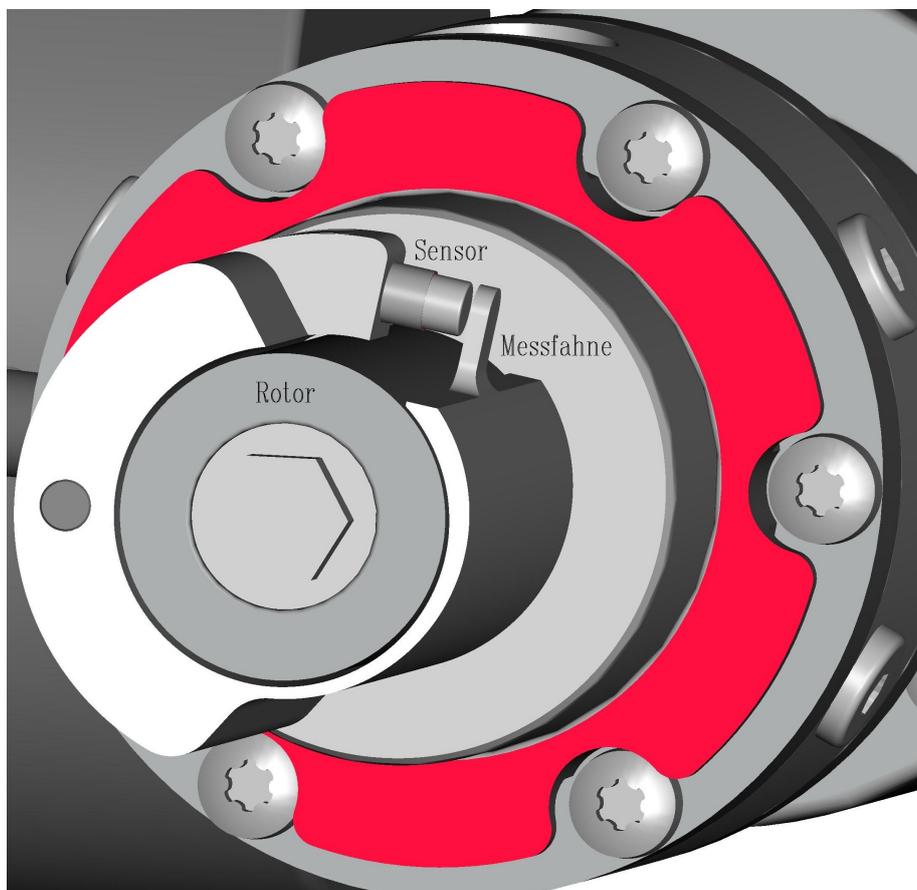


Abbildung 1.1: Sensorkopf L-Vis 510 Anton Paar GmbH.

1.1 Grundlagen der Wirbelstrom-Distanzmessung

Wirbelstromaufnehmer werden heutzutage in großem Umfang in der Prozess-Steuerung und -Überwachung eingesetzt. Hierfür gibt es eine Vielzahl von verschiedenen Bauformen. Induktive Wirbelstromaufnehmer sprechen beim Annä-

hern von elektrisch leitenden und ferromagnetischen Gegenständen an. Das Ansprechverhalten hängt i. Allg. von der Beschaffenheit des Materials ab [3, 7, 9, 12, 15, 16, 21]. Ein Wirbelstrom-Abstandssensor enthält meist einen Oszillator mit einem LC-Schwingkreis. Die zu wählende Frequenz des Oszillators hängt von der Wahl der Induktivität und der Kapazität bzw. der Resonanzfrequenz des Schwingkreises ab. Die Induktivität ist dabei als Spule mit einem gerichteten elektromagnetischen Feld ausgebildet. Die gemessene Amplitude an der (realen) Induktivität gibt Aufschluss über die Distanz zwischen Sensor und Messfahne (U_{out} in Abbildung 1.3), da die Amplitude des gesamten Schwingkreises aufgrund der Flussverdrängung der Wirbelströme in einer leitfähigen Messfahne und durch die Änderung der Gesamtpermeabilität durch Veränderung des Luftspalts gedämpft wird [8, 15]. Ein Beispiel für einen mechanischen Aufbau ist in der Abbildung 1.1 zu sehen. Um den Einfluss der Temperatur auf den induktiven Sensor zu verdeutlichen, sei die Abbildung 1.2 und die nachfolgende Herleitung zu betrachten [25].

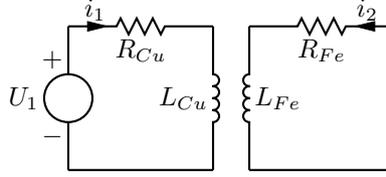


Abbildung 1.2: Ersatzschaltbild eines induktiven Wirbelstromsensors

Primärseite:

$$\underline{i}_1 R_{Cu} + j \cdot \underline{i}_1 \omega L_{Cu} - j \cdot \underline{i}_2 \omega M - \underline{U}_1 = 0 \quad (1.2)$$

Sekundärseite:

$$\underline{i}_2 R_{Fe} + j \cdot \underline{i}_2 \omega L_{Fe} - j \cdot \underline{i}_1 \omega M = 0 \quad (1.3)$$

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{i}_1} = R_{Cu} + j \cdot \omega L_{Cu} + (R_{Fe} - j \cdot \omega L_{Fe}) \cdot \frac{\omega^2 M^2}{R_{Fe}^2 + \omega^2 L_{Fe}^2} \quad (1.4)$$

$$R_e(\underline{Z}) = R_{Cu} + R_{Fe} \cdot \frac{\omega^2 M^2}{R_{Fe}^2 + \omega^2 L_{Fe}^2} \quad (1.5)$$

$$I_m(\underline{Z}) = \omega L_{Cu} - \omega L_{Fe} \frac{\omega^2 M^2}{R_{Fe}^2 + \omega^2 L_{Fe}^2} \quad (1.6)$$

Aus den Gleichungen 1.5 und 1.6 ist ersichtlich, dass die zwei Induktivitäten L_{Cu} und L_{Fe} sowie die zwei Widerstände R_{Cu} und R_{Fe} Einfluss auf den Sensor haben. Aus den Induktivitäten ergibt sich noch die Gegeninduktivität $M = k\sqrt{L_{Cu}L_{Fe}}$ wobei k den Kopplungsfaktor darstellt, welcher die mechanischen Gegebenheiten berücksichtigt. Ändert sich die Temperatur des Sensors, hat dies maßgeblich Einfluss auf den Gleichstromwiderstand R_{Cu} .

1.2 Aufbau des Inline-Viskosimeters L-Vis 510

Mit den gewonnenen Erkenntnissen aus Kapitel 1.1 können nun konkrete Überlegungen für das Inline-Viskosimeter L-Vis 510 der Firma Anton Paar GmbH angestellt werden, welches im Focus dieser Arbeit steht.

Aus den mechanischen Gegebenheiten aus Abbildung 1.1 kann man schlussfolgern, dass $R_{Fe} \ll$ ist, da er nur den Kurzschlusswiderstand der Sekundärseite darstellt. Ebenso darf angenommen werden, dass $L_{Fe} \ll$ aufgrund der Tatsache, dass ein reiner Stahlkörper aus dem verwendeten Stahl ($\mu_r \approx 20$) keinen in diesem Fall nennenswerten Einfluss auf die Gesamtinduktivität hat. Durch Vermessung des Wirbelstromsensors ist weiters bekannt, dass $L_{Cu} = 128 \mu\text{H}$ und $R_{Cu} = 7 \Omega$ ist. Der Schwingkreis eines L-Vis 510 ist wie in Abbildung 1.3 aufgebaut.

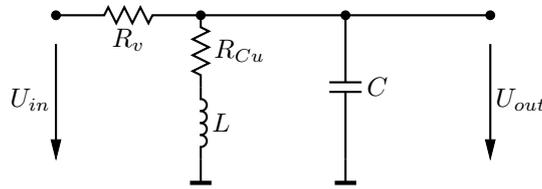


Abbildung 1.3: Ersatzschaltbild des Schwingkreises eines L-Vis 510

Der Kondensator in Abbildung 1.3 hat eine Kapazität von $C = 10 \text{ nF}$. Die Impedanz des Schwingkreises beträgt:

$$\underline{Y} = j2\pi fC + \frac{1}{R_{Cu} + j2\pi fL} \quad (1.7)$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{\underline{Y}} \quad (1.8)$$

Die gemessene Spannung an der Spule in Abhängigkeit der Impedanz lautet somit:

$$\underline{U}_{out}(R_{Cu}, L, f) = \underline{U}_{in} \cdot \frac{\underline{Z}}{\underline{Z} + R_v} \quad (1.9)$$

Ändert sich nun der Widerstand R_{Cu} durch Temperaturschwankungen, muss diese Temperatur bekannt sein, um den Messfehler ausgleichen zu können, da sonst keine Möglichkeit besteht, eine Änderung des Weges ($Distanz = f(L)$) von einer Änderung der Temperatur zu unterscheiden.

Bei diesem Gerät wird ein Schwingkreis knapp oberhalb seiner Resonanzfrequenz betrieben, um einen nahezu linearen Zusammenhang zwischen Wegänderung und Spannungsänderung zu erreichen (siehe Abbildung 1.4). Die optimale Frequenz wäre jene, bei der eine Änderung des Weges eine maximale Änderung der Spannung \underline{U}_{out} zur Folge hat.

Der Vorwiderstand wurde mit $R_v = 3010 \Omega$ gewählt, um über das Verhältnis des komplexen Spannungsteilers in Gleichung 1.9, den Einfluss, welche die Temperatur auf R_{Cu} und somit auf \underline{U}_{out} hat, zu reduzieren.

Aus diesen Angaben ergibt sich eine Resonanzfrequenz von:

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 140.671 \text{ kHz} \quad (1.10)$$

Als Betriebsfrequenz wurde $f = 150 \text{ kHz}$ für die formale Berechnung gewählt. Die Anregespannung hat eine Amplitude von $U = 5 \text{ V}$. Somit ergibt sich effektiv eine Spannung von $\underline{U}_{in} = \frac{5 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 3.535 \text{ V}$. Dem Bode-Diagramm (Abbildung 1.4) kann der Frequenz- und Phasengang entnommen werden. Es ist die Resonanzspitze bei 140674 Hz (883881 rad/s) ersichtlich.

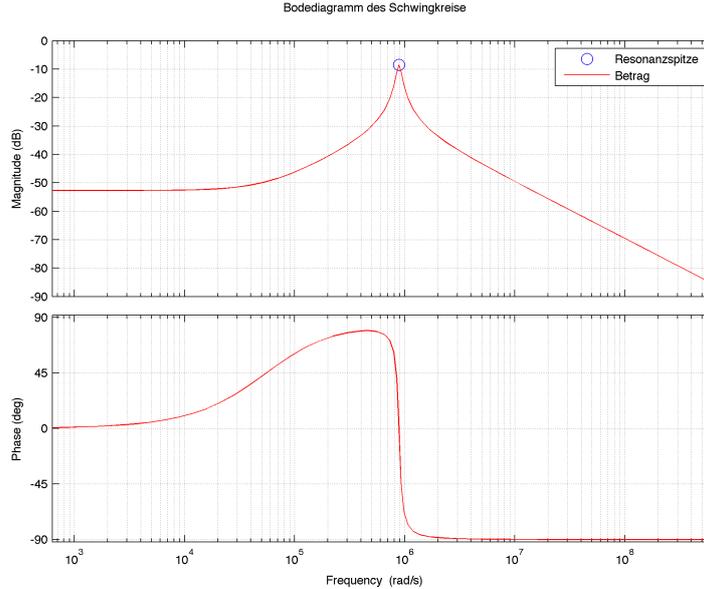


Abbildung 1.4: Bodediagramm des Schwingkreises

Bei Erreichen der Messbereichsendwerte des L-Vis 510 entsteht, laut empirischen Versuchen, ein Unterschied in der Induktivität von $\approx 1 \mu\text{H}$. Dies kann man nun mit vorhergehenden Zusammenhängen leicht in eine Spannungsänderung umrechnen. Es soll nun untersucht werden, wie die Änderung der Temperatur über den Messbereich einen Einfluss auf das Ergebnis der Messung hat. Um einen Vergleich anstellen zu können, wird zuerst die maximale Spannungsänderung bei Änderung der Induktivität über den gesamten Messbereich, also $\approx 1 \mu\text{H}$ errechnet. Da nur die Längen der Zeiger betrachtet werden, ist der Betrag der jeweiligen Spannung von Interesse.

$$|\underline{U}_{out}(128 \mu\text{H})| - |\underline{U}_{out}(129 \mu\text{H})| = 27.416 \text{ mV} \quad (1.11)$$

Somit ergibt sich eine maximale Spannungsänderung von $\Delta U_{max} = 27.416 \text{ mV}$ in Abhängigkeit von der Induktivität.

Zum Vergleich wird nun die Spannungsänderung bei Änderung des Kupferwiderstandes R_{Cu} und einem Temperaturverlauf von 20°C bis 25°C (gängige Temperaturschwankung bei Prozessmessungen) errechnet. Die Temperaturkoeffizienten von Kupfer sind $\alpha_{20} = 3.93 \cdot 10^{-3}$ und $\beta_{20} = 0.6 \cdot 10^{-6}$ [11].

Der Widerstand in Abhängigkeit der Temperatur errechnet sich aus:

$$R_{Cu}(T) = R_{T_0} \cdot [1 + \alpha_{20}(T - T_0) + \beta_{20}(T - T_0)^2] \quad (1.12)$$

Die Spannung errechnet sich wieder aus dem gleichen komplexen Spannungsteiler,

$$\underline{U}_{out}(T) = \underline{U}_{in} \cdot \frac{\underline{Z}(T)}{\underline{Z}(T) + R_v} \quad (1.13)$$

nur belässt man diesmal die Induktivität konstant bei $L = 128 \mu\text{H}$ und verändert die Temperatur. Der Betrag der Spannungsänderung der beiden Temperaturwerte beträgt:

$$|\underline{U}_{out}(20^\circ\text{C})| - |\underline{U}_{out}(25^\circ\text{C})| = 3.648 \text{ mV} \quad (1.14)$$

Hiermit ergibt sich also eine Spannungsänderung von $\Delta U_{5 K} = 5.479 \text{ mV}$ hervorgerufen durch Temperaturänderung.

Messung	unterer Messwert	oberer Messwert	Gesamtänderung
Temperatur	20 °C	25 °C	3.648 mV
L(Distanz)	128 μH	129 μH	27.416 mV
minimaler Messfehler bei 5 K Temperaturänderung			13.438 %

Tabelle 1.2: Zusammenfassung

Somit ist klar ersichtlich, dass eine Änderung der Temperatur einen großen Einfluss auf die Messung des Abstandes hat. Wie man Tabelle 1.2 entnehmen kann, hat eine Schwankung der Temperatur von 5 K schon einen Einfluss von 13.438 %. Die tatsächliche Messunsicherheit ist, abhängig vom Medium, teilweise noch um ein Vielfaches größer, da die Temperatur einen fundamentalen Einfluss auf die Viskosität von Medien hat [10]. Des Weiteren muss bedacht werden, dass 27.146 mV den gesamten Messbereich der Distanzmessung darstellen. Es ist anzunehmen, dass nicht jedes Medium diesen völlig ausschöpft. Somit können die hier veranschlagten 13.438 % als minimale Messunsicherheit betrachtet werden. Ohne eine geeignete Temperaturkompensation ist somit eine Aussage über die Viskosität eines Mediums mit dieser Messmethode nicht möglich. Ersichtlich ist auch, dass der Widerstand R_v Einfluss auf das Temperaturverhalten hat. Wird er groß gewählt, verringert sich die Auswirkung der Temperatur, allerdings wird auch das Messsignal kleiner, was einen Verlust an Auflösung bedeutet. Mit $R_v = 3010 \Omega$ wurde ein Kompromiss gefunden, welcher eine adäquate Auflösung und ein akzeptables Temperaturverhalten liefert. Optimal wäre der Anpassungsfall, wie in Punkt 3.5 beschrieben, welcher aber eine, wie in Gleichung 1.13 ersichtlich ist, zu große Abhängigkeit von der Temperatur zur Folge hat.

Kapitel 2

Möglichkeiten der Temperaturkompensation

Um eine Korrektur des Temperatureinflusses vornehmen zu können, ist eine exakte Kenntnis über denselben oder dessen Auswirkungen notwendig. Zu diesem Zweck werden nun drei Verfahren betrachtet, die in Frage kommen würden.

2.1 Spule mit Rückkopplungswicklung

Diese Möglichkeit zur Minimierung des Temperatureinflusses wurde genau in der Arbeit [1] behandelt und wird hier auf Basis dieser nur kurz erläutert. Im einfachsten Falle eines LC-Schwingkreises benötigt man eine Spule mit einer einzelnen Wicklung. Um nun eine zusätzliche Information, z. B. über die Güte der Spule zu erhalten, muss mit einer zusätzlichen Informationsquelle eine möglichst genaue Aussage hierüber gewonnen werden. Bei einer Spule wird man dies zweckmäßiger mit einer Hilfswicklung vornehmen. Eine zweite Wicklung kann als getrennte Wicklung oder mit einem gemeinsamen Bezugspunkt aufgebracht werden. Die Wicklungsart sollte möglichst so gewählt werden, dass im Ersatzschaltbild in einem Zweig nur der Verlustwiderstand (d.h. der rein ohmsche R_{Cu} und der effektive-ohmsche Kernverlust-Widerstand der komplexen Permeabilität) wirksam ist.

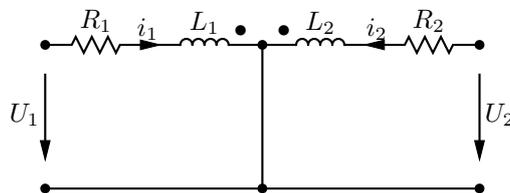


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild der Spule mit Rückkopplungswicklung

Ein geeignetes Rückkopplungsnetzwerk wird man zweckmäßigerweise in zwei Zweige aufteilen. Ein Grundanteil wird direkt auf den Verstärkereingang gelegt, und ein Anteil zur Temperaturkompensation über die Rückkopplungswicklung der Spule. Beide Rückkopplungszweige müssen dann so dimensioniert werden,

dass eine Temperaturveränderung an der Spule keine oder nur sehr wenig Auswirkung auf das Messergebnis hat. Eine Analyse möglicher Rückkopplungsnetzwerke zeigt nun, dass eine selbsttätige Temperaturkompensation nur für spezielle Netzwerke zu erreichen ist. Die Abbildung zeigt ein geeignetes Rückkopplungsnetzwerk.

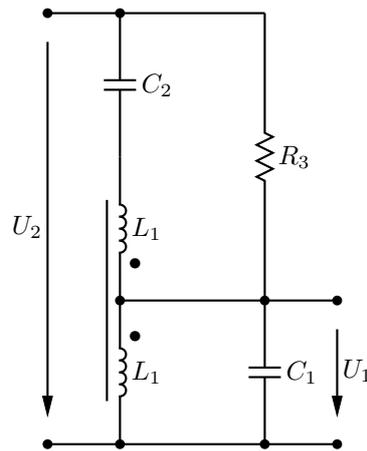


Abbildung 2.2: geeignetes Rückkopplungsnetzwerk

Das Hauptproblem hierbei ist, dass die genaue Temperatur nicht bekannt ist, sondern nur der Einfluss der Temperatur minimiert wird. Eine exakte Erläuterung dieser Methode ist unter [1] nachzulesen.

2.2 Temperaturmessung mittels PT100 Element

Eine weitere Möglichkeit der Temperaturkompensation besteht darin, die Temperatur direkt am Sensorkopf zu messen. Wie in der Abbildung 2.3 zu erkennen ist, sitzt ein PT100 Temperatursensor bauartbedingt leicht versetzt zum induktiven Abstandssensor. Diese Distanz hat einen Temperaturgradienten zur Folge, was bedeutet, dass bei hochdynamischen Temperaturänderungen die Messung unbrauchbar ist, da der Messfehler durch den Temperaturunterschied zwischen T_{PT100} T_{Spule} zu groß ist. Um ein vernünftiges Messergebnis zu erzielen, muss somit während des Messvorganges die Temperatur konstant sein, um einer Verfälschung des Messergebnisses vorzubeugen. Wurden diese Störfaktoren berücksichtigt, kann mit dieser Temperaturmessung der aktuelle Gleichstromwiderstand der Induktivität unter Berücksichtigung der Temperatur berechnet werden und das eigentliche Messergebnis mikroprozessorgestützt korrigiert werden.

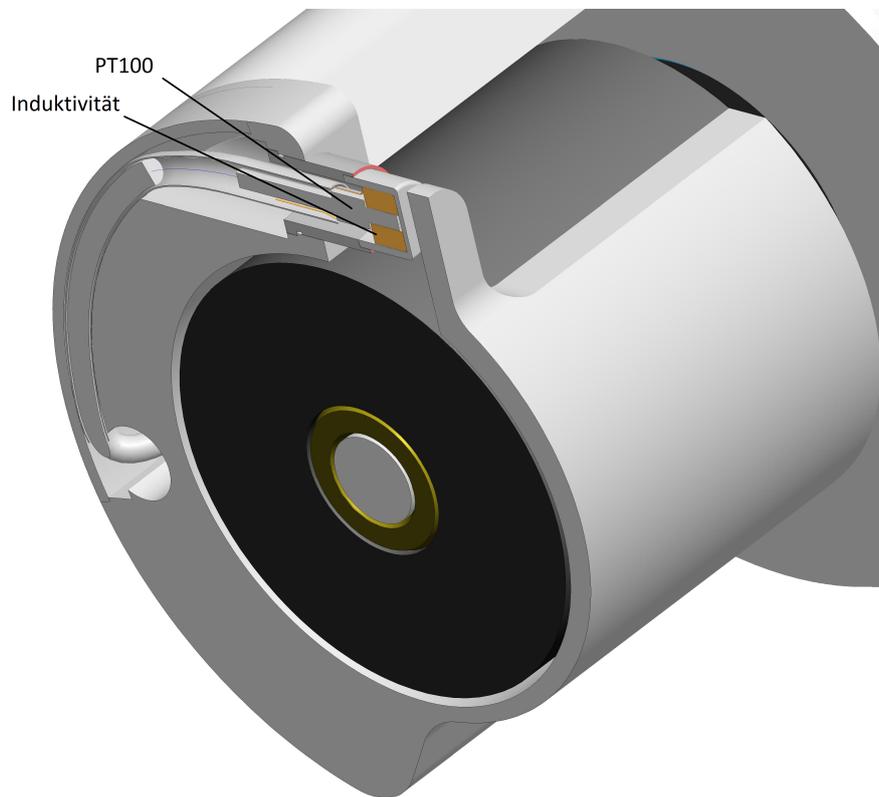


Abbildung 2.3: Position der Induktivität und des PT100 Elements im L-Vis 510

Bei konstanten Temperaturverhältnissen, oder trägen Veränderungen (siehe Punkt 6.3), liefert diese Art der Temperaturkompensation akzeptable Ergebnisse.

2.3 Widerstandsmessung des Spulengleichstromwiderstandes

Bekanntlich hängt der rein ohmsche Widerstand von sehr vielen Materialien, somit auch der von Kupfer, maßgeblich von der Temperatur ab [11]. Dieser Zusammenhang wurde in Gleichung 1.12 dargestellt. Die Idee dieses Messprinzips ist es, dass die temperaturbedingte Änderung des Kupferwiderstandes R_{Cu} einer realen Induktivität dahingehend benutzt wird, um auf die Temperatur zurückzuschließen. Zudem würde das den Vorteil mit sich bringen, dass der exakte Kupferwiderstand der Spule bzw. die Potentialdifferenz an demselbigen bekannt wäre, was zu einer Verbesserung der Abstandsmessung und somit der Viskositätsmessung führen könnte. Des Weiteren gibt es keinen Temperaturgradienten aufgrund eines baulichen Unterschiedes (wie bei PT100 Messung), da direkt an der Spule gemessen wird, welche temperaturkompensiert werden soll, was zu einer wesentlichen Verbesserung der Messdynamik beitragen kann. Somit ist die aktuelle Temperatur der Induktivität bekannt.

Eine *einfache* Gleichstrommessung hat den Nachteil, dass es sich um sehr kleine Spannungsänderungen handelt und elektronische Bauelemente wie Operationsverstärker gerade bei sehr niedrigen Frequenzen ein hohes Rauschmaß aufweisen (siehe z. B. Datenblatt LT6203). Dieses Problem könnte wie folgt gelöst werden.

Diese Art der Messung beruht auf folgendem Prinzip:

Auf das bereits bestehende Signal, welches für die Messung der Distanz verwendet wird, soll ein weiteres niederfrequentes Signal aufmoduliert werden. Für die Spannungsmessung kommt ein Lock-IN Verstärker (Synchrongleichrichter, Näheres in Kapitel 4) zum Einsatz, um einen möglichst hohen Signal-Rausch-Abstand zu erreichen.

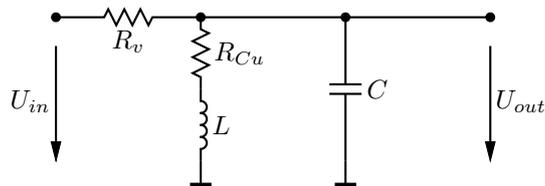


Abbildung 2.4: Ersatzschaltbild des Schwingkreises

Des Weiteren könnte auch der Vorwiderstand R_v angepasst werden, um Anpassung bei der Abstandsmessung zu erreichen (oder um einen Punkt näher am Anpassungsfall zu erreichen). Damit könnte auch die Auflösung der Viskositätsmessung (Abstandsmessung) verbessert werden.

2.4 Zusammenfassung

Um sich nochmal einen Überblick verschaffen zu können, sind hier die 3 Arten der besprochenen Messung zusammengefasst.

Messprinzip	Vorteile	Nachteile
Rückkopplungswicklung	minimiert direkt den Einfluss der Temperatur	aktuelle Temperatur nicht bekannt
PT100	sehr genau, einfache Realisierung	schlechtes dynamisches Verhalten
Spulenwiderstand	sehr schnell, genau	höheres Rauschen als bei PT100 (siehe Pkt. 6.3)

Tabelle 2.1: Gegenüberstellung der Messverfahren

Da die aktuelle Temperatur, wie unter Punkt 1 beschrieben ist, unbedingt bekannt sein muss, scheidet die Rückkopplungswicklung aus. Auch eine Kombination aus PT100 und Rückkopplungswicklung scheint keine gute Alternative zu sein, da zum Einen mehr Kosten entstehen und zum Anderen bei sprunghaften Temperaturänderungen die Temperatur wieder nicht exakt bekannt wäre. Die PT100 Messung wäre durchaus eine gute Lösung bei sehr geringen und trägen Temperaturveränderungen. Bei einem Prozessmessgerät ist dies jedoch meist nicht der Fall. Bei Messungen, wo die Temperatur einer hohen Dynamik unterliegt, ist die Messung mittels Spulengleichstromwiderstandes sicher eine sehr gute Option, welche es zu betrachten gilt. Die zugrunde liegende Messmethode dieses Prinzips ist die Lock-IN Messung, um geringe Spannungsänderungen am Kupferwiderstand der Induktivität detektieren zu können. Somit ist es nur sinnvoll, den Zusammenhang zwischen Widerstandsänderung und Temperatur genauer zu betrachten, unter Berücksichtigung der Induktivitätsänderung.

Kapitel 3

Messsignalverarbeitung

3.1 Vorgaben an die Messung

Die aktuelle Messung der Temperatur erfolgt beim L-Vis 510 durch einen PT100 Sensor (wie in Kapitel 2.2 beschrieben) und soll durch eine Messung des Gleichstromwiderstandes ersetzt werden. Das Ziel, welches es zu erreichen gilt, ist eine Verbesserung der Viskositätsmessung des L-Vis 510 bei schnellen Temperaturschwankungen. Als Hardware soll die bereits vorhandene Messplatine des L-Vis 510 zum Einsatz kommen und gegebenenfalls adäquat modifiziert werden. Laut Datenblatt hat das L-Vis 510 folgende Spezifikationen:

- Messbereich der Temperatur von -5 °C bis 200 °C
- Messbereich der Viskosität von $1\text{ mPa}\cdot\text{s}$ bis $50\,000\text{ mPa}\cdot\text{s}$
- Typische Genauigkeit von 1%
- Typischer Messbereich von $100\text{ mPa}\cdot\text{s}$ bis $2000\text{ mPa}\cdot\text{s}$

Um ein Gefühl für das Zusammenspiel von Temperatur und Viskosität zu erlangen und um eine erforderliche Messgenauigkeit angeben zu können, kommt als Referenzmedium Glycerol zum Einsatz, da es in dieser Industriesparte häufig als Referenzmedium dient. Durch Verwenden der modifizierten Arrhenius-Andrade-Beziehung für Glycerol aus [4] kann folglich daraus die geforderte Temperaturentauung errechnet werden.

$$\eta[\text{mPa}\cdot\text{s}] = 12100 \cdot e^{\frac{(-1233+T[\text{°C}])T[\text{°C}]}{9900+70T[\text{°C}]}} \quad (3.1)$$

Die Gleichung 3.1 liefert, im Bereich von 0 °C bis 100 °C , nahezu identische Werte wie die Untersuchung von Glycerol in der Arbeit [17]. Somit eignet sie sich hervorragend, um eine passende **obere Schranke** für die Auflösung der Temperaturentauung zu ermitteln. Nach Umformung auf die Temperatur erhält man:

$$T(\eta)[\text{°C}] = -35 \cdot \left[\sqrt{\ln(\eta)^2 + 24.50828 \ln(\eta) - 8.5164} - \ln(\eta) - 8.213325 \right] \quad (3.2)$$

Mit Hilfe des Ausdrucks 3.2 kann man nun errechnen, um welchen Wert die Temperatur schwanken darf, um bei der Messung der Viskosität die typische Genauigkeit von $\pm 0.5\%$ zu erreichen.

$$\Delta T_{+0.5\%} = T(\eta) - T(\eta + 0.005\eta) \quad (3.3)$$

$$\Delta T_{-0.5\%} = T(\eta) - T(\eta - 0.005\eta) \quad (3.4)$$

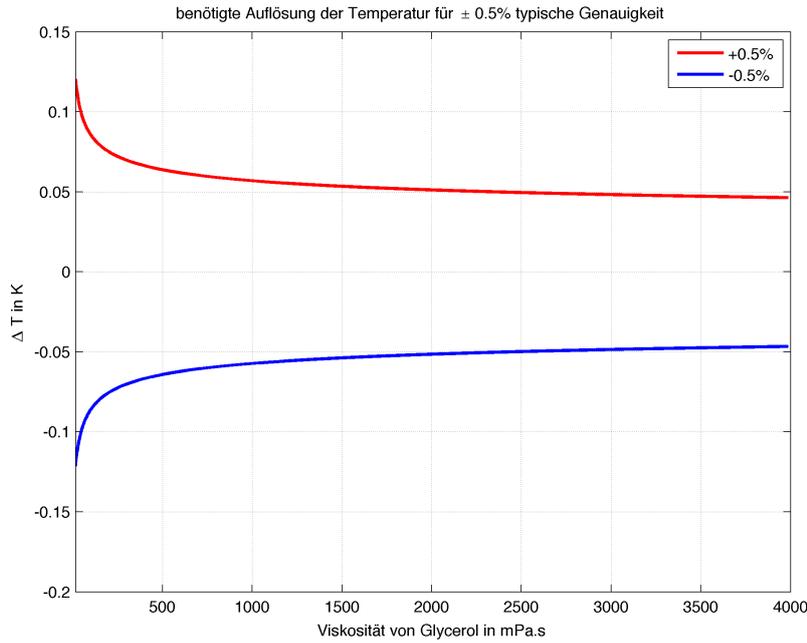


Abbildung 3.1: geforderte Auflösung der Temperatur über Viskosität für Glycerol

Bei 500 mPa.s, was ein Punkt im typischen Messbereich dieses Gerätes ist, kann nun dem Diagramm 3.1 die benötigte Temperatureauflösung entnommen werden. Der zulässige Bereich ist jener Bereich in Diagramm 3.1, welcher sich zwischen den Graphen befindet. Rechnerisch kann man die minimal erforderliche Auflösung, um die typische Genauigkeit zu erreichen, wie folgt darstellen:

$$\Delta T_{500 \text{ mPa.s} \pm 1\%} = \Delta T_{500 \text{ mPa.s} + 0.5\%} - \Delta T_{500 \text{ mPa.s} - 0.5\%} \quad (3.5)$$

$$\Delta T_{500 \text{ mPa.s} \pm 1\%} = 0.1286 \text{ K} \quad (3.6)$$

Die maximale Abweichung der Temperaturmessung aus Gleichung 3.6 von 0.1286 K ist ein rein theoretischer Maximalwert mit der Annahme, dass die Wirbelstromdistanzmessung, mit Hilfe derer auf die Viskosität zurückgerechnet wird, eine Messunsicherheit von 0% hat und der Rest der Messung temperaturunabhängig ist [20]. Der Einfluss der Temperatur auf den Sensor ist jedoch um Größenordnungen höher und wird in Punkt 1.2 beschrieben. Ebenso ist in Abbildung 3.1

zu erkennen, dass bei steigender Viskosität der Anspruch an die Auflösung der Temperatur zunimmt. Bei z. B. 4000 mPa s ist eine Auflösung von 0.093 K erforderlich, um die Grenzen der typischen Genauigkeit einzuhalten. Zusammenfassend ergeben sich die Spezifikationen wie in Tabelle 3.1 dargestellt. Hier sei nochmals zu erwähnen, dass der Wert für die Auflösung der Temperatur sich auf die typische Genauigkeit stützt.

Temperaturbereich	−5 °C bis 200 °C
Viskositätsbereich	1 mPa s bis 50 Pa s
Auflösung der Temp. Messung	$\Delta T \ll 0.1286 \text{ K}$

Tabelle 3.1: Spezifikationen der Messung

Die Messung mittels PT100 Element bietet eine Temperaturlösung von 1 mK. Optimal wäre es, diese Auflösung beizubehalten. Um dies zu erreichen, soll die vorhandene Beschaltung des L-Vis 510 soweit modifiziert werden, dass die Änderung der Temperatur um 1 mK eine Spannungsänderung am Spulengleichstromwiderstand von 1 μV hervorruft, um vom aktuell verbauten Lock-IN Messsystem des L-Vis 510 noch erfasst werden zu können.

3.2 Prinzip der Messung

Um das Messprinzip zu verdeutlichen, wird zunächst das Blockschaltbild 3.2 betrachtet.

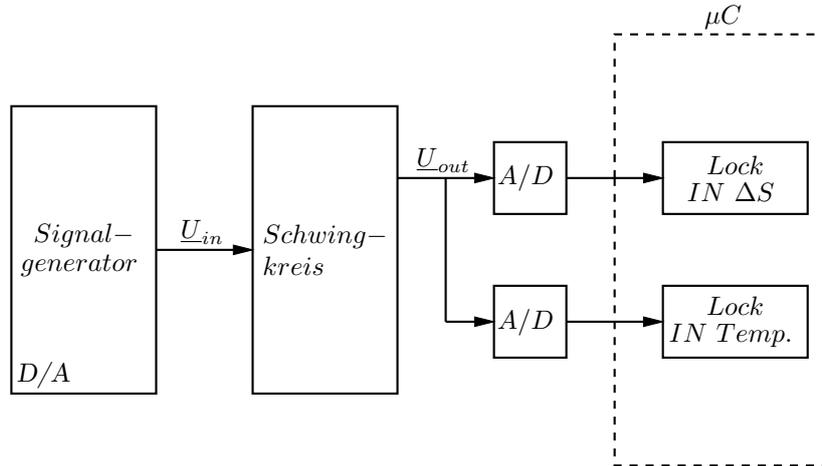


Abbildung 3.2: Prinzipschaltbild der Messung

Der Signalgenerator erzeugt ein Signal, welches aus zwei überlagerten Sinusfrequenzen besteht.

$$\underline{U}_{in} = U_1 \cdot \sin(2\pi f_1) + U_2 \cdot \sin(2\pi f_2) \quad (3.7)$$

Wobei:

- U_1 der Amplitude der Abstandsmessung
- f_1 der Frequenz der Abstandsmessung
- U_2 der Amplitude der Temperaturmessung und
- f_2 der Frequenz der Temperaturmessung

entspricht. Die maximale Ausgangsspannung, die der Signalgenerator erzeugen kann, liegt bei ± 5 V. Da diese schon für die Distanzmessung ausgeschöpft wird, muss die Amplitude der Distanzmessung verringert werden. Die Folge einer solchen Verringerung ist ein Verlust an Signalamplitude. Wie dem entgegenge wirkt wird, wird in Kapitel 3.5 beschrieben. Die Ausgangsamplitude des DA-Umsetzers AD5425 ist nicht beliebig variabel, sie kann nur in 126 Schritten variiert werden. Als neue Signalamplituden wurden gewählt:

$$U_1 = \frac{89}{126} \cdot 5 \text{ V} = 3.531 \text{ V} (\sim 70 \%) \quad (3.8)$$

$$U_2 = \frac{37}{126} \cdot 5 \text{ V} = 1.46 \text{ V} (\sim 30 \%) \quad (3.9)$$

Des Weiteren ist $f_1 \neq f_2$, um die Signale wieder voneinander trennen zu können, sollten sie jedoch für eine gute gegenseitige Unterdrückung gemeinsame

Nullstellen aufweisen (mehr dazu in Kapitel 4). Da ein Lock-IN-Verstärker nur auf eine Frequenz (im Idealfall) sensitiv ist, können so die verschiedenen Messergebnisse ausgewertet werden. Also ist bei korrekter Wahl der Frequenzen U_1 proportional zur Distanz und U_2 proportional zur Temperatur. Um eine Aussage darüber machen zu können, welche Frequenzen geeignet sind, muss zunächst die Übertragungsfunktion der Eingangsstufe (Signalgenerator + Schwingkreis) betrachtet werden.

3.3 Übertragungsfunktion der aktuellen Messbeschtaltung

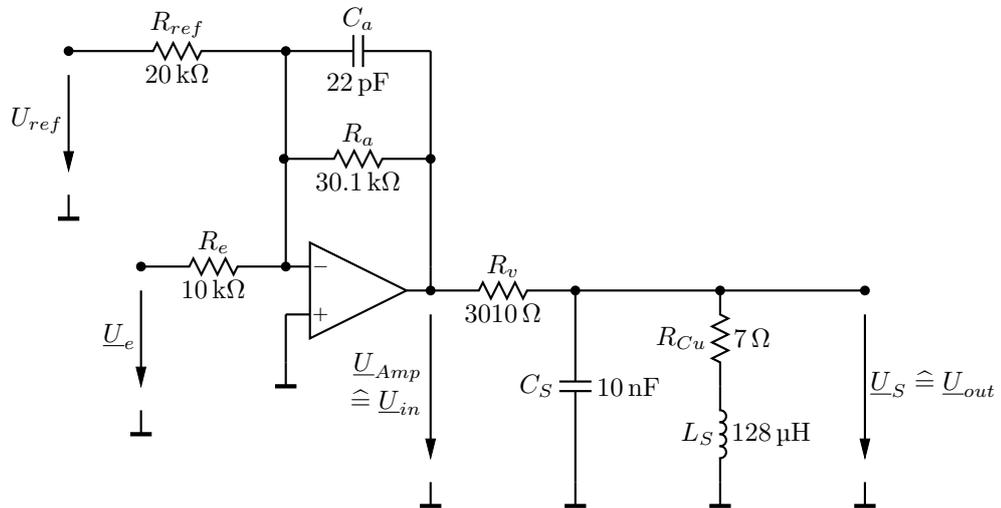


Abbildung 3.3: aktuelle Beschaltung

Die Messbeschtaltung zeigt sich wie in Abbildung 3.3 und ist ein verstärkender Umkehraddierer mit nachgeschaltetem Messschwingkreis [22]. Diese Beschaltung wurde gewählt, um aus dem 0 V bis 5 V Signal des AD5424 ein -5 V bis 5 V Signal erzeugen zu können. Die angegebenen Bauteilwerte sind jene, welche im original L-Vis 510 verbaut sind. Der Vorwiderstand $R_w = 3010 \Omega$ wurde gewählt, um den Einfluss der Temperatur auf die Distanzmessung zu verringern (laut Glg. 3.14).

Zur Vereinfachung betrachten wir zunächst $R_a || C_a$ als Z_a .

Somit ergibt sich:

$$-U_{Amp} = \frac{Z_a}{R_e} \cdot U_e + \frac{Z_a}{R_{ref}} \cdot U_{ref} \quad (3.10)$$

$$Z_a = \frac{R_a}{1 + j\omega R_a C_a} \quad (3.11)$$

Als Ausgangsspannung am Operationsverstärker erhält man nun:

$$U_{Amp} = -\frac{R_a}{1 + j\omega R_a C_a} \cdot \left(\frac{U_e}{R_e} + \frac{U_{ref}}{R_{ref}} \right) \quad (3.12)$$

Der nachfolgende Schwingkreis kann wieder als Parallelschaltung von $C_S || (R_{Cu} + L_S)$ betrachtet werden, welcher einen Spannungsteiler über R_v bildet.

$$\underline{Z}_S = \frac{R_{Cu} + j\omega L_S}{1 + j\omega R_{Cu} C_S - \omega^2 L_S C_S} \quad (3.13)$$

$$\underline{U}_S = \underline{U}_{Amp} \cdot \frac{\underline{Z}_S}{\underline{Z}_S + R_v} \quad (3.14)$$

Das daraus resultierende Ergebnis für die Gesamtausgangsspannung lautet:

$$\underline{U}_S = - \frac{R_a}{1 + j\omega R_a C_a} \cdot \frac{R_{Cu} + j\omega L_S}{R_{Cu} + R_v + j\omega (R_v R_{Cu} C_S + L_S) - \omega^2 R_v L_S C_S} \cdot \left(\frac{U_e}{R_e} + \frac{U_{ref}}{R_{ref}} \right) \quad (3.15)$$

Um eine Aussage über das Maß der Ausgangsspannung treffen zu können, muss nun eine passende Frequenz für die Messung der Temperatur gefunden werden.

3.4 Wahl der Messfrequenz für die Temperaturmessung

Bei der Wahl einer geeigneten Messfrequenz muss bedacht werden, dass eine zu messende Ausgangsspannung $\underline{U}_{out} = \underline{U}_S$ aus Abbildung 3.3, laut Gleichung 3.15, eine Funktion von $\underline{U}_{out} = f(R_{Cu}, L, f)$ ist. Je höher die Frequenz ist, desto höher ist der Einfluss der komplexen Bauelemente (L, C), wobei L_S , durch die Verwendung als Abstandssensor, in einem definierten Bereich von $L_S = 128 \mu\text{H} \rightarrow 129 \mu\text{H}$, variabler Natur ist und C_S seine Kapazität beibehält. Genaueres zu diesem Thema ist unter Punkt 3.4.2 zu finden. Zu Beginn soll jedoch geklärt werden, welchen (wünschenswerten) Einfluss die Temperatur auf die Impedanz, genauer auf R_{Cu} , hat, um auf eben jene rückschließen zu können. Dies sei unter Punkt 3.4.1 erläutert. Natürlich drängt sich die Frage auf, warum nicht bei Gleichspannung ($f=0$ Hz) gemessen wird. Dieser Aspekt wird in Punkt 3.4.3 erläutert.

3.4.1 Impedanzänderung bei Temperaturänderung

Aus der Gleichung 3.13 lassen sich unter Berücksichtigung der temperaturbedingten Widerstandsänderung des Kupferwiderstandes R_{Cu} zwei Impedanzen für zwei unterschiedliche Temperaturen errechnen.

$$\begin{aligned} T_1 &= 20^\circ\text{C} \\ T_2 &= 21^\circ\text{C} \\ L_S &= 128 \mu\text{H} \\ C_S &= 10 \text{nF} \\ R_{Cu}(T_1) &= 7 \Omega \\ R_{Cu}(T_2) &= 7.027514 \Omega \\ f &= 0 \dots 5000 \text{ Hz} \end{aligned}$$

$$\underline{Z}_S(f) = \frac{R_{Cu} + j\omega L_S}{1 + j\omega R_{Cu} C_S - \omega^2 L_S C_S} \quad (3.16)$$

$$|\Delta Z_S(f)| \Big|_{20^\circ\text{C}}^{21^\circ\text{C}} = \left| \frac{R_{Cu}(T_2) + j\omega L_S}{1 + j\omega R_{Cu}(T_2) C_S - \omega^2 L_S C_S} - \frac{R_{Cu}(T_1) + j\omega L_S}{1 + j\omega R_{Cu}(T_1) C_S - \omega^2 L_S C_S} \right| \quad (3.17)$$

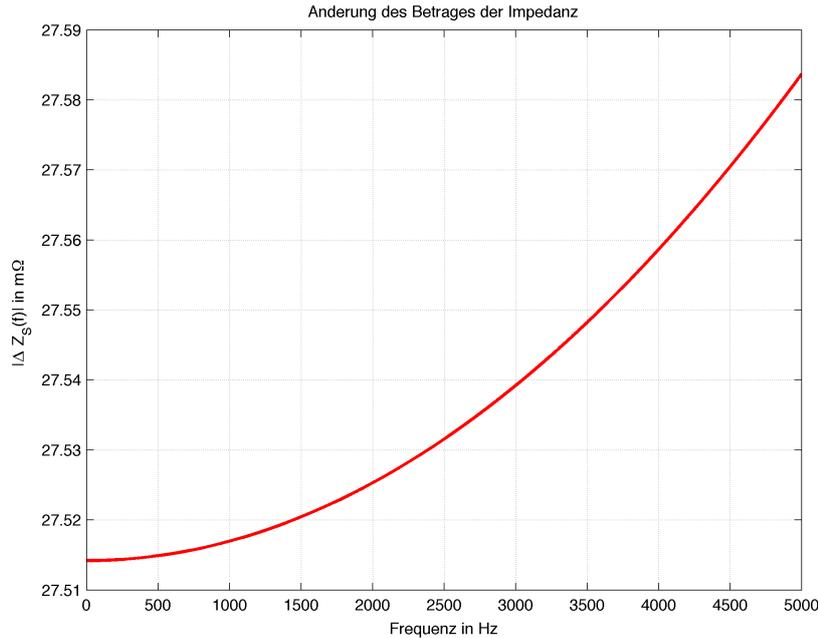


Abbildung 3.4: Impedanzänderung in Abhängigkeit von der Frequenz

Dem Diagramm 3.4 ist die Gleichstromwiderstandsänderung von R_{Cu} zu entnehmen ($f=0$ Hz). Je höher die Frequenz, desto größer ist die Änderung der Impedanz $|\Delta Z_S(f)|$. Diese verdeutlicht nur die bekannte Frequenzabhängigkeit einer Induktivität und einer Kapazität. Da in diesem Fall jedoch der Gleichstromwiderstand der Induktivität von Interesse ist, sind diese Effekte als nachteilig zu betrachten. Somit stellt jeder Einfluss der Frequenz auf den Wert der Impedanz eine Messunsicherheit dar und soll nach Möglichkeit so gering als möglich sein.

3.4.2 Impedanzänderung bei Induktivitätsänderung

Über den gesamten Bereich der Abstandsänderung wird, wie schon in Kapitel 1.2 beschrieben, die Messinduktivität L_S um $\approx 1 \mu\text{H}$ variiert. Diese Änderung führt auch zu einer Beeinflussung der Temperaturmessung wieder in Abhängigkeit der Frequenz. Bei der Wahl der Messfrequenz muss daher die induktivitätsbedingte

Impedanzänderung ebenso berücksichtigt werden. Diese errechnet sich wie folgt:

$$\begin{aligned}
 L_{S1} &= 128 \mu\text{H} \\
 L_{S2} &= 129 \mu\text{H} \\
 C_S &= 10 \text{ nF} \\
 R_{Cu} &= 7 \Omega \\
 T &= 20 \text{ }^\circ\text{C} \\
 f &= 0 \dots 5000 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

$$Z_S(f) = \frac{R_{Cu} + j\omega L_S}{1 + j\omega R_{Cu} C_S - \omega^2 L_S C_S} \quad (3.18)$$

$$|\Delta Z_S(f)| \Big|_{128 \mu\text{H}}^{129 \mu\text{H}} = \left| \frac{R_{Cu}(T) + j\omega L_{S1}}{1 + j\omega R_{Cu}(T) C_S - \omega^2 L_{S1} C_S} - \frac{R_{Cu}(T) + j\omega L_{S2}}{1 + j\omega R_{Cu}(T) C_S - \omega^2 L_{S2} C_S} \right| \quad (3.19)$$

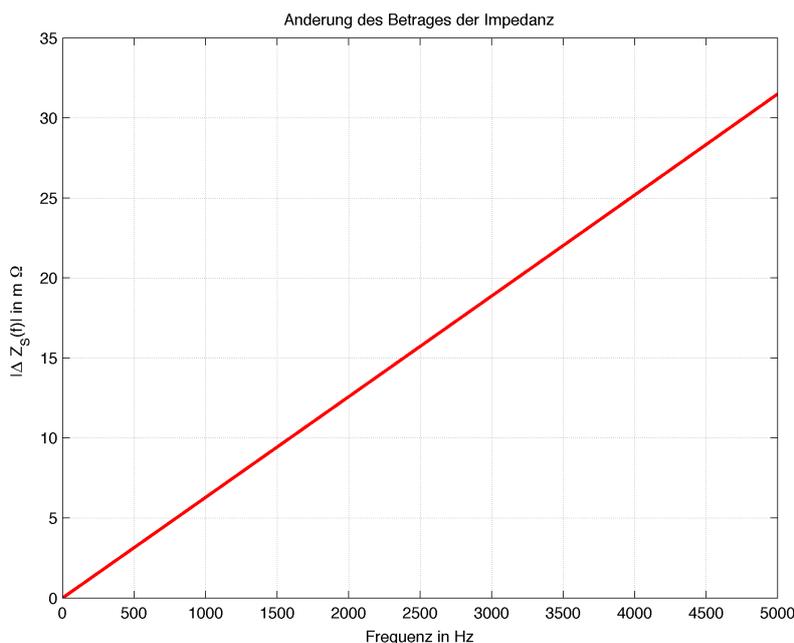


Abbildung 3.5: Impedanzänderung bei Induktivitätsänderung in Abhängigkeit der Frequenz

Bei Betrachtung des Diagrammes in Abbildung 3.5 ist zu erkennen, dass bei steigender Frequenz die induktivitätsbedingte Impedanzänderung zu einer immer größer werdenden Messunsicherheit führt. Bei z. B. 4000 Hz ist laut Abbildung 3.5 eine Impedanzänderung von $|\Delta Z_S(f)| = 25 \text{ m}\Omega$ zu beobachten. Vergleicht man dies mit den Resultaten aus Abbildung 3.4, wo die Änderung des Gleichstromwiderstandes bei einer Änderung der Temperatur von $1 \text{ }^\circ\text{C}$ lediglich eine

Impedanzänderung von $|\Delta Z_S(f)| = 27.5 \text{ m}\Omega$ hervorruft ist leicht zu erkennen, dass in diesem Beispiel kein zuverlässiger Rückschluss auf die Temperaturänderung möglich wäre, da der unvohersehbare Effekt der Induktivitätsänderung zu großen Einfluss hat.

Resultierend aus den Ergebnissen in Punkt 3.4.1 und 3.4.2 lässt sich festhalten, dass es für die Minimierung der Messunsicherheit von Vorteil ist, eine möglichst geringe Frequenz zu wählen.

3.4.3 Resultierender Messfehler

Wie in den Punkten 3.4.1 und 3.4.2 gezeigt wurde, wirkt sich die Wahl der Frequenz stark auf den zu erwartenden systematischen Messfehler aus. Da die Impedanz nicht direkt gemessen werden soll, sondern die Änderung einer Spannung an selbiger, wird nun der zu erwartende Messfehler als Spannungsänderung in Abhängigkeit der Temperatur der Induktivität und der Frequenz errechnet.

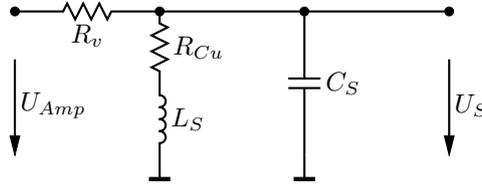


Abbildung 3.6: Ersatzschaltbild Schwingkreis

Formal ergibt sich dieser Zusammenhang folgendermaßen:

$$\underline{Z}_S(f, T, L) = \frac{R_{Cu} + j\omega L_S}{1 + j\omega R_{Cu} C_S - \omega^2 L_S C_S} \quad (3.20)$$

$$\underline{U}_S(f, T, L) = U_{Amp} \cdot \frac{\underline{Z}_S}{\underline{Z}_S + R_v} \quad (3.21)$$

$$\underline{U}_S(f, T, L) = U_{Amp} \cdot \frac{R_{Cu} + j\omega L_S}{R_{Cu} + R_v + j\omega(R_{Cu} R_v C_S + L_S) - \omega^2 R_v L_S C_S} \quad (3.22)$$

mit:

$$R_{Cu}(T) = R_{T_0} \cdot [1 + \alpha_{20}(T - T_0) + \beta_{20}(T - T_0)^2] \quad (3.23)$$

$$R_{T_0} = 7 \Omega \quad (3.24)$$

$$T_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.25)$$

Obwohl für die Messung der Temperatur rein der Gleichstromwiderstand von Interesse ist, ist aus Gründen technischer Natur aber die Messung einer reinen Gleichspannung in diesem Fall nicht praktikabel, da die Messung einer reinen Gleichspannung mit herkömmlichen elektronischen Komponenten eine große Herausforderung in Bezug auf den Einfluss von Rauschen darstellt. Im Datenblatt des LT6203 Operationsverstärker, welcher dort als *ultra low noise* deklariert wird, steigt das Eingangsrauschen unter 10 Hz exponentiell an. Genauere Daten sind dem Datenblatt selbst zu entnehmen. Aus diesem Grund

bietet sich eine reine Gleichspannungsmessung nicht an. Es soll nun eine Frequenz gewählt werden, welche gering genug ist, damit jener Messfehler, welcher durch die variable Induktivität hervorgerufen wird, nicht zu einflussreich ist, aber die Frequenz sollte auch nicht zu gering sein, um den nachteiligen Effekten des LT6203 weitestgehend vorzubeugen (hohes Rauschen bei Frequenzen < 10 Hz). Eine kurze Abschätzung zum Rauschen ist unter Punkt 5.1.3 zu finden. Mit Hilfe der Gleichung 3.26 wurde das Diagramm in Abbildung 3.7 erstellt, um sich ein Bild über den maximalen Messfehler in Abhängigkeit der jeweiligen Frequenz machen zu können. Maximal daher, da in Gleichung 3.26 die maximale Induktivitätsänderung des L-Vis 510 von $1 \mu\text{H}$ eingesetzt wurde.

$$U_{S_{ERR}} = U_{Amp} \cdot \left(\left| \frac{|\underline{Z}_S(f, 128\mu\text{H}, T)|}{|\underline{Z}_S(f, 128\mu\text{H}, T)| + R_v} - \frac{|\underline{Z}_S(f, 129\mu\text{H}, T)|}{|\underline{Z}_S(f, 129\mu\text{H}, T)| + R_v} \right| \right) \quad (3.26)$$

mit

$$U_{Amp} = \frac{1.468}{\sqrt{2}} \text{ V} \quad (3.27)$$

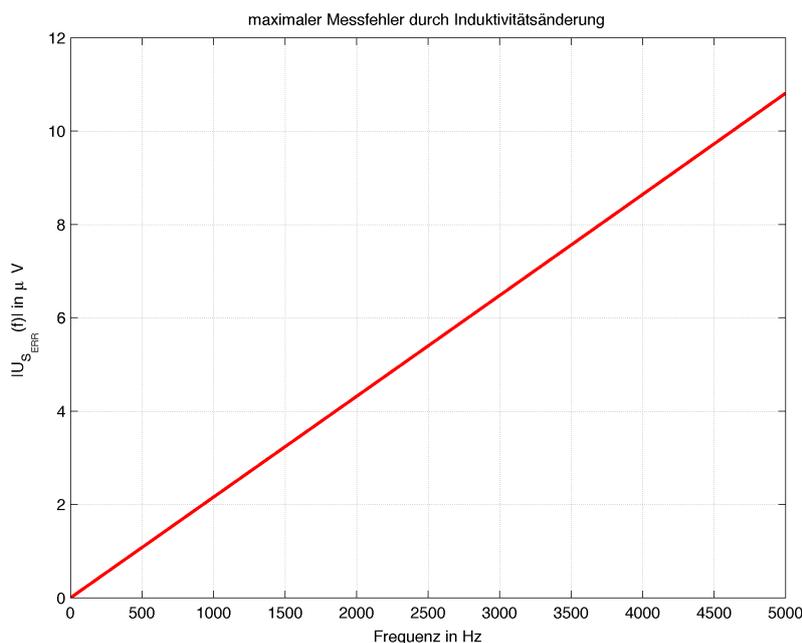


Abbildung 3.7: maximaler Messfehler in Abhängigkeit der Frequenz

Die Wahl für die Messfrequenz fiel auf **10 Hz** aus dem Grund, da in erster Linie der Effekt der Induktivitätsänderung minimiert werden sollte. Dem Rauschen soll mit Hilfe geeigneter Messverfahren (Lock-IN Messung) und Filterbeschaltung beigegeben werden.

3.4.4 Spannungsänderung bei Temperaturänderung

Durch die Wahl der Messfrequenz von 10 Hz kann nun mit Hilfe der gewonnenen Zusammenhänge unter 3.4.1 und 3.4.2 die tatsächliche Ausgangsspannung am Messpunkt bei 1 °C Temperaturänderung errechnet werden. Zuerst soll der Fehler durch Induktivitätsänderung betrachtet werden (Gleichung 3.19).

$$|\Delta Z_{SL}(10 \text{ Hz})| = |Z_S(10 \text{ Hz})_{128 \mu\text{H}} - Z_S(10 \text{ Hz})_{129 \mu\text{H}}| \quad (3.28)$$

Durch Einsetzen in die Gleichung erhält man für $f = 10 \text{ Hz}$:

$$|\Delta Z_{SL}(10 \text{ Hz})| = 4.782 \mu\Omega \quad (3.29)$$

Analog dazu errechnet sich die Impedanzänderung bei Temperaturänderung wie in 3.17 beschrieben.

$$|\Delta Z_{ST}(10 \text{ Hz})| = |Z_S(10 \text{ Hz})_{21 \text{ °C}} - Z_S(10 \text{ Hz})_{20 \text{ °C}}| \quad (3.30)$$

Durch Einsetzen in die Gleichung erhält man für $f = 10 \text{ Hz}$:

$$|\Delta Z_{ST}(10 \text{ Hz})| = 0.0275 \Omega \quad (3.31)$$

Da die Temperaturänderung um 1 °C einen um $5.8 \cdot 10^3$ höheren Einfluss hat als die Änderung über die gesamte Distanz, wird dieser Wert als vernachlässigbar angesehen. Mit dieser Impedanzänderung kann nun die Spannungsänderung errechnet werden, welche von 1 °C hervorgerufen wird.

$$\Delta U_S = U_{Amp} \cdot \left(\frac{Z_S(10 \text{ Hz})_{21 \text{ °C}}}{Z_S(10 \text{ Hz})_{21 \text{ °C}} + R_v} - \frac{Z_S(10 \text{ Hz})_{20 \text{ °C}}}{Z_S(10 \text{ Hz})_{20 \text{ °C}} + R_v} \right) \quad (3.32)$$

$$\Delta U_S = \frac{1.468}{\sqrt{2}} \text{ V} \cdot \left(\frac{7.0275 \Omega}{7.0275 \Omega + 3010 \Omega} - \frac{7 \Omega}{7 \Omega + 3010 \Omega} \right) \quad (3.33)$$

$$\Delta U_S = 9.433 \cdot 10^{-6} \text{ V} \quad (3.34)$$

Laut den Vorgaben der Messung, bei welcher 1 μV mindestens 1 mK entsprechen muss, ist leicht zu erkennen, dass dies hier nicht der Fall ist. Aus diesem Grund müssen an der bestehenden Beschaltung geringe Modifikationen durchgeführt werden.

3.5 Anpassen des Vorwiderstandes

Um eine Verbesserung des Messergebnisses zu erzielen, kann im ersten Schritt der Vorwiderstand des Schwingkreises angepasst werden. Der Vorwiderstand wurde ursprünglich mit $R_v = 3010 \Omega$ gewählt, um den Einfluss der Temperatur, die eine Änderung des Kupferwiderstandes R_{Cu} verursacht, auf die Abstandsmessung über das Widerstandsverhältnis laut Gleichung 3.22 zu minimieren. Durch die Verringerung der Amplitude des Signalgenerators um 30 % wurde jedoch auch die Auflösung der Distanzmessung beeinflusst. Um diesen Effekt wieder zu revidieren, soll der Vorwiderstand R_v angepasst werden, um die Energie optimal an den Schwingkreis abzugeben. Zur Vereinfachung der Notation wird in diesem Zusammenhang eingeführt, dass $R_S = |\underline{Z}_s(150 \text{ kHz}, 128 \mu\text{H})|$. \underline{Z}_s ist z. B. in Gleichung 3.20 zu finden.

$$P_a = |I^2| \cdot R_S = \left| \frac{U_{Amp}}{R_v + R_S} \right|^2 \cdot R_S \quad (3.35)$$

$$P_a = \frac{U_{Amp}^2 \cdot R_S}{(R_S + R_v)^2} \quad (3.36)$$

Für ein Extremum muss gelten:

$$\frac{dP_a}{dR_S} = 0 \quad (3.37)$$

$$\frac{dP_a}{dR_S} = \frac{-U_{Amp} \cdot (R_S - R_v)}{(R_S + R_v)^3} = 0 \quad (3.38)$$

$$R_v = R_S = 794.8 \Omega \quad (3.39)$$

Für R_v wurden schlussendlich 820Ω gewählt, da 794.8Ω in keiner üblichen Normreihe vorkommt. Durch dieses Vorgehen steigt bedauerlicherweise auch der Temperatureinfluss auf die Abstandsmessung, jedoch hat die Messung des direkten Spulenwiderstandes eine sehr viel höhere Dynamik als die Messung eines baulich getrennten PT100 Elements aufgrund des fehlenden Temperaturgradienten. Somit kann man diesen Temperatureinfluss in Kauf nehmen, da die Temperatur zu jedem Zeitpunkt bekannt ist und dadurch ihr Einfluss theoretisch weitestgehend kompensiert werden kann.

Logischerweise wäre der Anpassungspunkt für die Temperaturmessung $Z_{Anpassung} = 7 \Omega$ ein anderer als für die Distanzmessung (Gleichung 3.39) aufgrund der unterschiedlichen Messfrequenzen (10 Hz, 150 kHz). Hauptsächlich soll aber die Distanz und nicht die Temperatur gemessen werden, aus diesem Grund ist es richtig, auch diese zu optimieren. Des Weiteren wäre ein Anpassungswiderstand von 7Ω so klein, dass er die Spannungsquelle überlasten würde. Selbst, wenn dies nicht der Fall wäre, würde durch den höheren Strom die Eigenwärmung eine größere Rolle spielen, was wiederum zur Verfälschung der Messergebnisse führen könnte. Mit

$$\begin{aligned}
U_{Amp} &= \frac{3.531}{\sqrt{2}} \text{ V} \\
L_{S1} &= 128 \text{ } \mu\text{H} \\
L_{S2} &= 129 \text{ } \mu\text{H} \\
C_S &= 10 \text{ nF} \\
R_{Cu} &= 7 \text{ } \Omega \\
R_v &= 3010 \text{ } \Omega \\
T &= 20 \text{ } ^\circ\text{C} \\
f &= 150 \text{ kHz}
\end{aligned}$$

und

$$\underline{\Delta Z}_{SL1}(f) = \frac{R_{Cu}(T) + j\omega L_{S1}}{1 + j\omega R_{Cu}(T)C_S - \omega^2 L_{S1}C_S} \quad (3.40)$$

$$\underline{\Delta Z}_{SL2}(f) = \frac{R_{Cu}(T) + j\omega L_{S2}}{1 + j\omega R_{Cu}(T)C_S - \omega^2 L_{S2}C_S} \quad (3.41)$$

$$\Delta U_S(f, T, L) = U_{Amp} \cdot \left| \frac{\underline{\Delta Z}_{SL1}(f)}{\underline{\Delta Z}_{SL1}(f) + R_v} - \frac{\underline{\Delta Z}_{SL2}(f)}{\underline{\Delta Z}_{SL2}(f) + R_v} \right| \quad (3.42)$$

ergibt sich eine Spannungsänderung über den gesamten Messbereich der Distanzmessung von

$$\Delta U_S(f, T, L) = 25.538 \text{ mV} \quad (3.43)$$

Bei identer Berechnung und Anpassen des Vorwiderstandes auf $R_v = 820 \text{ } \Omega$ ergibt sich eine Spannungsänderung von

$$\Delta U_S(f, T, L) = 45.337 \text{ mV} \quad (3.44)$$

was wiederum eine deutliche Verbesserung der Sensibilität ist. Daraus resultiert, dass die Auflösung der Distanzmessung durch die vorhergegangenen Anpassungen sogar leicht verbessert wurde (vergleiche Punkt 1.2). Für die Temperaturmessung stand laut Gleichung 3.34 eine Spannung von $\Delta U_S = 9.483 \cdot 10^{-6} \text{ V}$ zur Verfügung. Mit geändertem Vorwiderstand erhält man nun:

$$\Delta U_S = U_{Amp} \cdot \left(\frac{Z_S(10 \text{ Hz})_{21 \text{ } ^\circ\text{C}}}{Z_S(10 \text{ Hz})_{21 \text{ } ^\circ\text{C}} + R_v} - \frac{Z_S(10 \text{ Hz})_{20 \text{ } ^\circ\text{C}}}{Z_S(10 \text{ Hz})_{20 \text{ } ^\circ\text{C}} + R_v} \right) \quad (3.45)$$

$$\Delta U_S = \frac{1.468}{\sqrt{2}} \text{ V} \cdot \left(\frac{7.0275 \text{ } \Omega}{7.0275 \text{ } \Omega + 820 \text{ } \Omega} - \frac{7 \text{ } \Omega}{7 \text{ } \Omega + 820 \text{ } \Omega} \right) \quad (3.46)$$

$$\Delta U_S = 34.224 \cdot 10^{-6} \text{ V} \quad (3.47)$$

Es ist ersichtlich, dass es zu einer deutlichen, wenn auch nicht ausreichenden Verbesserung gekommen ist. Um ein noch besseres Ergebnis zu erzielen, muss das Signal verstärkt werden, was aber nicht ohne zusätzliche Modifikationen möglich ist.

3.6 Dimensionierung des Verstärkers

Das Signal, welches der Signalgenerator erzeugt, besteht wie in 3.2 beschrieben aus zwei überlagerten Sinus-Signalen mit unterschiedlicher Frequenz.

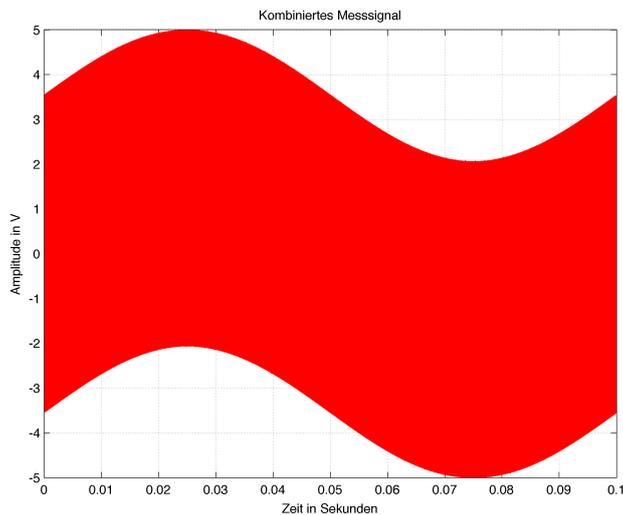


Abbildung 3.8: Anregesignal

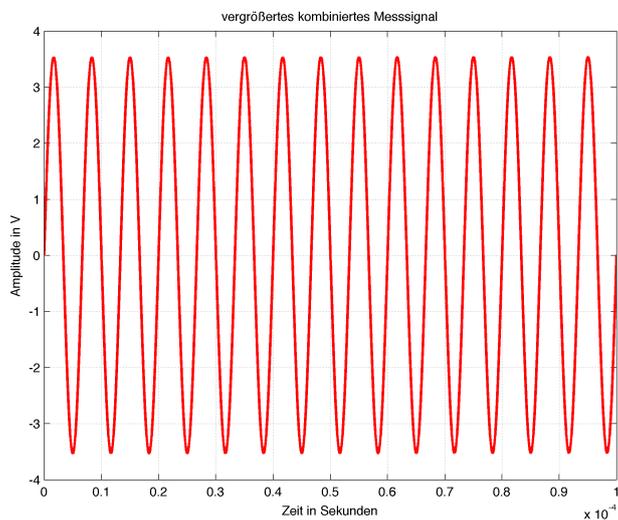


Abbildung 3.9: Anregesignal aus Abbildung 3.8 zeitlich gestreckt

Die Amplitude des gemeinsamen Signals beträgt im Höchstfall 5 V. Dieses wird noch über den Spannungsteiler von R_v und Z_S verringert. Die maximal messbare Eingangsspannung am AD-Umsetzer (für die Temperaturmessung) LTC2445 ist

laut Datenblatt $1.25 \text{ V} \left(\frac{V_{ref}}{2} \right)$. Um eine vernünftige Verstärkung zu ermöglichen, muss das hochfrequente Signal zuvor mit Hilfe eines Filters gedämpft werden.

3.6.1 Filter-Dimensionierung

Zum Dämpfen des hochfrequenten Signals soll ein Butterworth-Filter zweiter Ordnung zum Einsatz kommen, da er einen maximal flachen Verlauf im Bereich der Durchlasskennlinie aufweist [22]. Um einer Verfälschung des Messergebnisses durch Belastung des Messpunktes vorzubeugen, wird ein Impedanzwandler vorgeschaltet. Das Filter muss so dimensioniert werden, dass das hochfrequente Singal so stark wie möglich unterdrückt wird, das niederfrequente jedoch nicht oder nur minimal bedämpft wird. Der Operationsverstärker wird in der Berechnung ideal angenommen. Die Übertragungsfunktion des Filters ist:

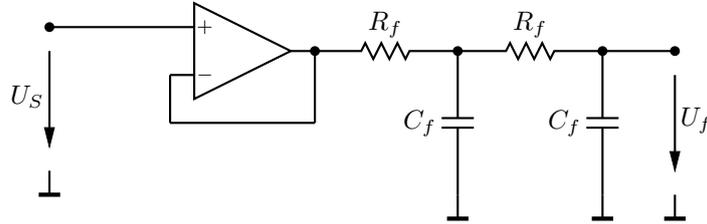


Abbildung 3.10: Filter mit Impedanzwandler

$$s = j\omega \quad (3.48)$$

$$U_f = U_S \cdot \left(\frac{\frac{1}{sC_f}}{R_f + \frac{1}{sC_f}} \right)^2 \quad (3.49)$$

$$U_f = U_S \cdot \frac{1}{1 + s(2 \cdot C_f R_f) + s^2(C_f^2 R_f^2)} \quad (3.50)$$

$$s_n = sR_f C_f \quad (3.51)$$

$$U_f = U_S \cdot \frac{1}{(s_n + 1)^2} \quad (3.52)$$

Für die Grenzfrequenz wurde $f_g \approx 1000 \text{ Hz}$ gewählt.

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \approx 1000 \text{ Hz} \quad (3.53)$$

$$R_f = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \text{ Hz} \cdot C_f} \quad (3.54)$$

C_f wird mit 10 nF gewählt.

$$R_f = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \text{ Hz} \cdot 10 \cdot 10^{-9} \text{ F}} \quad (3.55)$$

$$R_f = 15915.4 \Omega \rightarrow 16 \text{ k}\Omega \quad (3.56)$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot 16000 \Omega \cdot 10 \cdot 10^{-9} \text{ F}} = 994.718 \text{ Hz} \quad (3.57)$$

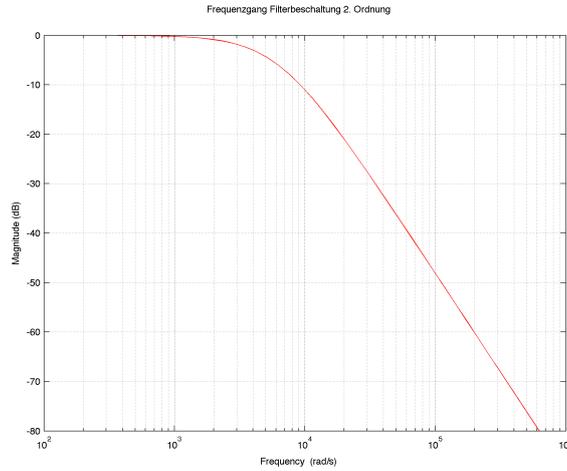


Abbildung 3.11: Frequenzgang des Filters

Mit der Übertragungsfunktion $A_f = \left| \frac{1}{(s_n + 1)^2} \right|$ und $A_{dB} = 20 \cdot \log(A_f)$ erhält man das Bode-Diagramm, welches in Abbildung 3.11 und 3.12 dargestellt ist. In Zahlen bedeutet dies bei 10 Hz ein Dämpfung von:

$$A_{10 \text{ Hz}} = \left| \frac{1}{(s_n + 1)^2} \right| \quad (3.58)$$

$$A_{dB} = 20 \cdot \log(A_{10 \text{ Hz}}) \quad (3.59)$$

$$A_{dB} = 8.778 \cdot 10^{-4} \text{ dB} \quad (3.60)$$

Für die 150 kHz ergibt sich jedoch ein Dämpfung von:

$$A_{150 \text{ kHz}} = \left| \frac{1}{(s_n + 1)^2} \right| \quad (3.61)$$

$$A_{dB} = 20 \cdot \log(A_{150 \text{ kHz}}) \quad (3.62)$$

$$A_{dB} = 87.136 \text{ dB} \quad (3.63)$$

Das hochfrequente Spannungssignal (U_{hf}) hat nach der Filterbeschaltung eine Amplitude von $\frac{3.531 \text{ V}}{10^{\frac{87.136 \text{ dB}}{20}}} = 155.274 \mu\text{V}$ und ist somit deutlich geringer als vor der Beschaltung. Das niederfrequente Spannungssignal (U_{lf}) hingegen hat noch immer eine Amplitude von $\frac{1.468 \text{ V}}{10^{\frac{8.778 \cdot 10^{-4} \text{ dB}}{20}}} = 1.46785 \text{ V}$ und somit kaum Einbußen. Durch dieses Verhältnis $U_{hf} \ll U_{lf}$ ist nun eine sinnvolle Verstärkung möglich.

3.6.2 Verstärkender Umkehraddierer

Als Verstärkerschaltung wurde ein Umkehraddierer gewählt, da durch den gewählten AD-Umsetzer ein Offsetpegel von $\approx 0.7 \text{ V}$ am Eingang des Umsetzers

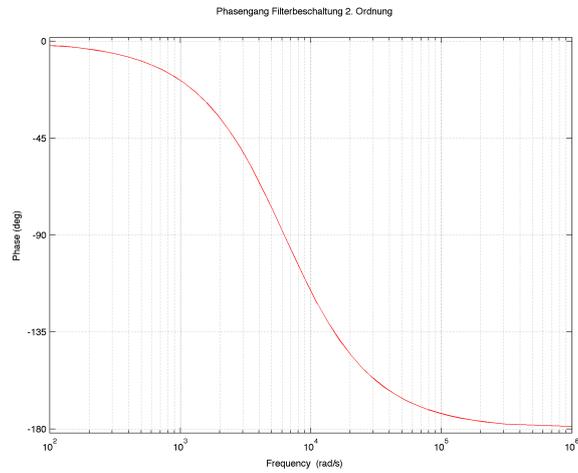


Abbildung 3.12: Phasengang des Filters

anliegen muss. Das zu messende Signal muss sich aufgrund der Messbereichsendwerte des LTC2445 ($\frac{V_{ref}}{2}$) im Bereich von 0.1 V bis 1.25 V bewegen. Um einem unerwünschten Gleichanteil vorzubeugen, wurde am Eingang des Umkehraddierers noch ein Kondensator miteingebaut. Durch die Wahl eines anderen AD-Umsetzers könnte man die zu erwartende Auflösung noch verbessern, da jedoch die vorhandene Hardware benutzt werden soll, wurde auf diese Maßnahme verzichtet.

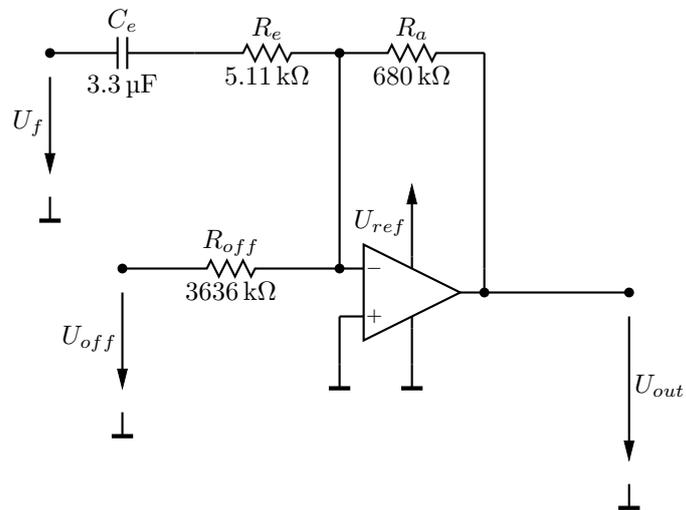


Abbildung 3.13: verstärkender Umkehraddierer

Mit folgenden Parametern lässt sich nun eine Dimensionierung durchführen:

$$U_{ref} = 4.096 \text{ V} \quad (3.64)$$

$$U_{off} = 4.096 \text{ V} \quad (3.65)$$

$$U_f \approx 34.224 \cdot 10^{-6} \text{ V}^\circ\text{C}^{-1} \quad (3.66)$$

$$U_{out} = 0.7 \text{ V} \pm 0.5 \text{ V} \quad (3.67)$$

$$-U_{out} = \frac{R_a}{X_{Ce} + R_e} \cdot U_e + \frac{R_a}{R_{off}} \cdot U_{off} \quad (3.68)$$

Über den gesamten Messbereich ergibt sich eine Spannungsänderung von:

$$U_{Mb} = 34.224 \cdot 10^{-6} \text{ V} \cdot 205 \text{ }^\circ\text{C} = 7.01592 \text{ mV} \quad (3.69)$$

In Folge dessen kann man die benötigte bzw. erlaubte Verstärkung errechnen mit:

$$v = \frac{0.5 \text{ V}}{0.00701592 \text{ V}} = 71.266 \quad (3.70)$$

Wählt man als Verstärkung somit $v = 68$, so würden sich für $R_a = 680 \text{ k}\Omega$ anbieten und für $R_e + X_e \approx 10 \text{ k}\Omega$. Für C_e wurde ein Keramik Kondensator mit einer Kapazität von $C = 3.3 \text{ }\mu\text{F}$ gewählt. Somit ergibt sich ein Widerstand von:

$$X_{Ce} = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ Hz} \cdot 3.3 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 4822.88 \text{ k}\Omega \quad (3.71)$$

Um auf die benötigten $10 \text{ k}\Omega$ zu kommen, wurde ein Präzisionswiderstand mit $R_e = 5110 \text{ }\Omega$ gewählt. Somit ergibt sich ein Gesamtwiderstand von:

$$R_e + X_{Ce} = 5110 \text{ }\Omega + 4822.88 \text{ }\Omega = 9932.88 \text{ }\Omega \quad (3.72)$$

Daraus ergibt sich eine resultierende Verstärkung von:

$$v = \frac{R_a}{X_{Ce} + R_e} = \frac{680 \text{ k}\Omega}{4822.88 \text{ }\Omega + 5110 \text{ }\Omega} = 68.46 \quad (3.73)$$

Auf Basis dieser Werte kann nun ein Wert für R_{off} errechnet werden.

$$0.7 \text{ V} = \frac{R_a}{R_{off}} \cdot U_{off} \quad (3.74)$$

$$R_{off} = \frac{680 \text{ k}\Omega}{0.7 \text{ V}} \cdot 4.096 \text{ V} \quad (3.75)$$

$$R_{off} = 3978.97 \text{ k}\Omega \quad (3.76)$$

Es wurde ein Präzisionswiderstand mit $3636 \text{ k}\Omega$ gewählt. Daraus ergibt sich eine Offsetspannung von:

$$\frac{R_a}{R_{off}} \cdot U_{off} = \frac{680 \text{ k}\Omega}{3636 \text{ k}\Omega} \cdot 4.096 \text{ V} = 0.766 \text{ V} \quad (3.77)$$

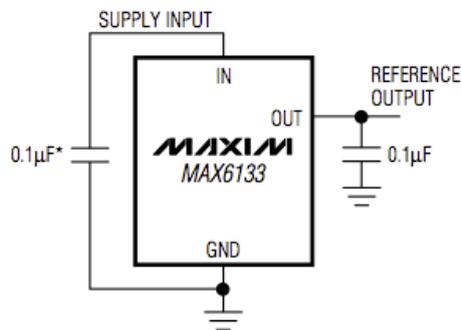


Abbildung 3.14: Maxim MAX6133 typical operation circuit lt. Datenblatt

Da in den folgenden Versuchen die Messbereichsendwerte ($-5\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $200\text{ }^{\circ}\text{C}$) nicht vollständig ausgenutzt werden, ist diese Wahl durchaus zulässig, um aussagekräftige Versuche durchführen zu können. Um eine stabile Referenzspannung zu gewährleisten, wurde eine Low Dropout Spannungsreferenz mit einem Drift von $3\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ von Maxim verwendet.

Für die Operationsverstärker in der Filter- und Verstärkerschaltung wurde der ultra low noise, rail to rail Opamp LT6203 aus dem Hause Linear Technology gewählt, wobei beide Operationsverstärker in einem Gehäuse verbaut sind, um gegenläufigen Temperaturdrifts vorzubeugen.

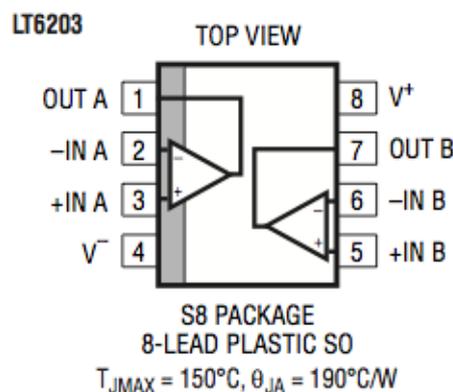


Abbildung 3.15: LT 6203 Package lt. Datenblatt

Mit dieser Beschaltung ergibt sich nun eine Spannungsänderung von:

$$U_{out} = 34.224 \cdot 10^{-6} \text{ V } ^{\circ}\text{C}^{-1} \cdot 68.46 = 2.343 \text{ mV } ^{\circ}\text{C}^{-1} \quad (3.78)$$

Dies entspricht den Vorgaben unter Punkt 3.1. Um ein so geringes Messsignal auflösen zu können, wurde die Lock-IN Methode angewandt.

Kapitel 4

Theoretischer Hintergrund des Lock-IN-Verstärkers

4.1 Grundlegende Messprobleme

Dieses Kapitel wurde unter Zuhilfenahme der Literaturquellen [2, 6, 24, 5] verfasst. Bei der Messung einer Spannungsänderung bei Temperaturänderung ist es nötig, die zu messende Größe möglichst genau zu ermitteln, da dies in einer besseren Auflösung der Endmessgröße (Temperatur) resultiert. Das gesuchte Messsignal wird allerdings immer von einem unerwünschten Rauschen überlagert. Das Rauschen wird meist über den Signal-Rausch-Abstand (SNR) definiert (Signal Noise Ratio). Es ergibt sich aus dem maximalen Pegel des Messsignals zu dem mittleren Pegel des Rauschens. Wird (wie in Punkt 3.6.2) das Signal verstärkt, so wird das Rauschen in gleichem Maße mitverstärkt, was zu keinem Gewinn an SNR führt. Somit muss im Vorfeld schon Sorge getragen werden, dass das SNR möglichst hoch ist. Gibt es keine oder technisch nur schwer umsetzbare Möglichkeiten das SNR weiter zu erhöhen, kann auf eine phasen- und frequenzsensitive Messmethode umgestiegen werden. Somit ist es mit diesen Methoden nicht mehr möglich, Gleichspannung zu messen. Phasenempfindliche Messgeräte wirken als Frequenzfilter und lassen nahezu nur die Signalanteile passieren, welche mit der Modulationsfrequenz auftreten. Rauschanteile, welche normalerweise auch andere Frequenzanteile besitzen, werden abgeschwächt. Diese Annahme ist die Basis des Lock-IN-Verstärkers. Mit dieser Methode lassen sich kleinste Spannungen messen (entsprechender Aufbau vorausgesetzt).

4.2 Der Einfach-Lock-IN-Verstärker

Zu Beginn passiert das Signal die Vorverstärker-Stufe und den Filter, wie in Kapitel 3.6 beschrieben. Diese Stufen dienen dazu, das sehr schwache Signal soweit zu verstärken, dass es in einen vernünftigen Messbereich für den AD-Umsetzer kommt. Dieser Bereich variiert je nach Art des verwendeten Umsetzers. Ebenso wurde der ungewollte Gleichanteil eliminiert. Der Demodulator oder Phasendetektor ist die nächste Station des Signals und stellt das Herzstück eines Lock-IN-Verstärkers dar. Hier wird das Referenzsignal $R(t)$ mit dem zu messenden

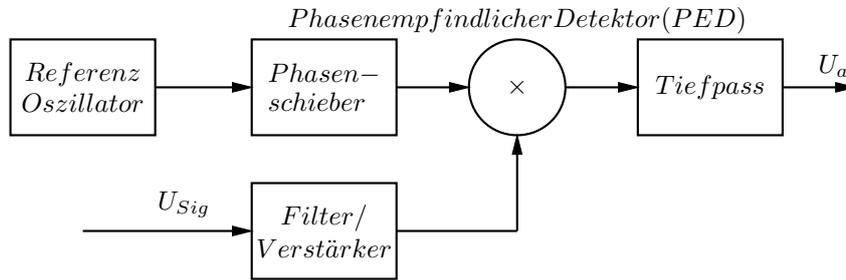


Abbildung 4.1: Einfacher Lock-IN-Verstärker

Signal $s(t)$ multipliziert:

$$R(t) \cdot s(t) = A_r A_s \cdot \sin(\omega_r t + \varphi_r) \cdot \sin(\omega_s t + \varphi_s) \quad (4.1)$$

$$= A_r A_s [\cos((\omega_r + \omega_s)t + (\varphi_r + \varphi_s)) - \cos((\omega_r - \omega_s)t + (\varphi_r - \varphi_s))] \quad (4.2)$$

mit

$$\omega_+ = \omega_r + \omega_s \quad (4.3)$$

$$\omega_- = \omega_r - \omega_s \quad (4.4)$$

$$\phi = (\varphi_r - \varphi_s) \quad (4.5)$$

ist

$$R(t) \cdot s(t) = A_r A_s [\cos(\omega_+ t + (\varphi_r + \varphi_s)) - \cos(\omega_- t + \phi)] \quad (4.6)$$

Jede Frequenzkomponente (Signal + Rauschen) der Messgröße wird mit dem Referenzsignal gemischt. Die Signalkomponente, deren Frequenz gleich der Referenzfrequenz ist, wird auf die Frequenz 0 (Gleichspannung) herabgemischt. Die außerdem entstehenden Differenzterme können den Tiefpass passieren, falls ihre Frequenz ω_- innerhalb dessen Bandbreite liegt und modulieren somit das Gleichspannungssignal (siehe Abbildung 4.2). Beim idealen Tiefpass, welcher eine Integration von Minus bis Plus unendlich darstellen würde, würde nur das gewollte Gleichspannungssignal passieren können. Am Ausgang des Lock-IN-Verstärkers tritt also eine Gleichspannung auf, deren Amplitude $U_a \cos(\phi)$ ist. Um ein Maximum für das Ausgangssignal zu erhalten, muss also die Phasendifferenz $\phi = 0$ sein.

Je nach Rauschart ist das Rauschen verschieden auf das Frequenzband aufgeteilt. Weißes Rauschen z. B. ist gleich über das gesamte Frequenzband verteilt. Da durch diese Art der Messung nur noch ein geringer Anteil des Frequenzbandes betrachtet wird, verbessert sich somit das SNR. Der Lock-IN wirkt wie ein Bandpass, dessen Mittenfrequenz auf die Referenzfrequenz abgestimmt ist und dessen Bandbreite durch die doppelte Bandbreite des Tiefpasses gegeben ist. Zu berücksichtigen ist jedoch, dass ein Tiefpass mit einer zu hohen Zeitkonstante τ Einbußen in der Dynamik hat, da es einige τ dauert, bis der Tiefpass umgeladen ist. Bei einem Lock-In muss also ein Kompromiss zwischen Genauigkeit (Rauschen) und Messzeit gefunden werden.

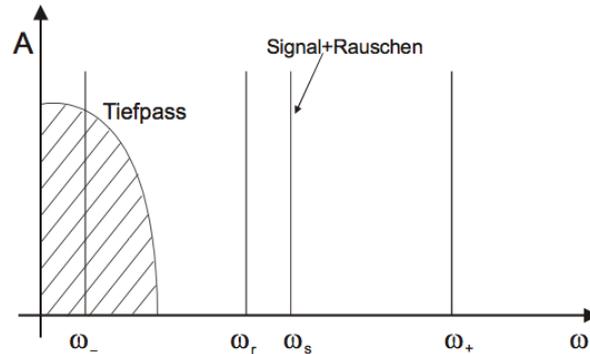


Abbildung 4.2: verrauschtes Signal

4.2.1 Funktionsweise des phasenempfindlichen Detektors

Die Funktion des PED soll anhand eines einfachen Beispiels erläutert werden. Für die bessere Veranschaulichung wird anstatt des Sinus-Referenzsignals wie in Gleichung 4.2 ein Rechtecksignal verwendet, was z. B. einem elektronischen Schalter oder einem Chopper bei einer Lichtmodulation entspricht. In einer Fourierreihe angeschrieben ergibt sich die neue Referenzwechselspannung mit:

$$U_R(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \left[\cos(\omega_R t + \phi_R) - \frac{1}{3} \cdot \cos(3(\omega_R t + \phi_R)) + \frac{1}{5} \cdot \cos(5(\omega_R t + \phi_R)) \right] \quad (4.7)$$

Fertig aufgemischt mit dem Signal $U_S = A_s \cdot \sin(\omega_s \cdot t)$ und einer Phasenverschiebung ergibt sich also:

$$R(t) \cdot s(t) = A_s \cdot \sin(\omega_s t + \varphi_S) \cdot U_R(t) \quad (4.8)$$

Veranschaulicht dargestellt (wie in Abbildung 4.3) bedeutet dies, dass die Signalwechselspannung U_S mit der Amplitude A_S und der Frequenz ω_S über einen invertierenden und einen nicht invertierenden Verstärker geschickt wird. Die Referenzspannung U_R steuert die Schalterstellung mit der Frequenz ω_R . Ist die Polarität der Referenz positiv, wird auf den nicht invertierenden Verstärker gewechselt, ist sie negativ auf den invertierenden. Die somit entstehende Spannung U_0 ist das Ergebnis einer Multiplikation vom Signal U_S mit einer der Schalterstellung entsprechenden Rechteckschwingung der Frequenz ω_R .

Nach dieser Multiplikation würde das Signal wie in Abbildung 4.4 aussehen. Nach der Multiplikation - wie in Gleichung 4.8 beschrieben - ergeben sich aber neben der ersten Harmonischen mit der Frequenz ω_R auch noch bei den ungeraden Vielfachen von ω_R Ausgangsamplituden, welche mit dem zu untersuchenden Signal korreliert sind. Entweder werden diese höheren Anteile durch einen Tiefpass entfernt, oder es kann durch die Addition der höherfrequenten Anteile das Ausgangssignal verstärkt werden. Würden theoretisch alle höheren harmonischen Anteile aufaddiert werden, so würde sich die theoretische Multiplikation der Signalwechselspannung mit einer idealen Sinusfunktion ergeben,

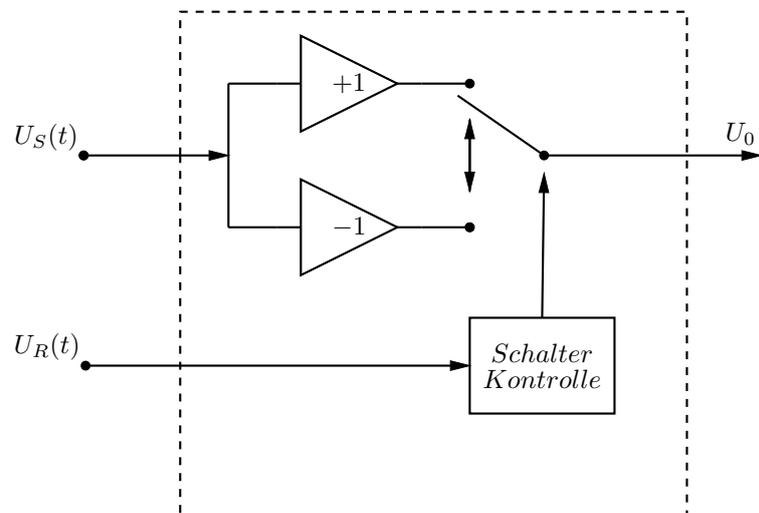


Abbildung 4.3: Prinzip des PED

die ein maximales Ausgangssignal in Abhängigkeit des Eingangssignals erzeugt. Bei diesem einfachen Lock-IN-Konstrukt kommt es jedoch zu Problemen bei einer instabilen Phasendifferenz. Um diesen entgegenzuwirken, ist es von Vorteil, auf eine Doppel-Lock-IN-Konstruktion umzusteigen.

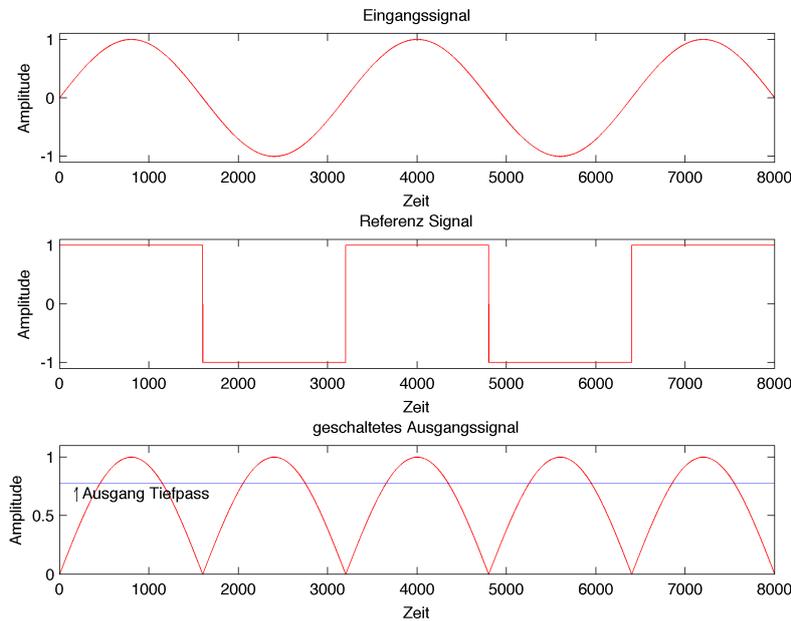


Abbildung 4.4: Ausgangssignal des PED

4.3 Der Doppel-Lock-IN-Verstärker

Wie in Kapitel 4.2.1 erwähnt wurde bisher davon ausgegangen, dass die Phasendifferenz von Eingangssignal und Referenzsignal null ist. Dies ist bei der praktischen Anwendung jedoch selten der Fall. Dieser Effekt führt zu einer Amplitudenmodulation des Messsignals im Demodulator. Das Problem einer instabilen Phasendifferenz lässt sich mit einem Doppel-Lock-IN-Verstärker lösen. Abbildung 4.5 zeigt das vereinfachte Schaltbild eines solchen.

Dieses Messprinzip ermöglicht es, das Eingangssignal und das Referenzsignal unabhängig voneinander zu messen. Das Eingangssignal wird nach Durchlaufen des Signalkanals geteilt und den PED A und B zugeführt. Das Referenzsignal führt zu PED A und nach einer Phasenverschiebung zu PED B. Als Referenzsignal kommt bei diesem Beispiel wieder eine sinusförmige Größe zum Einsatz, da dies auch bei der praktischen Arbeit der Fall ist. Somit entstehen keine harmonischen Oberwellen höherer Ordnung als zwei. Für die Multiplikation von Referenz- und Eingangssignal in den jeweiligen Phasen empfindlichen Detektoren ergibt sich durch Anwenden der trigonometrischen Beziehungen (unter Annahme, dass die Amplitude 1 ist und die Störkomponenten in diesem Zusammenhang unwichtig sind) Folgendes:

Phasempfindlicher Detektor A:

$$u_A(t) = U_S \cdot \sin(\omega t - \phi_S) \cdot \sin(\omega t - \phi_R) \quad (4.9)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot U_S \cdot [\cos(\omega t - \phi_S - \omega t + \phi_R) - \cos(\omega t - \phi_S + \omega t - \phi_R)] \quad (4.10)$$

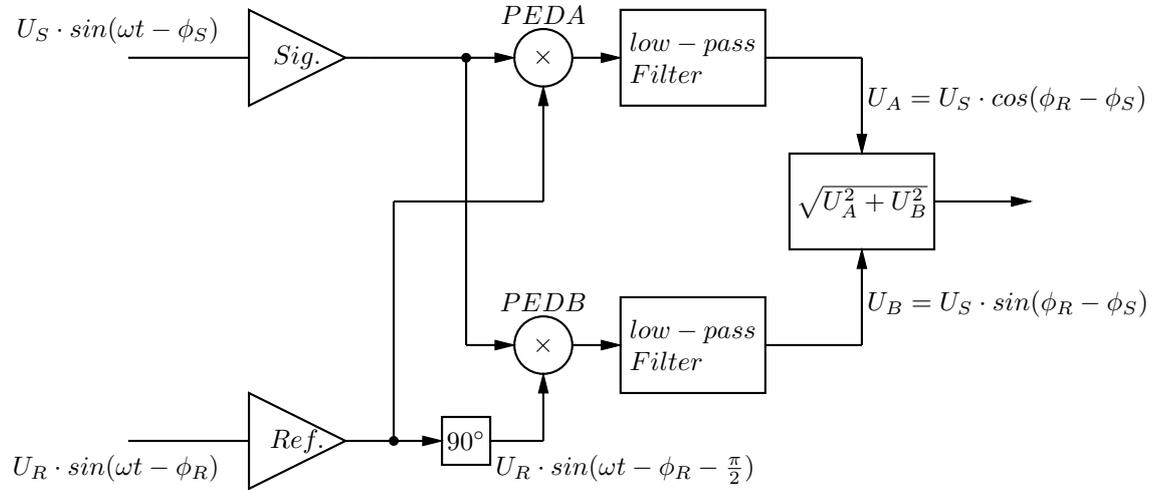


Abbildung 4.5: Doppel-Lock-IN-Verstärker

Der rechte Term fällt nach der Tiefpassfilterung wegen 2ω heraus. Für unsere Betrachtung kann man auch den konstanten Maßstabsfaktor $\frac{1}{2}$ vernachlässigen. Übrig bleibt somit:

$$U_A = U_S \cdot \cos(\phi_R - \phi_S) \quad (4.11)$$

Phasempfindlicher Detektor B:

$$u_B(t) = U_S \cdot \sin(\omega t - \phi_S) \cdot \sin\left(\omega t - \phi_R - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.12)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot U_S \cdot \left[\cos\left(\omega t - \phi_S - \omega t + \phi_R + \frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(\omega t - \phi_S + \omega t - \phi_R - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (4.13)$$

Unter derselben Annahme in Bezug auf Maßstab und Filterung ergibt sich:

$$U_B = U_S \cdot \cos\left(\phi_R - \phi_S + \frac{\pi}{2}\right) = U_S \cdot \sin(\phi_R - \phi_S) \quad (4.14)$$

Der Lock-IN-Verstärker bildet aus diesen beiden Signalen noch den Betrag:

$$U_{ges} = \sqrt{U_A^2 + U_B^2} \quad (4.15)$$

$$= \sqrt{U_S^2 \cdot [\cos^2(\phi_R - \phi_S) + \sin^2(\phi_R - \phi_S)]} = U_S \quad (4.16)$$

Der entscheidende Vorteil ist nun, dass die Gesamtamplitude unabhängig von der Phasendifferenz ist. Bei Bedarf kann die Phase noch errechnet werden mit:

$$\phi = \arctan\left(\frac{U_B}{U_A}\right) \quad (4.17)$$

Mit diesem Wissen kann nun begonnen werden, das Messverfahren in der Praxis zu realisieren.

Kapitel 5

Durchführung der Messung

5.1 Elektrischer Aufbau

Da die Aufbereitung des Messsignals und die Funktion einer Messung mittels Lock-IN Verstärkers in den Kapiteln 3 und 4 erklärt wurde, soll nun die tatsächliche Ausführung aufgezeigt werden. In Abbildung 5.1 ist der elektrische Verlauf der Messung mit Hilfe eines Blockschaltbildes dargestellt. Die zentrale Einheit der Messung stellt der FPGA aus dem Hause Altera dar. Mit einem FPGA kann gewährleistet werden, dass gleichzeitig das Signal ausgegeben, eingelesen und verarbeitet werden kann. Der Aufbau der Programmstruktur, welche diese Aufgaben übernimmt, wird in Kapitel 5.2 dargestellt. Mit Hilfe des Signalgenerators wird das Signal, welches in Abbildung 3.8 gezeigt wird, erzeugt. Für die bereits vorhandene Abstandsmessung des Gerätes und die neu hinzugekommene Temperaturmessung stehen zwei getrennte Messketten zur Verfügung, welche schematisch in Abbildung 5.1 dargestellt werden.

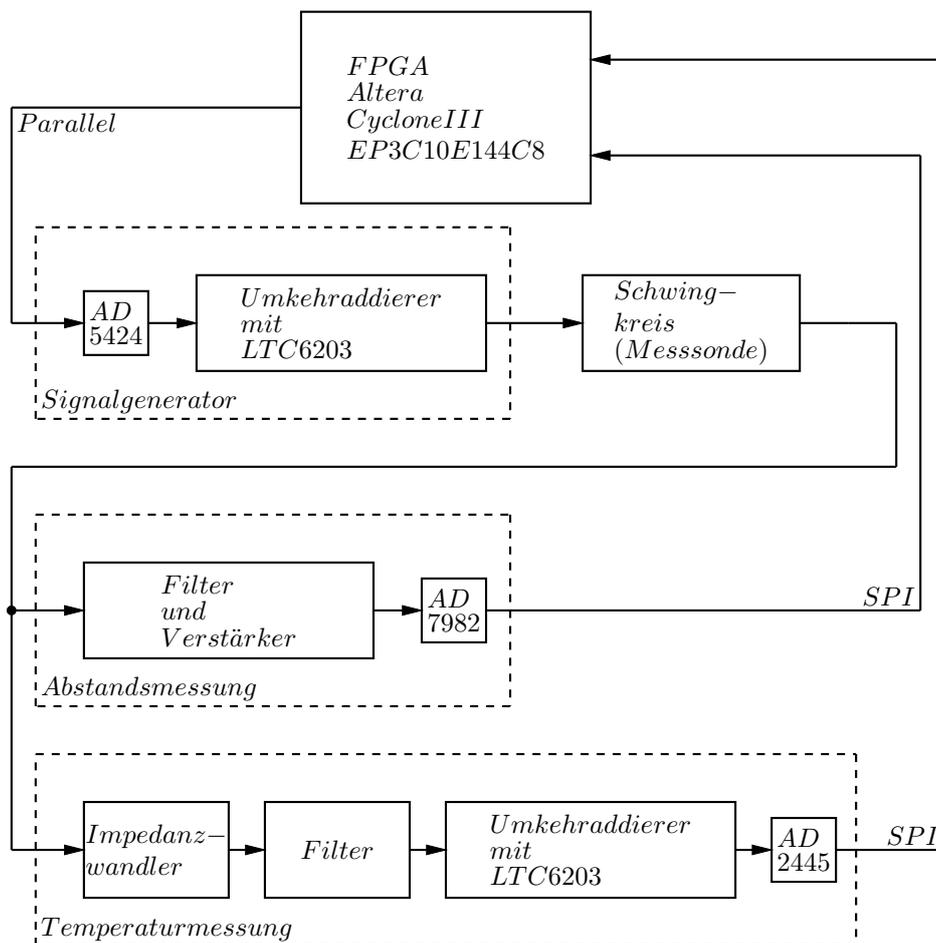


Abbildung 5.1: Elektrisches Blockschaltbild

5.1.1 Signalgenerator

Das Herzstück des Signalgenerators ist der "8 bit Digital Analog Umsetzer" von Analog Devices. Mit einer maximalen Ausgabe-Rate von 20.4 Mega Samples hat er für diesen Verwendungszweck noch genug Leistungsreserve, da nur rund 100 Samples pro Sekunde benötigt werden.

Durch diesen Schaltungsaufbau (Abbildung 5.2), welcher im Datenblatt als "typical application" angegeben ist, entsteht zunächst eine Spannung U_{DA} von 0 bis $-V_{ref} = 2.5\text{ V}$ an Pin 1 des IC11. Durch die weitere Beschaltung (ohne Berücksichtigung der Filter Kapazität C10) ändert sich der Sachverhalt wie folgt:

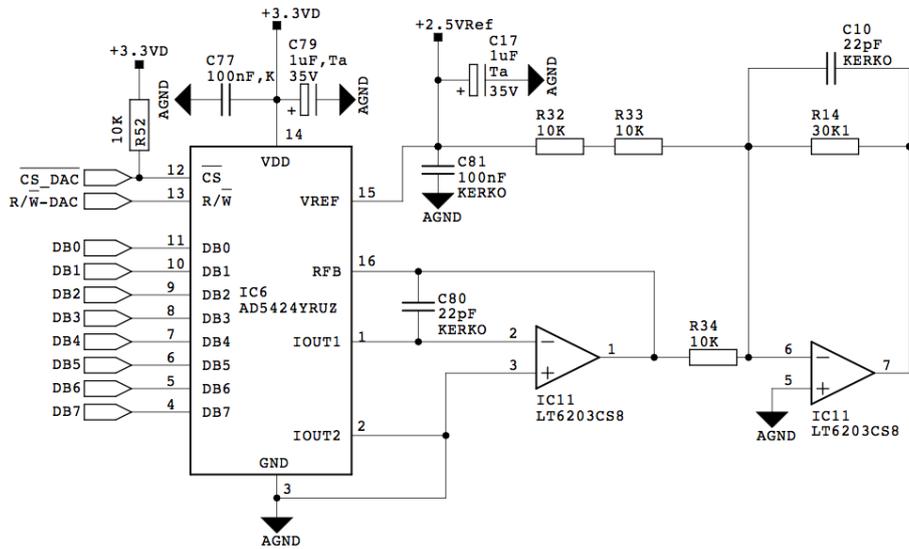


Abbildung 5.2: Elektronikplan des Signalgenerators

$$-U_{out} = \frac{R_{14}}{R_{32} + R_{33}} \cdot U_{DA} + \frac{R_{14}}{R_{34}} \cdot V_{ref} \quad (5.1)$$

$$-U_{out} = \frac{30.1 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega} \cdot U_{DA} + \frac{30.1 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \cdot 2.5 \text{ V} \quad (5.2)$$

$$U_{out} = \pm 5 \text{ V} \quad (5.3)$$

Somit kann jedes gewünschte Signal im Bereich von $\pm 5 \text{ V}$ unter Berücksichtigung der maximalen Sample-Rate des AD Umsetzers erzeugt werden. Die Herleitung der Übertragungsfunktion dieses Aufbaus kann in Punkt 3.3 nachgelesen werden.

5.1.2 Abstands- bzw. Viskositätsmessung

Die Erläuterung des Messverfahrens zur Viskositätsmessung erfolgt nicht in dieser Arbeit sondern kann im Paper "A novel fluid dynamic inline viscometer suitable for harsh process conditions" im Anhang unter A nachgelesen werden [20].

5.1.3 Temperaturmessung

Die Messung der Temperatur ist eine Zusammensetzung aller bisher beschriebenen und dimensionierten Baugruppen. Zusammenfassend betrachtet ist wie in Abbildung 5.1 der Impedanzwandler ein Bestandteil der Filtergruppe, welche unter Punkt 3.6.1 beschrieben wird. Der Umkehrdifferenzierer bzw. verstärkende Umkehrdifferenzierer wird in Punkt 3.6.2 genau behandelt. Der AD Umsetzer LTC2445 wird für die Messung der Temperatur verwendet.

Bei diesem AD Umsetzer handelt es sich um einen $\Sigma\Delta$ Umsetzer dritter Ordnung. Der interne Aufbau wird in Abbildung 5.3 in einem Blockschaltbild vereinfacht dargestellt. Die maximale Abtast-Rate ist via SPI einstellbar und liegt im Bereich von 13.75 Hz bis 4 kHz und ist dazu noch von der gewählten Oszillatorquelle abhängig.

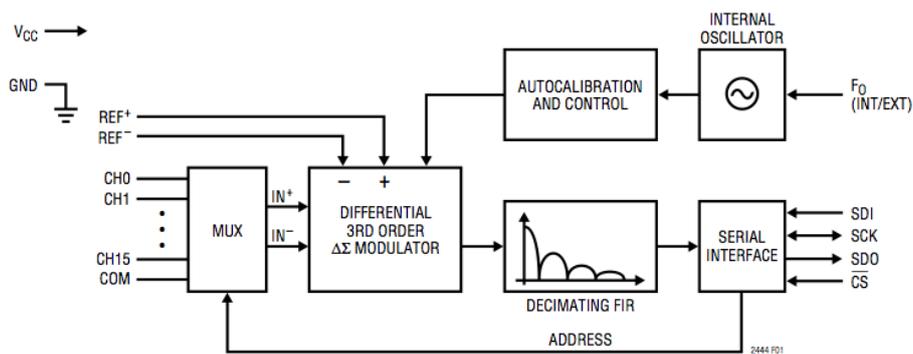


Abbildung 5.3: Block-Diagramm des LTC2445 laut Datenblatt

Die Wahl der Abtast-Rate fiel auf 2 kHz, um beim Auslesen der Messdaten unter keinen Umständen in Timing-Probleme zu geraten. In Abhängigkeit der Abtastrate wird laut Datenblatt ebenso ein RMS-Rauschen angegeben.

OSR3	OSR2	OSR1	OSR0	TWOX	CONVERSION RATE		RMS NOISE LTC2444/ LTC2448	RMS NOISE LTC2445/ LTC2449	ENOB LTC2444/ LTC2448	ENOB LTC2445/ LTC2449	OSR	LATENCY
					INTERNAL 9MHz Clock	EXTERNAL 10.24MHz Clock						
0	0	0	0	0	Keep Previous Speed/Resolution							
0	0	0	1	0	3.52kHz	4kHz	23 μ V	23 μ V	17	17	64	none
0	0	1	0	0	1.76kHz	2kHz	4.4 μ V	3.5 μ V	20.1	20.1	128	none

Abbildung 5.4: Auszug aus dem Datenblatt des LTC2445

Hieraus lässt sich eine grobe Abschätzung des zu erwartenden Rauschens errechnen. Unter der Annahme, dass das Rauschen der Widerstände vernachlässigbar klein ist, ergibt sich aus dem Datenblatt des LT6203 (Operationsverstärker) ein Rauschen von $40 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ für eine Frequenz von 10 Hz. Bei der Digitalisierung durch den AD-Umsetzer kommt es zu einer Filterung des Rauschens durch den eingebauten FIR-Filter. Die effektive Rauschbandbreite des Filters hängt von der Over-Sampling-Rate (OSR) ab. Die OSR kann dem Datenblatt (Abbildung 5.4) entnommen werden. In diesem Fall liegt die OSR bei 128.

Over-sample Ratio (OSR)	*RMS Noise LTC2444/ LTC2448	*RMS Noise LTC2445/ LTC2449	ENOB ($V_{REF} = 5V$)		Maximum Conversion Rate		First Notch Frequency		Effective Noise BW		-3dB point (Hz)	
			LTC2444/ LTC2449	LTC2445/ LTC2449	Internal 9MHz clock	External f_0	Internal 9MHz clock	External f_0	Internal 9MHz clock	External f_0	Internal 9MHz clock	External f_0
			17	17	3515.6	$f_0/2560$	28125	$f_0/320$	3148	$f_0/5710$	1696	$f_0/5310$
128	4.5 μ V	3.5 μ V	20.1	20	1757.8	$f_0/5120$	14062.5	$f_0/640$	1574	$f_0/2860$	848	$f_0/10600$

Abbildung 5.5: Auszug aus dem Datenblatt des LTC2445

Laut Abbildung 5.5 liegt die effektive Rauschbandbreite des Filters bei einer

OSR von 128 bei 1574 Hz bei Verwendung des internen Oszillators. Mit Hilfe einer kurzen Berechnung lässt sich so eine Rauschabschätzung durchführen:

$$NOISE = 40 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{1574 \text{ Hz}} = 1.586 \mu\text{V} \quad (5.4)$$

Hinzu kommt noch das Rauschen des AD-Umsetzers selbst, welches wiederum Abbildung 5.4 entnommen wird. Somit ergibt sich ein Gesamtrauschen von:

$$NOISE = \sqrt{(1.586 \mu\text{V})^2 + (3.5 \mu\text{V})^2} = 3.842 \mu\text{V} \quad (5.5)$$

Durch die Wahl einer geringeren Sample-Rate könnte das Ergebnis noch empfindlich verbessert werden, da gleichzeitig das Rauschen des AD-Umsetzers und die effektive Rauschbandbreite des Filters sinken.

Die so erhaltenen Messwerte werden für die weitere Verarbeitung (Lock-IN) mittels SPI in den FPGA übertragen (Abbildung 5.1).

5.2 FPGA Programm

Durch die Wahl eines FPGA Bausteins ist es ohne Umstände möglich, alle anfallenden Daten gleichzeitig zu verarbeiten. Bei einer Lock-IN-Messung ist dies ein wesentlicher Vorteil. Das Programm gliedert sich, so wie der elektronische Aufbau, in die Teile Signalgenerierung, Messung und zusätzliche Datenverarbeitung (Lock-IN-Berechnung) und wurde in der Entwicklungsumgebung Quartus II 9.1 in VHDL verfasst. Die Struktur kann im Anhang B eingesehen werden.

5.2.1 Signalgenerierung

Wie aus Punkt 3.2 bekannt ist, besteht das zu generierende Signal aus zwei sinusförmigen Signalen verschiedener Frequenz und Amplitude (Gleichung 3.7). Für eine optimale Lock-IN-Messung ist es notwendig, dass die beiden Frequenzen einen gemeinsamen Nulldurchgang besitzen. In dieser Bedingung ist respektiv die Forderung impliziert, dass die Frequenz f_1 ein ganzzahliges Vielfaches der Frequenz f_2 ist. Auf das Programm umgesetzt bedeutet dies, dass beide Frequenzen denselben Oszillator nutzen sollten. Dies wird durch einen fixen Frequenzteiler ermöglicht.

Dieser teilt die Frequenz um den Faktor $\frac{1}{1000}$ von der internen Referenzfrequenz herunter. Durch die parallele Verarbeitung im FPGA können das höher- und das niederfrequente Signal noch immer als synchron angenommen werden.

Der Baustein SIN_GEN in Abbildung 5.6 übernimmt die Kommunikation mit dem DA-Umsetzer IC.

Die zugeführte Oszillator-Frequenz unter `sin_clk` schwingt mit 120 MHz. Durch den Eingang `sinf_i` wird der interne Frequenzteiler für die Abstandsmessung eingestellt. Die Abstandsmessung arbeitet bei rund 150 kHz (Die Temperaturmessung soll ungefähr bei 10 Hz arbeiten). Pro Periode werden 16 Punkte an den DA-Umsetzer übertragen. Somit wurde die Frequenz intern von 120 MHz auf $16 \cdot 150\,000 \text{ Hz} = 2\,400 \text{ kHz}$ hinunter geteilt. Bei jeder steigenden Flanke (somit wieder Teilung durch 2 auf 1200 kHz) wird dieses Signal am Ausgang `test_f` des Bausteins SIN_GEN ausgegeben. Dieses Signal wird durch einen Frequenzteiler auf 1.2 kHz hinunter geteilt und dem Baustein SIN_GEN wieder



Abbildung 5.6: FPGA Programmteil: Sinus Generator

als `clk_temp` zugeführt. Hier sei nochmal zu erwähnen, dass noch immer von einer Synchronität der Signale aufgrund der Eigenschaften eines FPGA ausgegangen werden kann. Im Baustein `SIN_GEN` wird bei jeder steigenden Flanke ein Punkt des niederfrequenten Sinussignales ausgegeben. Pro Periode sind es 100 Punkte, was einer Frequenz von 12 Hz ($\frac{1200 \text{ Hz}}{100} = 12 \text{ Hz}$) entspricht. Würde sich die vorgegebene Frequenz der Abstandsmessung ändern, hätte dies im gleichen Maße Auswirkung auf die Temperaturmessung. Somit ist immer eine Synchronität der Signale gewährleistet, was zu einer optimalen Unterdrückung bei der Lock-IN-Messung führt (theoretischer Hintergrund ist unter Kapitel 4 zu finden).

5.2.2 Messwerterfassung und Auswertung

Nachdem das Signal die Messsonde, Filter- und Verstärkerstufe durchlaufen hat, wurde es am AD-Umsetzer wieder gemessen. Das Auslesen der Daten erfolgt wieder über SPI.

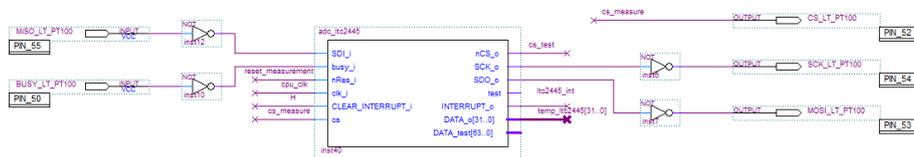


Abbildung 5.7: FPGA Programmteil: AD-Umsetzer auslesen

Beim Auslesen der Daten bzw. beim Anregen einer Messung ist es unbedingt notwendig, dass dies in exakt gleich langen Intervallen geschieht und synchron zur Signalausgabe ist. Die gemessenen Signale werden mit dem ihnen zeitlich entsprechenden Sinus- und Cosinus-Wert multipliziert. Die Sinus- und Cosinus-Werte sind in einer Tabelle gespeichert, um nicht andauernd sich wiederholende Berechnungen durchführen zu müssen. Ebenso wird hier nur mit ganzzahligen Werten multipliziert, da eine Floating Point Berechnung in FPGAs nicht zu empfehlen ist.

Wie in Abbildung 5.8 ersichtlich ist, gibt der Lock-IN-Block die Sinus- und die Cosinus-Summe aus, welche später in Lab View für die Betragsbildung benutzt werden. Diese Daten werden mittels serieller Schnittstelle (UART) auf einen PC für die weitere Verarbeitung und Speicherung der Messwerte übertragen. Da über 12 Perioden gemittelt wird (bei 12 Hz), wird jede Sekunde ein Messwert übertragen.

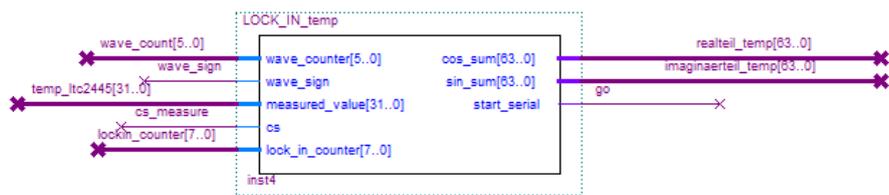


Abbildung 5.8: FPGA Programmteil: Lock-IN-Berechnung

Kapitel 6

Messergebnisse

6.1 Messaufbau

Der Messaufbau besteht im Wesentlichen aus 4 Dingen. Einem Nanoverschiebetisch, um geringe Distanzänderungen zu simulieren, der Auswerteelektronik, einem Klimaschrank zum Aufnehmen verschiedener Temperaturgänge und dem Anton Paar MK-50 als Referenzgerät. Alle Messungen werden mit einer Messfrequenz von 1 Hz durchgeführt.

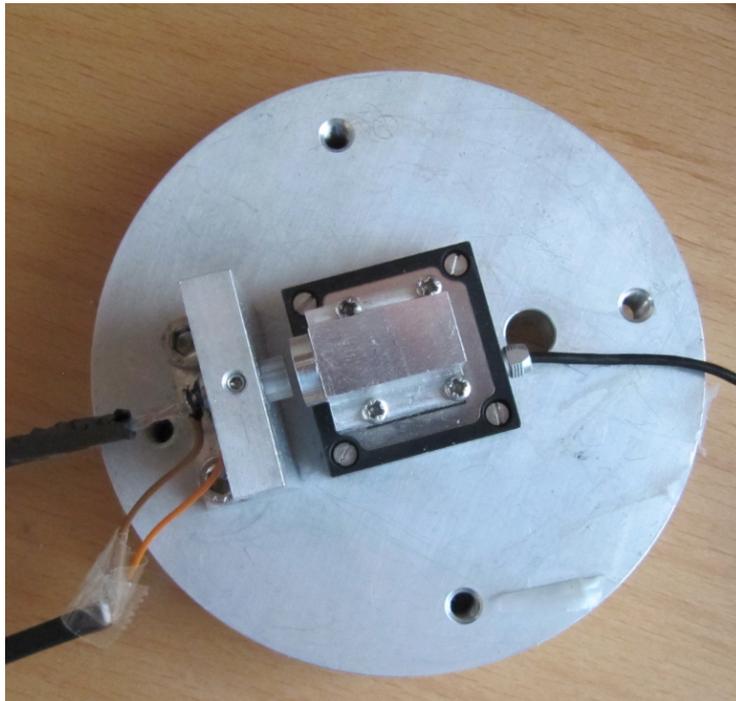


Abbildung 6.1: Aufbau: Nanoverschiebetisch mit Sensor von oben

Der Piezotisch kommt aus dem Hause PI mit der Bezeichnung P-620.1CD. Er

erreicht eine Wiederholbarkeit von $\pm 1 \text{ nm}$. Betrieben wird er mit Hilfe des Piezocontrollers E-625 ebenso von PI.



Abbildung 6.2: Aufbau: Piezocontroller

Das Anton Paar MKT-50 misst in Kombination mit einem hochpräzisen Platin-Widerstand (Abbildung 6.9) die Temperatur mit einer Messunsicherheit von 1 mK im gesamten Messbereich. Die Auflösung beträgt 0.1 mK und ist für diese Aufgabe als Referenzmessung ausreichend. (Angaben laut Hersteller)



Abbildung 6.3: Aufbau: MKT-50

6.2 Skalierung der Temperatur und Distanzmessung

Um aus den gemessenen Rohdaten Rückschlüsse auf die Temperatur gewinnen zu können, wurde ein dreiecksförmiger Temperaturverlauf (Abbildung 6.4) mit Hilfe des Temperaturschranks erzeugt. Um einer Verfälschung durch einen Temperaturgradienten vorzubeugen, wurden stets geringe Temperaturänderungen angestrebt.

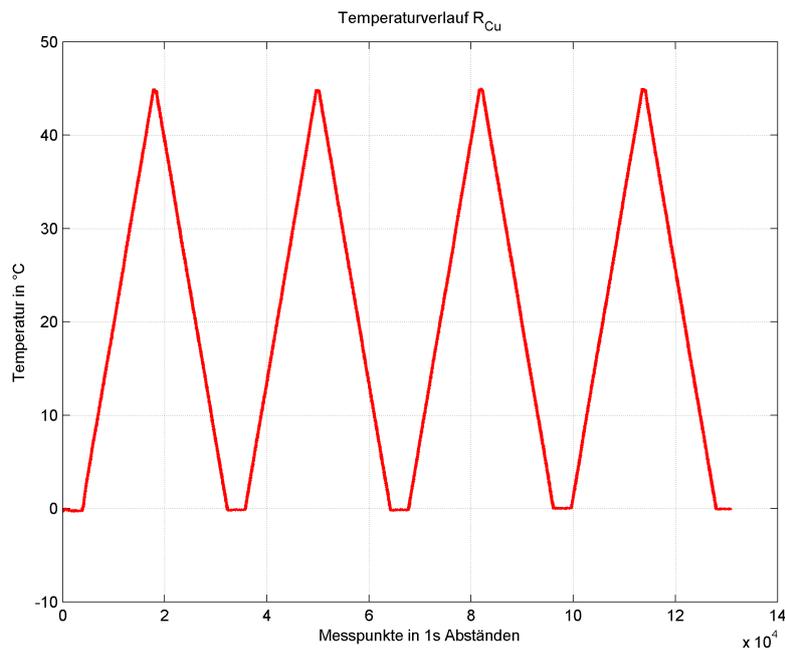


Abbildung 6.4: Temperaturverlauf für die Linearisierung

Zu Beginn der Messungen wurde die Luft im Temperaturschrank jeweils für eine Stunde auf 0 °C abgekühlt, um sicher zu gehen, dass der Sensor überall eine konstante und idente Temperatur aufweist. In vier Stunden wurde der Messaufbau kontinuierlich auf 45 °C erhitzt, um danach in weiteren vier Stunden wieder auf 0 °C abgekühlt zu werden. Dieser Vorgang wurde viermal wiederholt und wird in Abbildung 6.4 dargestellt. Um einer Verfälschung der Messergebnisse durch Wärmedehnung vorzubeugen, wurde der Sensor ohne den Piezotisch in der Mitte des Temperaturschranks aufgehängt, um einen maximalen Abstand von jedwedem Metall zu haben. Die so erhaltenen Rohdaten wurden der Temperaturmessung des MKT-50 gegenübergestellt (Abbildung 6.5).

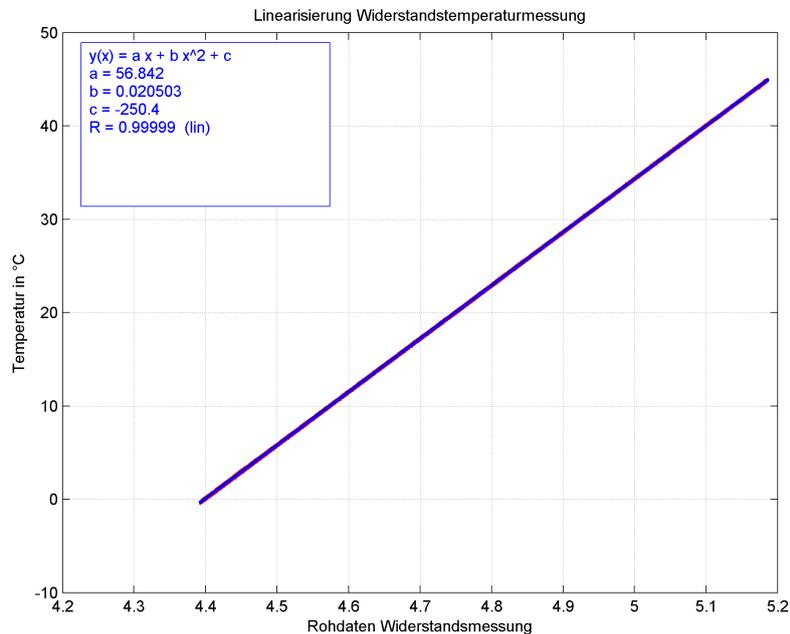


Abbildung 6.5: Linearisierung der Rohdaten

Mit Hilfe des Tools Ezyfit wurde der lineare und der quadratische Temperaturkoeffizient errechnet. Ebenso wurde die Verschiebung ermittelt. Somit ergibt sich ein Temperatur-Polynom mit

$$T_{R_{Cu}} = a \cdot x + b \cdot x^2 + c \quad (6.1)$$

$$a = 56.842 \quad (6.2)$$

$$b = 0.020503 \quad (6.3)$$

$$c = -250.4 \quad (6.4)$$

Daraus ergibt sich das charakteristische Polynom:

$$T_{R_{Cu}} = 56.842 \cdot x + 0.020503 \cdot x^2 - 250.4 \quad (6.5)$$

Alle nachfolgenden Rohdaten wurden mit Hilfe dieses Polynoms in eine Temperatur umgerechnet. Gleichmaßen wurde bei der Umrechnung von Rohdaten im gemessenem Abstand vorgegangen. Bei jeweils 0 °C wurden bei 0 µm bei 25 µm und bei 50 µm 20000 Messwerte gemittelt, um die Schwankungen des Temperaturschranke auszugleichen, und eine Linearisierung durchgeführt. Daraus ergibt sich das charakteristische Polynom:

$$Distanz = -0.000001718201819 \cdot x + 49633.1624143543 \quad (6.6)$$

wobei x den Rohdaten der Messung entspricht.

6.3 Temperaturmessung im statischen Fall und bei trägen Veränderungen

Im Weiteren sollen nun die Eigenschaften der Temperaturmessung bei sich langsam verändernden oder stationären Bedingungen getestet werden. Als Referenzgerät dient wieder das MKT-50 der Firma Anton Paar, welches über den integrierten PT100 Sensor, wie in Abbildung 6.9 zu sehen, die Temperatur erfasst. Die Daten der Temperaturmessung durch den Kupferwiderstand wurden noch durch ein FIR Rechteckfenster 9. Ordnung gefiltert [13].

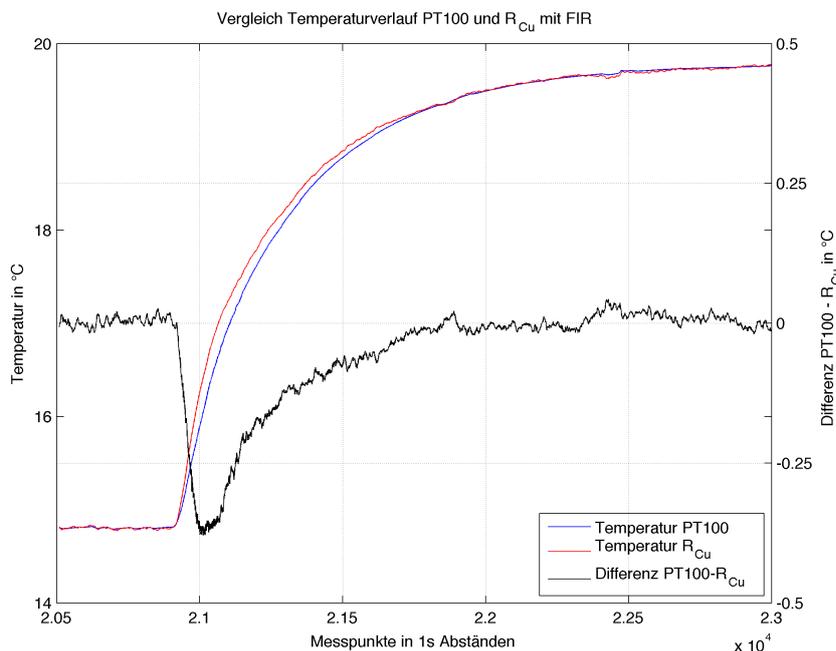


Abbildung 6.6: träger Temperaturanstieg um $5^{\circ}C$

Wie in Abbildung 6.6 zu erkennen ist, war die Skalierung der Temperaturmessung in Punkt 6.2 erfolgreich. Von einem gemeinsamen Temperaturpunkt ausgehend erreichen die Temperaturmessungen mittels Kupferwiderstand und mittels MKT-50 nach rund 15 Minuten wieder eine gemeinsame Endtemperatur. Obwohl der Anstieg der Temperatur um $+5^{\circ}C$ hier als relativ träge bezeichnet werden darf, ist, auch hier, schon ein leichter Temperaturgradient zu erkennen. Diesen genauer aufzuzeigen, gilt es in Punkt 6.4.

In Abbildung 6.8 ist ein Temperaturabfall von rund $40^{\circ}C$ über einen Zeitraum von 30 min zu erkennen. Auch in diesem Fall ist ein Unterschied zwischen den Messungen deutlich zu erkennen, welcher jedoch bei konstanter Temperatur wieder verschwindet.

Bei der Untersuchung eines nahezu konstanten Temperaturverlaufs in Abbildung 6.8 fällt auf, dass die Messung mittels Kupferwiderstands ein höheres Rauschen aufweist als die Messung mittels MKT-50. Trotzdem beträgt die maximale Abweichung nur rund 50 mK. Zu beachten ist, dass die real gemessene Temperatur

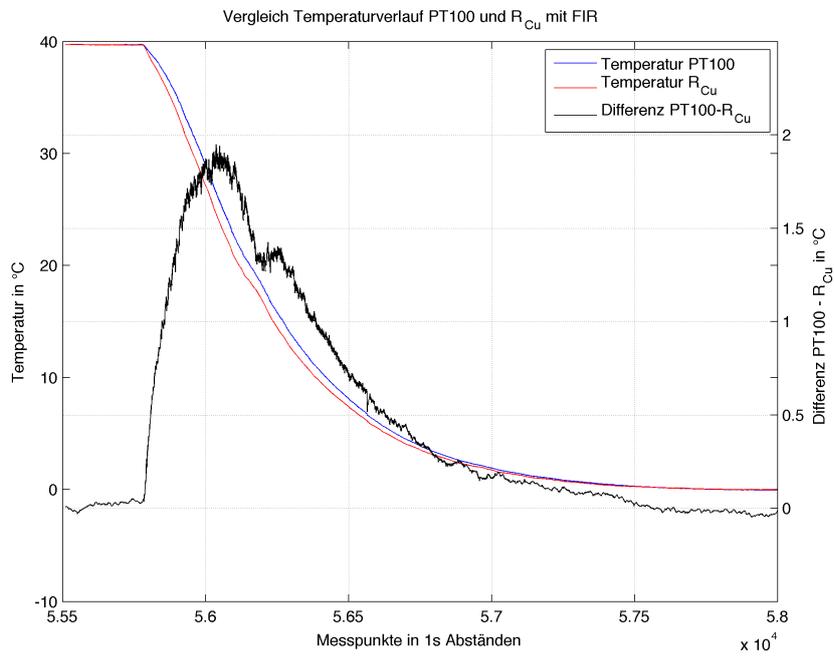


Abbildung 6.7: träger Temperaturabfall um 40 °C

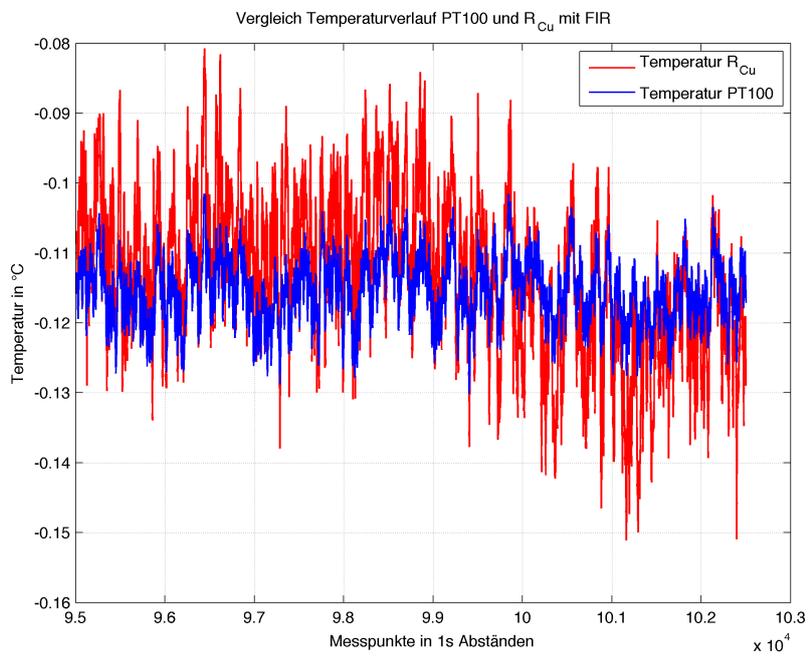


Abbildung 6.8: Temperaturverlauf bei nahezu konstanter Temperatur

nicht absolut konstant war, aufgrund äußerer nicht beeinflussbarer Einflüsse auf den deaktivierten Klimaschrank. Leider war es nicht möglich, bei laufendem Klimaschrank eine vernünftige Messung einer konstanten Temperatur durchzuführen, da die Regeleinriffe der Temperaturregelung des Klimaschranks zu zu großen Veränderungen in der Temperatur führten. Die Standardabweichung der Temperatur, wie in Abbildung 6.8 dargestellt, beträgt

$$\begin{aligned}\sigma_{PT100} &= 0.005 \text{ K} \\ \sigma_{R_{Cu}} &= 0.0118 \text{ K}\end{aligned}$$

Die Temperaturverläufe in den Abbildungen 6.6 und 6.7 lassen vermuten, dass die Dynamik der Messung mittels Kupferwiderstands jener mittels PT100 Element überlegen ist. Um diese Frage zu klären, gilt es nun unter Punkt 6.4 die Messung der Temperatur bei schnell veränderlichen Temperaturen zu überprüfen.

6.4 Dynamik der Temperaturmessung

Das Hauptargument für die Umstellung von einer PT100 Messung auf eine Kupferwiderstandsmessung ist die Annahme, dass der Temperaturgradient, welcher durch die Masse des PT100 Elements und der bauartbedingten räumlichen Trennung minimiert wird. Dies würde sich bei schnellen Temperaturänderungen deutlich bemerkbar machen. Die bauartbedingten Unterschiede sind in Abbildung 6.9 dargestellt.

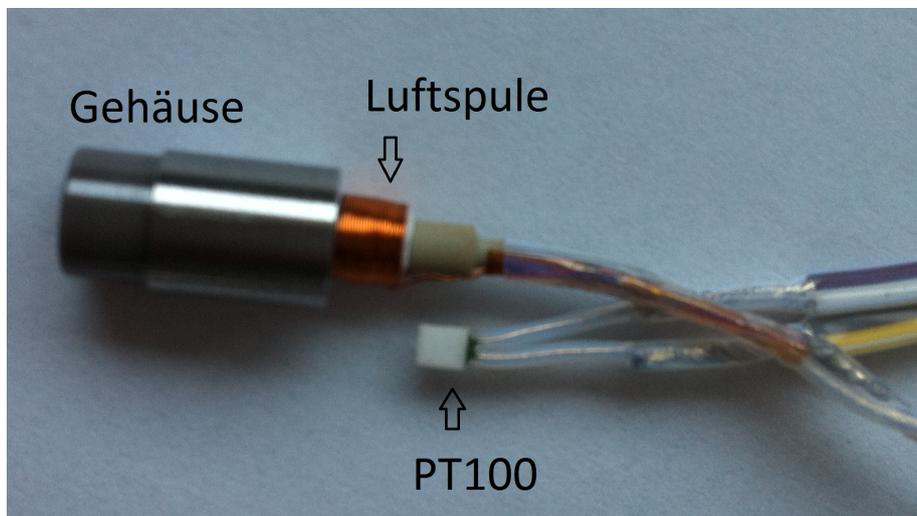


Abbildung 6.9: Foto des Abstandssensors mit PT100 Element

Die Luftspule und der PT100 sind im finalen Zustand im Gehäuse untergebracht und werden mit Vergussmasse befestigt und vor Feuchtigkeit geschützt. Der Vorderteil des Gehäuses besteht aus Keramik, um die Messung nicht zu beeinflussen.

Für einen Test der Dynamik wurde der Sensor auf ungefähr 5 °C gekühlt und

sofort in kochendes Wasser getaucht. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 6.10 dargestellt.

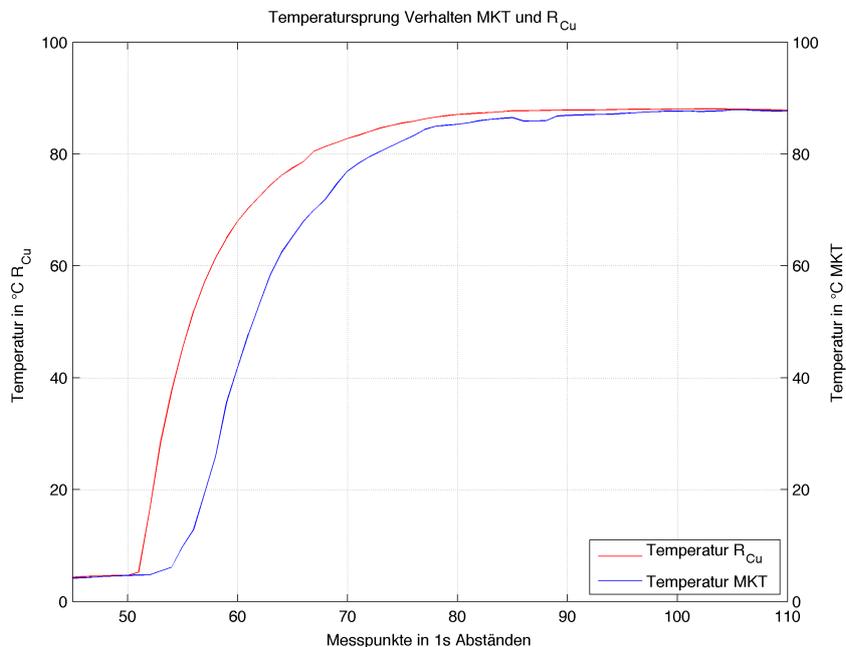


Abbildung 6.10: Temperatursprung MKT-50 und Kupferwiderstandsmessung

Es ist leicht zu erkennen, dass die Kupferwiderstandsmessung deutlich schneller auf die Temperaturänderung reagiert als die PT100 Messung.

Bei Betrachtung der Differenz (Abbildung 6.11) wird ersichtlich, dass es rund 50 Sekunden dauert, um den Unterschied wieder auszugleichen, was bei sich schnell ändernden Temperaturen dazu führt, dass die PT100 Messung keine nützlichen Ergebnisse mehr liefert. Die Zeitkonstanten der beiden Messungen wie in Abbildung 6.10 dargestellt betragen:

$$\begin{aligned} \tau_{R_{Cu}} &\approx 6.5 \text{ s} \\ \tau_{R_{MKT}} &\approx 12 \text{ s} \end{aligned}$$

Aufgrund dieser Ergebnisse kann nun versucht werden, die Abstandsmessung vom Einfluss der Temperatur zu befreien bzw. eine Minimierung des Temperatureinflusses zu erzielen.

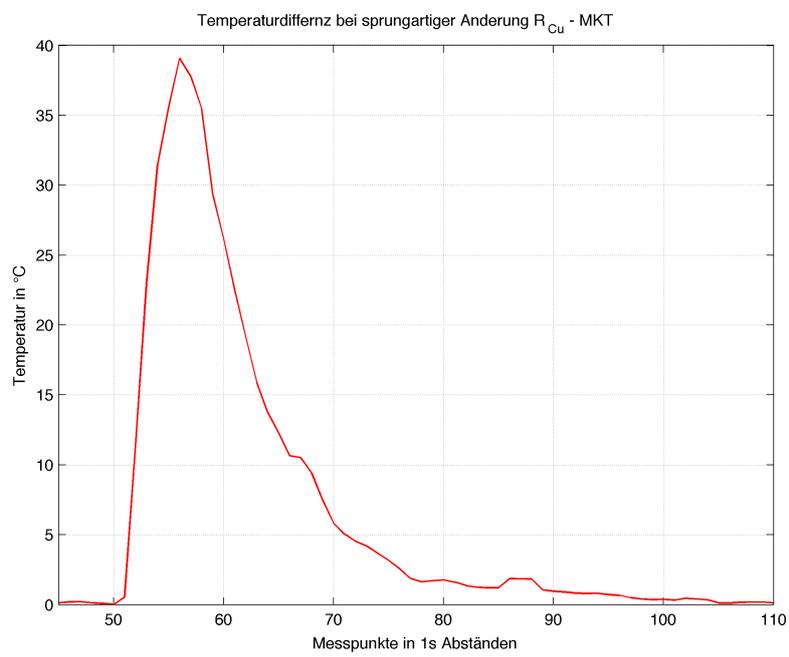


Abbildung 6.11: Differenz Temperaturverlauf Kupferwiderstandsmessung - MKT-50

6.5 Temperaturkompensation der Abstandsmessung

Hier soll nun die unter Punkt 6.2 entstandene Linearisierung der Distanzmessung zum Einsatz kommen. Ebenso wurde noch der Zusammenhang zwischen Temperatur und Distanzmessung untersucht. Als Grundlage kam dabei wieder die Messung, welche in Abbildung 6.5 zu sehen ist, zum Einsatz. Simultan zur Temperatur wurde auch die Distanz aufgezeichnet, um deren Verhalten charakterisieren zu können (Abbildung 6.12).

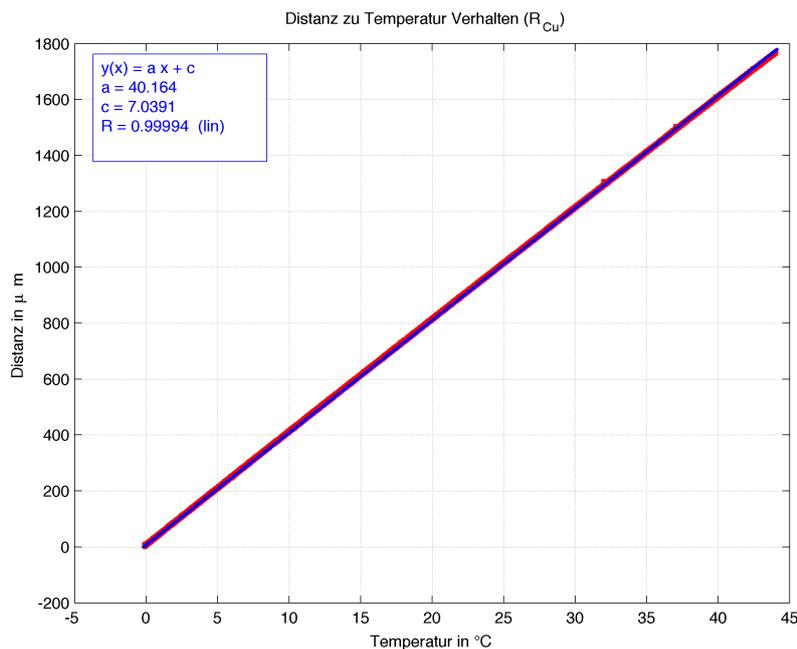


Abbildung 6.12: Skalierung Temperatur- und Distanz-Zusammenhang

Ersichtlich ist (Abbildung 6.12), dass bei steigender Temperatur ebenso die gemessene Distanz steigt. Da diese Messung gegen Luft erfolgt, ist ein Effekt in Folge von Wärmedehnung auszuschließen. Um dieser Entwicklung entgegenzuwirken, muss also ein Faktor eingeführt werden, welcher beschreibt, um wie viel die Distanzmessung aufgrund der Temperaturänderung verfälscht wurde. Formal ausgedrückt, wobei $s_{komp.}$ der kompensierten Distanz entspricht, bedeutet dies:

$$s_{komp.} = -a \cdot T_{RCu} + s_{gemessen} \quad (6.7)$$

$$a = 40.164 \quad (6.8)$$

$s_{gemessen}$ = unkompensierte gemessene Distanz

Daraus ergibt sich das charakteristische Polynom:

$$s_{komp.} = -40.164 \cdot T_{R_{Cu}} + s_{gemessen} \quad (6.9)$$

Diese Erkenntnis soll nun an einer Treppenfunktion angewandt werden.

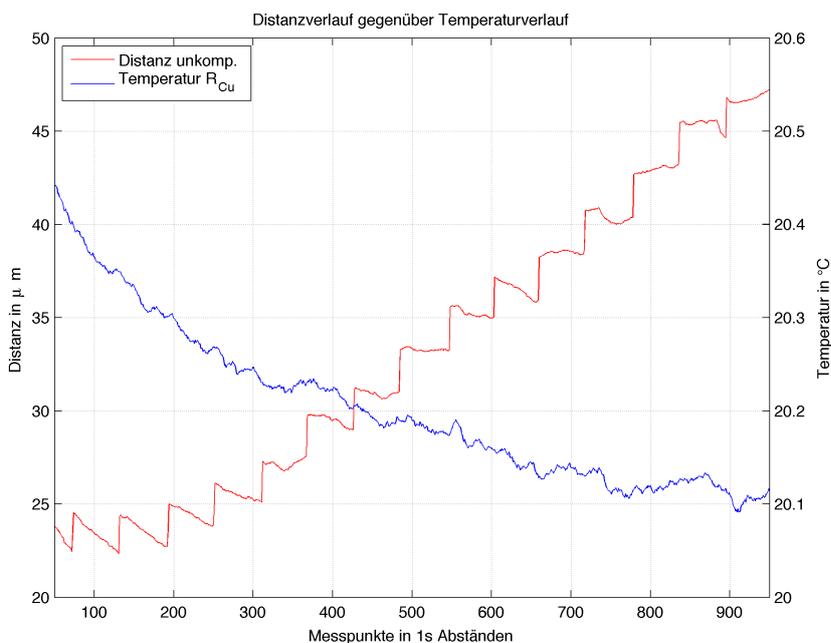


Abbildung 6.13: Skalierter und unkompensierter Verlauf der Distanz gegenüber der Temperatur

Das Diagramm, welches unter Abbildung 6.13 dargestellt ist, stellt die Rohdaten einer Abstandsmessung dar. Im Minutentakt wurde die Distanz um $2.5 \mu\text{m}$ erhöht. Obwohl während der Messung nur eine Temperaturänderung von rund 0.5 K auftritt, sind die Rohdaten fast unkenntlich. Verwendet man die Kompensationsgleichung, welche unter Gleichung 6.9 dargestellt wird, ergibt sich jener Zusammenhang, der in Abbildung 6.14 gezeigt wird.

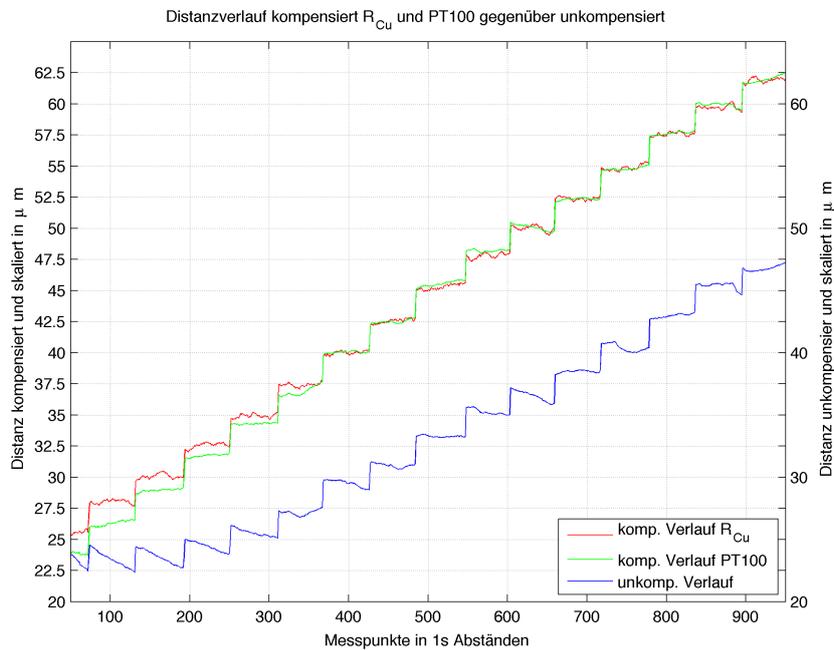


Abbildung 6.14: skalierte Treppenfunktion und skalierte und kompensierte Treppenfunktion

Hier ist klar zu erkennen, dass die Kompensation erfolgreich ist. Zum Vergleich ist ebenso der Distanzverlauf, welcher mit Hilfe des PT100 Sensors kompensiert wurde, eingetragen. Im Anfangsbereich der Messung, wo sich die Temperatur am stärksten ändert, ist klar zu erkennen, dass der Verlauf der Distanz mit Hilfe des PT100 Sensors nicht so erfolgreich rekonstruiert werden kann, jedoch weist das Signal ein geringeres Rauschen auf.

6.6 Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassend seien hier noch einmal die erreichte Auflösung und die Anforderungen gegenübergestellt. In diesem Zug sollte nochmals erwähnt werden, dass die in Punkt 3.1 geforderte Genauigkeit von $\Delta T \ll 0.1286 \text{ K}$ deutlich, wie in Abbildung 6.8 zu sehen ist, unterboten wurde mit einer Abweichung von 0.05 K Spitze Spitze.

Messverfahren	PT100	RCu
Auflösung (Standardabweichung)	0.005 K	0.0118 K
Zeitkonstante bei 80 K Sprung	$\approx 12 \text{ s}$	$\approx 6.5 \text{ s}$

Tabelle 6.1: Ergebnisse der Arbeit

Diese Ergebnisse in Kapitel 6 legen nahe, dass die Erfassung der Temperatur über den Kupferwiderstand eine technisch realisierbare und in puncto Auflösung

sehr gute Möglichkeit darstellt. Natürlich muss auch erwähnt werden, dass das dem Signal überlagerte Rauschen, wie in Abbildung 6.8 dargestellt, höher ist, als das der Temperaturmessung mittels PT100 Element via MKT-50. In weiterer Folge könnte die Verringerung des Rauschens durch Maßnahmen wie Erhöhung der Anzahl der Stützstellen und Verbesserung des elektrischen Aufbaus untersucht werden. Ebenso könnte auch über die Verwendung des verwendeten AD-Umsetzers (LT2445) nachgedacht werden, da dieser aus dem simplen Grund des Vorhandenseins am L-Vis 510 zum Einsatz kam.

Abschließend muss festgehalten werden, dass die Temperaturmessung über den Kupferwiderstand einer Induktivität im dynamischen Fall der aktuellen Messung mittels PT100 Elements stark überlegen ist (siehe Punkt 6.4) und das bei Reduzierung der Kosten (Einsparung des PT100 Sensors).

Literaturverzeichnis

- [1] W.-J. Becker. Induktiver wirbelstrom-aufnehmer mit temperaturkompensiertem spulensystem. *Archiv für Elektrotechnik*, 73(3):181–192, 1990.
- [2] D. Bimberg. Signalverarbeitung mit Lock-In-Verstärker. Technical report, TU Berlin, 2004.
- [3] K.W. Bonfig. *Sensoren, Meßaufnehmer*. Expert Verlag, 1988.
- [4] Nian-Sheng Cheng. Formula for the viscosity of a glycerol water mixture. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 47(9):3285–3288, 2008.
- [5] A. De Marcellis, G. Ferri, M. Patrizi, V. Stornelli, A. DAmico, C. Di Natale, E. Martinelli, A. Alimelli, and R. Paolesse. An integrated analog lock-in amplifier for low-voltage low-frequency sensor interface. In *Advances in Sensors and Interface, 2007. IWASI 2007. 2nd International Workshop on*, pages 1–5, 2007.
- [6] W. Eustachi. *Ausgewählte Grundlagenthemen zur elektrischen Signalübertragung und -verarbeitung*. Books on Demand GmbH, 2007.
- [7] K. Götte, H. Hart, and G. Jeschke. *Taschenbuch Betriebmeßtechnik*. VEB Verlag Technik, 1982.
- [8] A. Haug. *Elektrisches Messen mechanischer Größen*. C. Hanser Verlag, 1969.
- [9] H. Kronmüller. *Prinzipien der Prozeß-Meßtechnik 1*. Schnäcker Verlag, 1986.
- [10] H. Kuchling. *Taschenbuch der Physik*. Carl Hanser Verlag, 17 edition, 2001.
- [11] David R. Lide. *CRC Handbook of Chemistry and Physics*. CRC Press, 90 edition, 2009.
- [12] R.K. Müller. *Mechanische Größen elektrisch gemessen*. Expert Verlag, 1984.
- [13] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer. *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. Oldenbourg, 1992.

- [14] D. Placko, H. Clergeot, and E. Santander. Industrial eddy current sensors for touchless thickness measurement. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*, pages 1487–1492 vol.2, 1989.
- [15] Ch. Rohrbach. *Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Größen*. VDI Verlag, 1967.
- [16] E. Schrüfer. *Elektrische Meßtechnik*. C. Hanser Verlag, 1988.
- [17] J. B. Segur and Helen E. Oberstar. Viscosity of glycerol and its aqueous solutions. *Industrial and Engineering Chemistry*, 43(9):2117–2120, 1951.
- [18] Maximiliano Osvaldo Sonnaillon and Fabián Jose Bonetto. A low-cost, high-performance, digital signal processor-based lock-in amplifier capable of measuring multiple frequency sweeps simultaneously. *Review of Scientific Instruments*, 76(2):024703, 2005.
- [19] M.O. Sonnaillon, R. Urteaga, F.J. Bonetto, and M. Ordonez. Implementation of a high-frequency digital lock-in amplifier. In *Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference on*, pages 1229–1232, 2005.
- [20] G. Steiner, J. Gautsch, R. Bredler, and F. Plank. A novel fluid dynamic in-line viscometer suitable for harsh process conditions. *Procedia Engineering*, 5(0):1470–1473, 2010.
- [21] R. Thiel. *Elektrische Messen nichtelektrischer Größen*. Teubner Verlag, 1983.
- [22] Ulrich Tietze, Chritoph Schenk, and Eberhard Gamm. *Halbleiter Schaltungstechnik*. Springer Vieweg, 14 edition, 2012.
- [23] Slawomir Tumanski. Induction coil sensors - a review. *Measurement Science and Technology*, 18(3):R31–R46, 2007.
- [24] Jiawei Xu, G. Meynants, and P. Merken. Low-power lock-in amplifier for complex impedance measurement. In *Advances in sensors and Interfaces, 2009. IWASI 2009. 3rd International Workshop on*, pages 110–114, 2009.
- [25] Yu Yating, Du pingan, and Wang Zhenwei. Study on the electromagnetic properties of eddy current sensor. In *Mechatronics and Automation, 2005 IEEE International Conference*, volume 4, pages 1970–1975 Vol. 4, 2005.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Sensorkopf L-Vis 510 Anton Paar Gmbh.	4
1.2	Ersatzschaltbild eines induktiven Wirbelstromsensors	5
1.3	Ersatzschaltbild des Schwingkreises eines L-Vis 510	6
1.4	Bodediagramm des Schwingkreises	7
2.1	Ersatzschaltbild der Spule mit Rückkopplungswicklung	9
2.2	geeignetes Rückkopplungsnetzwerk	10
2.3	Position der Induktivität und des PT100 Elements im L-Vis 510	11
2.4	Ersatzschaltbild des Schwingkreises	12
3.1	geforderte Auflösung der Temperatur über Viskosität für Glycerol	15
3.2	Prinzipschaltbild der Messung	17
3.3	aktuelle Beschaltung	18
3.4	Impedanzänderung in Abhängigkeit von der Frequenz	20
3.5	Impedanzänderung bei Induktivitätsänderung in Abhängigkeit der Frequenz	21
3.6	Ersatzschaltbild Schwingkreis	22
3.7	maximaler Messfehler in Abhängigkeit der Frequenz	23
3.8	Anregesignal	27
3.9	Anregesignal aus Abbildung 3.8 zeitlich gestreckt	27
3.10	Filter mit Impedanzwandler	28
3.11	Frequenzgang des Filters	29
3.12	Phasengang des Filters	30
3.13	verstärkender Umkehrdrierer	30
3.14	Maxim MAX6133 typical operation circuit lt. Datenblatt	32
3.15	LT 6203 Package lt. Datenblatt	32
4.1	Einfacher Lock-IN-Verstärker	34
4.2	verraushtes Signal	35
4.3	Prinzip des PED	36
4.4	Ausgangssignal des PED	37
4.5	Doppel-Lock-IN-Verstärker	38
5.1	Elektrisches Blockschaltbild	40
5.2	Elektronikplan des Signalgenerators	41
5.3	Block-Diagramm des LTC2445 laut Datenblatt	42
5.4	Auszug aus dem Datenblatt des LTC2445	42
5.5	Auszug aus dem Datenblatt des LTC2445	42
5.6	FPGA Programmteil: Sinus Generator	44

5.7	FPGA Programmteil: AD-Umsetzer auslesen	44
5.8	FPGA Programmteil: Lock-IN-Berechnung	45
6.1	Aufbau: Nanoverschiebetisch mit Sensor von oben	46
6.2	Aufbau: Piezocontroller	47
6.3	Aufbau: MKT-50	47
6.4	Temperaturverlauf für die Linearisierung	48
6.5	Linearisierung der Rohdaten	49
6.6	träger Temperaturanstieg um 5 °C	50
6.7	träger Temperaturabfall um 40 °C	51
6.8	Temperaturverlauf bei nahezu konstanter Temperatur	51
6.9	Foto des Abstandssensors mit PT100 Element	52
6.10	Temperatursprung MKT-50 und Kupferwiderstandsmessung . . .	53
6.11	Differenz Temperaturverlauf Kupferwiderstandsmessung - MKT-50	54
6.12	Skalierung Temperatur- und Distanz-Zusammenhang	55
6.13	Skalierter und unkompensierter Verlauf der Distanz gegenüber der Temperatur	56
6.14	skalierte Treppenfunktion und skalierte und kompensierte Trep- penfunktion	57

Tabellenverzeichnis

1.1	Beispielparameter für die Arrhenius-Andrade Gleichung 1.1 . . .	3
1.2	Zusammenfassung	8
2.1	Gegenüberstellung der Messverfahren	13
3.1	Spezifikationen der Messung	16
6.1	Ergebnisse der Arbeit	57

Anhang A

A novel fluid dynamic inline viscometer suitable for harsh process conditions

Proc. Eurosensors XXIV, September 5-8, 2010, Linz, Austria

A novel fluid dynamic inline viscometer suitable for harsh process conditions

G. Steiner, J. Gautsch, R. Bredler, F. Plank

Anton Paar GmbH, Anton-Paar-Str. 20, 8054 Graz, Austria

Abstract

Process viscometers have important applications in real-time quality and process control for a wide range of industrial processes, e.g. in the food, chemical, pharmaceutical, and petrochemical industries. Established commercial instruments like rotational, vibrating, and tube viscometers can suffer from poor lifetime or insufficient performance in harsh applications. This contribution introduces a novel process viscometer based on a fluid dynamic measurement principle. The pressure building up by the process fluid being forced through a tapered gap is used to displace a spring-type structure. This displacement is measured with a resonant inductive sensor and is strictly proportional to the dynamic viscosity of the fluid. The measurement principle and construction of the instrument allow its use under harsh process conditions such as high pressure and temperature variations and with abrasive and inhomogeneous fluids and suspensions while maintaining excellent repeatability.

© 2009 Published by Elsevier Ltd.

Process instrumentation; process measurement, viscometer; viscosity.

1. Introduction

Dynamic viscosity is an important parameter for quality control and process control in many areas of industry, e.g. in the chemical, oil, food [1], and mining [2] industries. Established techniques for viscosity determination are mainly rotational, vibrating (including the emerging class of resonant micromachined sensors [3]), and capillary viscometers [1]. The different instruments have unique strengths and weaknesses. Typical problems are friction-loaded torque measurements, undefined shear rate, density dependence, poor sample replacement, small penetration depth, pressure, vibration, and flow rate sensitivity.

Conventional rotational viscometers rely on rotational speed and torque measurements to calculate the fluid viscosity. This principle has been very successful in laboratory viscometers and rheometers. However, robust sealings are required for process viscometers that can withstand severe process conditions like high temperatures, pressure surges, and staining. This requirement adversely affects precise torque measurements due to friction effects. To overcome this and the other above-mentioned problems, a novel rotational viscometer that works without direct torque measurement is presented. The subsequent section introduces the measurement principle and sensor geometry, followed by a discussion of system design and the measurement protocol. Finally, the performance of the novel fluid dynamic viscometer is demonstrated by means of measurement results.

2. Fluid Dynamic Measurement Principle

The novel process viscometer is based on a similar hydrodynamic effect to that which makes slide bearings work. In such bearings, the relative motion between two surfaces induces shear stress in a lubricant and leads to the formation of a lubricant film separating the sliding surfaces. The pressure necessary to carry the load can only develop if the film is wedge-shaped, so that the variable surface will be slightly inclined. The pressure distribution in the wedge-shaped film depends on the surface velocity and the dynamic viscosity of the lubricant [4].

This viscosity dependence is utilized to measure the viscosity given a fixed geometrical configuration of the sliding surfaces. The functional principle is sketched in Fig. 1(a). A rotor and a static outer surface define the wedge-shaped gap of the viscometer configuration. The rotor can be powered directly from a rigid shaft or using a magnetic coupling. The fluid under test is conveyed into the gap by the action of the rotor. The opposite static outer surface is rigidly fixed on the entry side and open-ended at the outlet. Due to the pressure rise in the gap, the outer surface is slightly displaced, acting as a spring. The displacement between the fixed and flexible parts of the spring element is proportional to the fluid and measured with an inductive sensor. Fig. 1(b) shows a photograph of the sensor head which is mounted directly in the process vessel. The gap width is in the range from several tenths of a millimeter to millimeters. The sensor coil is mounted on the fixed part of the spring while the counter piece is attached to the flexible part.

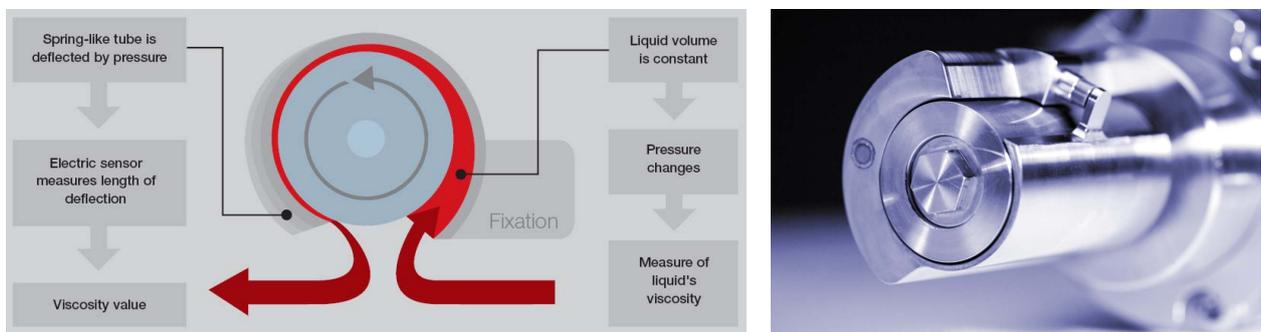


Fig. 1. (a) Functional principle of the fluid dynamic inline viscometer. The process fluid is forced through the tapered gap by the rotating cylinder. The occurring pressure build-up is proportional to the fluid viscosity and deflects the elastic outer wall of the gap, which is measured using a displacement sensor; (b) Photograph of the in-process sensor head implementing the fluid dynamic measurement principle. The inductive displacement sensor is mounted on top.

The pressure distribution p as a function of the angle α ($\alpha=0$ at the inlet) in a gap of infinite extension orthogonal to the flow direction is

$$p(\alpha) = \frac{3}{2} \eta \cdot v_r d_r^2 \frac{\alpha(\alpha_{\max} - \alpha)}{\alpha_{\max} c h_g^2} \quad (1)$$

with the dynamic viscosity of the fluid η , rotor velocity v_r , rotor diameter d_r , gap width h_g , the gap coverage α_{\max} and a constant c . Thus, the pressure is proportional to the dynamic viscosity, shear velocity, and a geometry factor. The excess pressure is zero at the inlet and outlet and reaches a maximum after about two thirds of the gap length. The spring structure leads to a weighted integration of the pressure distribution, which can be measured as displacement s . For small deflections in the first approximation, the displacement is

$$s = k \frac{d_r}{2} \int_{\alpha=\alpha_1}^{\alpha_{\max}} p(\alpha) \cdot \sin(\alpha) \cos(\alpha) d\alpha \quad (2)$$

with the spring constant k of the flexible beam. The torque acting on a point on the outer surface is integrated over the whole spring length from α_1 to α_{\max} . For large displacements, the feedback of the geometry deformation on the pressure distribution needs to be taken into account.

3. System Design

Besides the mechanical components outlined in the preceding section, the viscometer requires an electric drive with closed-loop control to achieve stable flow conditions and shear rate in the wedge-shaped gap. An inductive displacement sensor measures the deflection of the spring, offering the advantage of being independent of the process fluid. A temperature sensor is used to compensate for temperature variations of the sensor front-end. A functional block diagram is sketched in Fig. 2(a). The resonant circuit of the inductive sensor with the sensing coil is driven by an AC source. The sensor signal is processed using a digital lock-in amplifier, followed by temperature compensation. The rotating body is driven by a brushless DC (BLDC) motor in a control loop with Hall sensors. The event control block synchronizes the instrument functions to obtain an amplitude difference signal and finally calculate the viscosity of the fluid using the calibration curves.

The resolution of the displacement measurement is in the range of a few nanometers with a base distance of about 1.5 mm between the sensor coil and the counter piece. In the presence of unavoidable temperature fluctuations, a differencing method is applied to achieve this high resolution. The used measurement protocol is depicted in Fig. 2(b). The low-speed measuring phase is used to acquire N full revolutions of the rotating body, which are averaged in the lock-in amplifier. In that way, concentricity errors and mechanical imperfections of the setup can be compensated. The averaging also allows the intentional use of rotating bodies of non-circular shapes, which may be advantageous in certain applications. In the subsequent high-speed measuring phase, another N full rotor revolutions are acquired. The magnitude difference of the high- and low-speed signals is proportional to the spring displacement and, consequently, to the fluid viscosity.

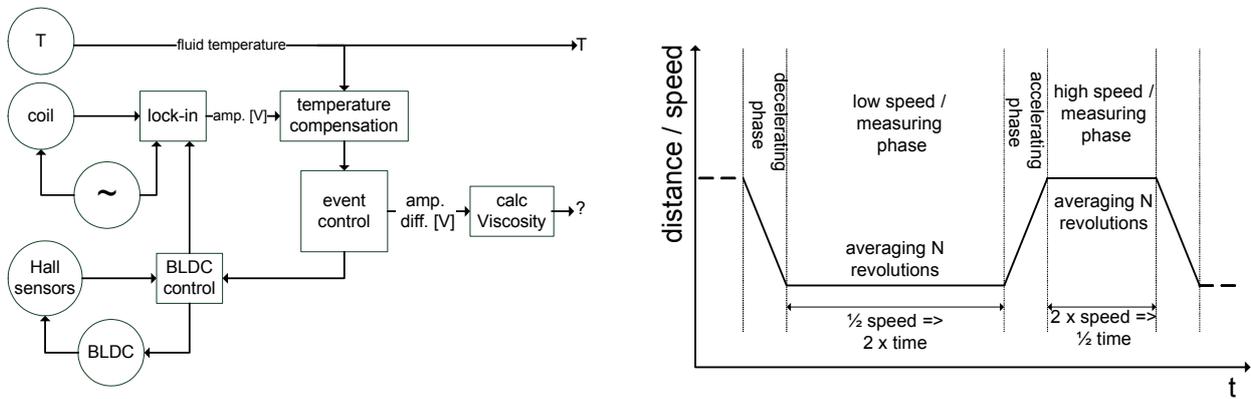


Fig. 2. (a) Block diagram of the functional components of the viscometer with temperature, displacement, and Hall sensors and signal processing and state control blocks; (b) Measurement cycle implemented through event control, where a difference measurement of high and low speed rotation is performed.

4. Measurement Results

The operation of the fluid dynamic viscosimeter was verified under widely varying conditions, in which a viscosity range from 1 to 2000 mPas can be easily covered with a single gap geometry. The repeatability of the instrument was determined as 0.3 mPas in the low viscosity range and 0.6 mPas at viscosities above 500 mPas. The instrument was tested in several field tests under harsh process conditions, e.g. in starch adhesive, ceramics, urea, gelatin, and lubricants processing and production. Due to its rugged construction, the device is particularly insensitive to pressure jumps and vibrations, which is a major advantage compared to existing vibration- and torque measurement-based process viscometers.

Results from a field test in the production process of starch adhesive are illustrated in Fig 3. Starch adhesive is, for example, used in cardboard and paper bag production as the glue between individual layers of paper. The adhesive is produced in a batch process in which the dynamic viscosity is a very sensitive indicator of the process.

The final viscosity needs to remain within narrow limits to ensure stable quality of the end product. The inline viscometer was directly installed in the mixing tank. The diagram shows four consecutive production runs (the discharge phases are not shown). The primary ingredients in the mixing tank are starch and water, showing a viscosity of 1...2 mPas. Through the addition of caustic soda, the starch swells, causing a steep viscosity rise and a temperature rise due to the exothermal reaction. After that, stirring the mixture will crack the long starch molecules, leading to a characteristic viscosity drop. The resulting viscosity is an important process control parameter, triggering the addition of fresh starch and water. After the maximum viscosity (a further control parameter) is reached, the mixture is stirred again until the target viscosity is reached.

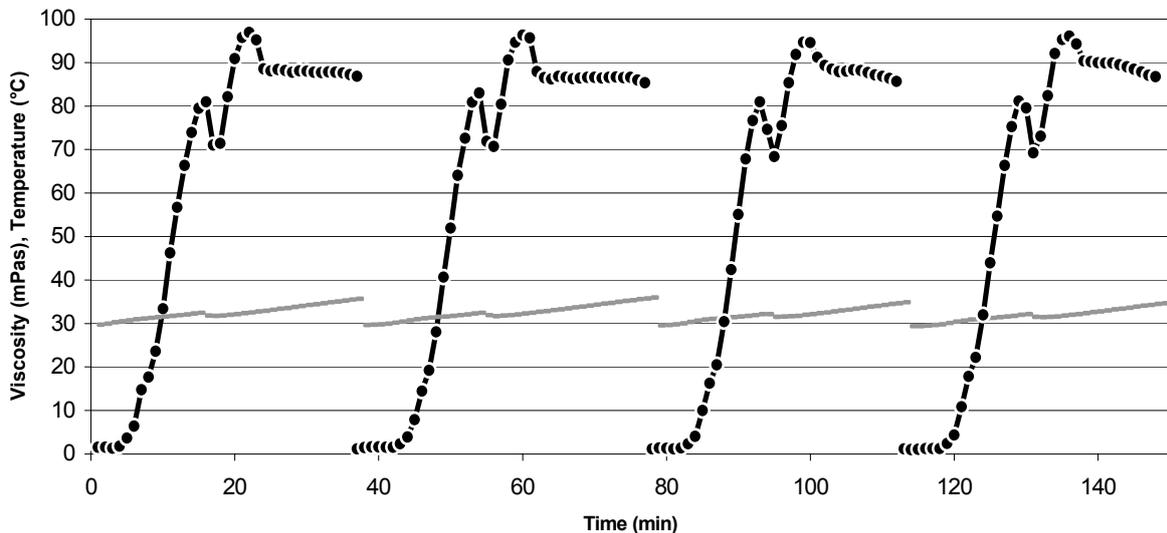


Fig. 3. Field test result of the fluid dynamic inline viscometer mounted in a mixing tank for batch production of starch adhesive. Four consecutive production runs are shown. The black line indicates the dynamic viscosity of the mixture and the gray line is the process temperature.

5. Conclusion

Robust and accurate measurement of viscosity under harsh process conditions is a demanding task that is facilitated by the novel fluid dynamic inline viscometer presented in this work. It is based on a rugged mechanical configuration with a tapered gap between two bodies applying shear forces to the sample. By design, new sample is continuously drawn into the gap. The transducer signal is acquired with a robust contactless measurement, allowing high pressure and temperature ratings of the instrument. The wide gap of the viscometer tolerates particulate suspensions with particle sizes up several hundred micrometers. The robustness and sample exchange can be further improved by using rotating bodies with non-cylindrical shapes. These features, along with the excellent repeatability of the instrument under suitably stable process conditions, open new ways for automatic process control in demanding industrial processes.

References

- [1] Cullen PJ, Duffy AP, O'Donnell CP, O'Callaghan DJ. Process viscometry for the food industry. *Trends Food Sci Technol* 2000; 11:451–7.
- [2] Shi FN, Napier-Munn TJ. Measuring the rheology of slurries using an on-line viscometer. *Int J Miner Process* 1996; 47:153-76.
- [3] Reichel EK, Riesch C, Keplinger F, Jakoby B. A novel oscillating shear viscosity sensor for complex liquids. In *Proc Eurosensors XXIII*, Lausanne, Switzerland, Sep. 6–9, 2009, pp. 895–898.
- [4] Hori Y. *Hydrodynamic Lubrication*. Tokyo: Springer; 2006.

Anhang B

FPGA Blockschaltbild

Anhang C

Eidesstattliche Erklärung

Deutsche Fassung:
Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008
Genehmigung des Senates am 1.12.2008

EIDESSTÄTTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....
(Unterschrift)

Englische Fassung:

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

.....
date

.....
(signature)