

Aufbau eines hochgenauen Laborthermostaten

DISSERTATION
zur Erlangung des Grades eines Doktors
der Naturwissenschaften

vorgelegt von
Dipl.-Chem. Michael Ney
aus Eppelborn

eingereicht beim Fachbereich 8
der Universität Siegen
Siegen 2002

urn:nbn:de:hbz:467-315

1. Gutachter: Prof. Dr. F. Schneider

2. Gutachter: Prof. Dr. H. J. Butt

Tag der mündlichen Prüfung: 7. Februar 2003

Ziel der Arbeit war die Konstruktion eines Laborthermostaten zur hochgenauen Thermostatisierung von Messvorrichtungen. Die Temperaturstabilität sollte im Bereich eines Millikelvins oder darunter liegen. Dabei sollte eine gewisse Flexibilität gegeben sein, d.h. der Thermostat sollte nicht nur für eine bestimmte Apparatur ausgelegt werden, sondern bei verschiedenen Messzellen angewendet werden können. Dabei wurde versucht, die Regelung an die jeweiligen Verhältnisse der Regelstrecke in Hinsicht auf Tot- und Verzögerungszeiten anzupassen. Dazu wurden unterschiedliche empirische Verfahren getestet. Weiterhin wurde versucht, aufwendigere Adaptionsverfahren zur Optimierung der Parameter zu nutzen. Unter Verwendung von Simulationsprogrammen wie Scilab und des Mathematikprogramms Mathematica wurde versucht, ein Modell zu erstellen, mit dessen Hilfe z.B. Reaktionen des Thermostates auf Sollwertänderungen nachvollzogen werden können.

An einer Apparatur zur Messung des Cotton-Mouton-Effektes wurde eine Messreihe über einen größeren Temperaturbereich aufgenommen, wobei der Thermostat zur Temperierung der Messzelle benutzt wurde. Es gelang auf diese Weise näher an den isotrop-nematischen Phasenübergang eines Flüssigkristalls heranzukommen, als es mit handelsüblichen Thermostaten möglich war.

Die sehr große Temperaturabhängigkeit der Cotton-Mouton Konstante in der Nähe der Phasenumwandlung ist ein guter Indikator für die Temperaturstabilität eines Thermostaten.

The aim of this work was the development of a laboratory thermostat for the highly precise temperature control. The fluctuation of the temperature should be less than a millikelvin. The thermostat was designed to control the temperature of various measuring devices. To achieve this, the parameters of the controller had to be adjusted to different properties of the controlled system, such as various dead-times or delay-times. For this purpose, different empirical methods were tested. Further it was tried to optimise the parameters in a more theoretical way. This was attempted by using the simulation program Scilab and the mathematics program Mathematica. With the aid of those programs, a model could be developed which allows e.g. to investigate reactions of the thermostat to changes in the nominal value of the temperature or external disturbances. The Cotton-Mouton-Effekt is very sensitive to changes in temperature near the isotropic- nematic phase-transition of a liquid crystal. So it can be used to test the performance of a thermostat. With an equipment for the measurement of the Cotton-Mouton effect a series of measurements was accomplished over a larger temperature range. It could be shown that it was possible to get closer to the phase transition, than it was possible with commercial thermostats.

Die vorliegende Arbeit wurde in der Zeit von Juli 1994 bis November 2002 im Fach Physikalische Chemie an der Universität Siegen unter der Leitung von Herrn Prof. Dr. Frank Schneider angefertigt.

Herrn Prof. Dr. Frank Schneider danke ich für die Aufgabenstellung und seine ständige Bereitschaft zur Diskussion und für seine Unterstützung

Herrn Dr. Herbert Knepe danke ich für seine Unterstützung bei technischen und elektronischen Problemen und Aufgabenstellungen.

Herrn Dr. Nuri Blachnik danke ich für die anregende Zusammenarbeit und für viele nicht nur fachliche Diskussionen.

Herrn Lars Birlenbach und Herrn Armin Langenbach gebührt mein Dank für ihre oft benötigte Hilfe bei Problemen mit störrischen Druckern und Computern.

Herrn Dr. Norbert Kemnitzer möchte ich für seine ständige Bereitschaft zu anregenden Diskussionen und seine Hilfsbereitschaft danken.

Den Mitgliedern und Kollegen der Physikalischen Chemie danke ich für das angenehme Arbeitsklima.

Den Herrn Bernd Meyer, Günter Neumann und Dieter Gaumann von der feinmechanischen Werkstatt und Herrn Peter Kerzdörfer aus der Glasbläserei danke ich für die Anfertigung verschiedener Bauteile.

Meinen Eltern möchte ich ganz besonders danken für ihre fortwährende Unterstützung und Hilfe während des Studiums und darüber hinaus.

Inhaltsverzeichnis

1.	Einleitung	1
1.1	Definition der Temperatur	1
1.2	Motivation und Aufgabenstellung	4
2.	Aufbau des Thermostaten	6
2.1	Entwurfskriterien	6
2.2	Aufbau des Badthermostaten	8
2.3	Die Thermostatisiereinheit	10
2.4	Erweiterter Aufbau	13
3.	Temperaturmessung	15
3.1	Grundlagen	15
3.1.1	Widerstandsthermometer	15
3.1.2	Thermoelektrischer Effekt	17
3.1.3	Signalverstärkung und Signalverarbeitung	18
3.2	Der Temperatursensor	21
3.3	Die Messbrücke	22
3.3.1	Die Konstantstromquelle	22
3.3.2	Verstärkung	22
3.3.3	Festlegung des Nullpunktes	23
3.4	Der AD-Wandler	24
3.4.1	Prinzip der AD-Wandlung	25
3.4.2	Aufbau des AD-Wandlers	24
3.4.3	Das Steuerregister	26
3.5	Der Mikrocontroller	27
3.6	Aufzeichnung der Messwerte	28
4.	Temperaturregelung	29
4.1	Grundlagen der Regelungstechnik	29
4.1.1	Darstellung der Übertragungsfunktion $G(s)$	30
4.1.2	Regelstrecken	31
4.1.2.1	Das Proportionalglied	32
4.1.2.2	Das Integralglied	32

4.1.2.3	Das Differenzierglied	33
4.1.2.4	Das Totzeitglied	33
4.1.2.5	Verzögerungsglieder	34
4.1.3	Reglertypen	34
4.1.3.1	Der Proportionalregler	34
4.1.3.2	Der Integralregler	35
4.1.3.3	Der Differentialregler	35
4.1.3.4	Der PID-Regler	35
4.2	Regelalgorithmus für PID-Regler	37
4.3	Stellgrößenbeschränkung und Anti-Reset-Windup	38
4.4	Temperaturregelung des Thermostaten	39
4.5	Versuche zur Regelung durch die Rührgeschwindigkeit	41
5.	Bestimmung der Systemparameter	43
5.1	Übertragungsverhalten im Frequenzbereich	44
5.2	Bestimmung von Regelkonstanten	46
5.2.1	Empirische Verfahren	46
5.2.1.1	Wendetangenten-Methode	46
5.2.1.2	Reglerkonstanten aus Schwingversuch	50
6.	Temperaturregelung in einer externen Messzelle	52
6.1	Grundlegendes	52
6.2	Einfluss der Streckenparameter auf die Übertragungsfunktionen	53
6.3	Verschiedene Regelalgorithmen zur Berechnung der neuen Solltemperatur	54
6.3.1	Führung von der Starttemperatur an	54
6.3.2	Führung der Temperatur ab einer vorgegebenen Grenztemperatur	56
6.3.3	Verstärkungsadaption auf Basis einer normierten Regelabweichung	58
5.	Parameteradaption	60
7.1	Einfaches Vergleichsmodell des Thermostaten	60
7.2	Vergleiche zwischen Messungen und Simulation	62

7.3	Parameteradaption mit parallelem Modell	64
8.1	Simulation eines Thermostaten	69
9.	Vergleich mit anderen Thermostaten	74
10.	Zusammenfassung	76
11.	Anhang	78
11.1	Technische Zeichnungen	78
11.2	Programmprozeduren	80
11.3	Streckenverstärkung und Phasenverschiebung aus Sinussignalen	82
11.4	Vergleich zwischen Übertragungsfunktionen	83
11.5	Beispiele für Parameteradaption mit dem Gradientenverfahren	85
11.6	Tripelpunktzelle zur Erzeugung eines Temperaturfixpunktes	86
11.6.1	Herstellung und Befüllung der Tripelpunktzelle	86
11.6.2	Erzeugung der Tripelpunktstemperatur	87
11.7	Liste der verwendeten Abkürzungen und Symbole	89
12.	Literaturverzeichnis	91

1. Einleitung

1.1 Definition der Temperatur

Die Temperatur ist eine der wichtigsten Zustandsgrößen für die Beschreibung physikalischer Systeme. Zuerst einmal muß daher der Begriff Temperatur exakt definiert werden. Die experimentelle Grundlage für den Temperaturbegriff stellt der sogenannte „Nullte Hauptsatz“ der Thermodynamik dar. Dieser besagt, dass zwei Systeme, die mit einem dritten im thermischen Gleichgewicht stehen, sich auch untereinander im Gleichgewicht befinden.

In der klassischen Thermodynamik wird der Zustand eines Systems durch spezielle Zustandsgrößen wie Druck, Volumen, Temperatur, chemische Zusammensetzung usw. beschrieben. Im thermodynamischen Gleichgewicht sind diese Größen unabhängig von der Zeit.

Betrachtet man nun zwei Systeme A und B die sich im thermischen Gleichgewicht befinden, so kann man feststellen, dass es unendlich viele Gleichgewichtszustände des Systems B zu einem gegebenen Zustand des Systems A gibt (oder umgekehrt). Wenn man sich auf Systeme beschränkt, die durch ein Koordinatenpaar X, Y (z.B. Druck und Volumen) definiert werden können, dann beschreiben die möglichen Gleichgewichtszustände des Systems B eine Isotherme [1]. Diese kann in parametrischer Form dargestellt werden:

$$f(X, Y) = \Theta \quad 1.1$$

Die Konstante Θ hat für jede Isotherme einen anderen Wert und wird als Temperaturfunktion des Systems B bezeichnet. Um daraus eine Temperaturskala zu erstellen, wird willkürlich ein System als Standardthermometer gewählt und seinen Isothermen werden durch Funktionalausdrücke Zahlenwerte zugeordnet.

Um zu einer thermodynamischen Temperaturskala zu kommen, wird der erste Hauptsatz der Thermodynamik herangezogen. Damit kann die Skala mit Hilfe des Carnot-Prozesses abgeleitet werden. Dieser besteht aus vier Arbeitsschritten welche im P - T -Diagramm (Abb.1.1) dargestellt sind:

1. Isotherme Expansion von Volumen V_1 auf Volumen V_2 bei der Temperatur ϑ_1
2. Adiabatische Expansion von V_2 auf V_3

3. Isotherme Kompression von V_3 auf V_4 bei der Temperatur ϑ_2
4. Adiabatische Kompression von V_4 auf V_1 (Ausgangszustand)

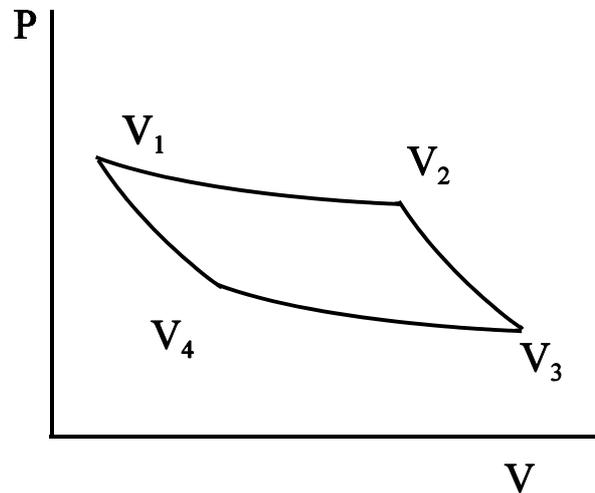


Abb. 1.1: P-V-Diagramm des Carnotschen Kreisprozesses.

Für den Wirkungsgrad des reversiblen Prozesses gilt:

$$\eta = \frac{W}{Q_1} = \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1} \quad 1.2$$

Q_1 ist die bei der höheren Temperatur ϑ_1 aus dem Wärmereservoir I aufgenommene, Q_2 die bei der tieferen Temperatur ϑ_2 an das Reservoir II abgegebene Wärmemenge. Das Verhältnis Q_1/Q_2 ist unabhängig vom Arbeitsmedium und daher nur abhängig von den beiden Arbeitstemperaturen ϑ_1 und ϑ_2 :

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{1}{1 - \eta} = f(\vartheta_1, \vartheta_2) \quad 1.3$$

Um die noch unbekannte Temperaturfunktion $f(\vartheta_1, \vartheta_2)$ zu ermitteln, kann man nun hinter das Reservoir II ein drittes mit der Temperatur ϑ_3 schalten und zwischen den drei Wärmespeichern zwei Carnot-Maschinen so laufen lassen, dass die vom ersten Prozess abgegebene Wärmemenge der von dem zweiten Prozess aufgenommenen entspricht.

Dann muß auch gelten:

$$\frac{Q_2}{Q_3} = f(\vartheta_2, \vartheta_3) \quad 1.4$$

Durch Multiplikation der beiden Gleichungen 1.3 und 1.4 erhält man dann

$$\frac{Q_1}{Q_3} = f(\vartheta_1, \vartheta_2) f(\vartheta_2, \vartheta_3) \quad 1.5$$

Verläuft zwischen Reservoir I und III direkt ein Carnot-Prozess, so folgt daraus

$$\frac{Q_1}{Q_3} = f(\vartheta_1, \vartheta_3) \quad 1.6$$

Durch Vergleich von Gl. 1.5 mit Gl. 1.6 erhält man:

$$f(\vartheta_1, \vartheta_3) = f(\vartheta_1, \vartheta_2) f(\vartheta_2, \vartheta_3) \quad 1.7$$

Die Gleichung kann nur erfüllt werden, wenn $f(\vartheta_1, \vartheta_2)$ die Form $\theta(\vartheta_1)/\theta(\vartheta_2)$ annimmt. Es ergibt sich schließlich für das Verhältnis der Wärmemengen Q_1 und Q_2 aus Gleichung 1.3:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{\theta(\vartheta_1)}{\theta(\vartheta_2)} \quad 1.8$$

Mit Hilfe von Gl. 1.8 kann nun eine Temperaturskala definiert werden. Die heute gültige Temperaturskala ergibt sich, indem $\theta(\vartheta)$ gleich T gesetzt wird. Durch Gl.1.8 ist die Temperatur damit bis auf einen konstanten Faktor bestimmt. Dieser Faktor kann beliebig gewählt werden und wurde durch die Differenz der Temperaturen von Eis- und Siedepunkt des Wassers festgelegt. Lässt man zwischen diesen beiden Werten einen Carnot-Prozess ablaufen, so erhält man den experimentellen Wert:

$$\frac{Q_0}{Q_{100} - Q_0} = \frac{T_0}{T_{100} - T_0} = 2,7315 \quad 1.9$$

Damit ergibt sich für den Eispunkt von Wasser eine Temperatur von 273,15 Grad. Diese

Skala wird als absolut bezeichnet und die Temperatureinheit wird mit Kelvin (K) bezeichnet [1]. Seit 1948 wird statt des Eispunktes von Wasser der Tripelpunkt des Wassers als Fixpunkt verwendet. Dieser liegt definitionsgemäß bei $0,01^{\circ}\text{C}$ oder $273,16\text{ K}$ (ITS-48). Ein Vorteil dieses Fixpunktes liegt darin, dass er unter Laborbedingungen mit relativ geringem Aufwand gut reproduziert werden kann. Festgelegt sind die heute gültigen Temperaturfixpunkte und die Interpolationsformeln, die zur Bestimmung der Temperaturen zwischen den Fixpunkten dienen, in der sog. Internationalen Temperaturskala (ITS-90) [2].

Nachdem man die Temperatur definiert hat, muss man sie natürlich auch irgendwie messen. Als Thermometer werden dafür Substanzen verwendet, aus deren temperaturabhängigen Eigenschaften (z.B. thermische Ausdehnung, elektrischer Widerstand, magnetische Suszeptibilität usw.) die zu messende Temperatur bestimmt werden kann. Um den Zusammenhang zwischen der Eigenschaft E und der Temperatur ϑ herzustellen, benutzt man folgende Gleichung:

$$\vartheta = \vartheta_0 + \frac{E - E_0}{E_1 - E_0} (\vartheta_1 - \vartheta_0) \quad 1.10$$

E_0 und E_1 sind die für die Temperaturmessung relevante Materialeigenschaft der jeweiligen Thermometersubstanz bei den entsprechenden Temperaturen ϑ_0 und ϑ_1 . E ist die Eigenschaft, oder genauer gesagt ihr Betrag bei einer beliebigen Temperatur ϑ die zwischen ϑ_0 und ϑ_1 liegt.

1.2 Motivation und Aufgabenstellung

Viele physikalische Phänomene und Materialeigenschaften weisen eine mehr oder weniger starke Temperaturabhängigkeit auf. Beispiele hierfür sind Dichte, elektrische Leitfähigkeit, die Viskosität von Flüssigkeiten und Gasen. Die Temperierung von Messeinrichtungen für diese Größen ist daher in vielen Fällen eine unerlässliche Maßnahme. Die erforderliche Genauigkeit der Thermostatisierung ist dabei von der Art der zu untersuchenden Größe abhängig.

So ist z.B. die Dichte von Flüssigkeiten nur in relativ geringem Maße von der Temperatur abhängig. Die Viskosität von Flüssigkeiten zeigt dagegen eine exponentielle Temperaturabhängigkeit, so dass Temperaturschwankungen größere Messfehler zur Folge

haben können.

Des weiteren gibt es Phänomene, deren Untersuchung eine weit präzisere Thermostatisierung erforderlich macht, als sie ein gewöhnlicher Laborthmostat leisten kann, weil sich eine physikalische Größe in einem sehr kleinen Temperaturbereich um mehrere Größenordnungen ändert. Ein Beispiel für ein solches Phänomen stellen die quasi-kontinuierlichen Phasenübergänge dar, wie sie z.B. beim Übergang von der isotropen Phase in smektische oder nematische Phasen bei Flüssigkristallen auftreten. In der Nähe des Phasenübergangs divergieren physikalische Größen, wie z.B. die Cotton-Mouton-Konstante oder die Lichtstreuung, sehr stark (Die Cotton-Mouton-Konstante ist das Verhältnis von durch einen Flüssigkristall induzierte Doppelbrechung zum Quadrat eines angelegten Magnetfeldes) [3]. Die Untersuchung kritischer Phänomene in der isotropen Phase von Flüssigkristallen erfordert daher sehr genaue Messungen bis möglichst nahe an den Klärpunkt.

Es gibt nun eine Menge Arbeiten, die sich mit der hochgenauen Thermostatisierung von verschiedenen Bädern beschäftigen. Bei den meisten dieser Arbeiten ist das Ziel ein eher akademisches, d.h. es geht darum ein Bad möglichst konstant auf einer bestimmten Temperatur zu halten, wobei die kommerzielle Nutzbarkeit keine Rolle spielt. In anderen Fällen wird der Thermostat für eine sehr spezifische Anwendung konstruiert. So erreicht z.B. Priel eine Temperaturkonstanz von $\pm 3,5 \mu\text{K}$ mit einem Thermostaten bei dem die Wärmezuführung nur über die Rührwärme erfolgt [4]. Das Gerät wurde zur Temperierung eines speziellen Viskosimeters verwendet. Der Nachteil dieses Thermostats liegt in seinem sehr großen Bad (ca. 160 l) und einem sehr engen Temperaturbereich, in dem er arbeitet.

Ziel dieser Arbeit ist die Konstruktion eines Thermostaten mit einer Temperaturkonstanz von einem Millikelvin oder besser, der sich unter Laborbedingungen leicht und universell einsetzen lässt. Der nutzbare Temperaturbereich liegt zwischen 0 und 90°C. Des weiteren wurde nach theoretischen Möglichkeiten gesucht, bessere, problemorientierte Regelungen zu entwickeln. Außerdem wurde versucht das Verhalten des Thermostaten mit Hilfe von Simulationsprogrammen nachzuvollziehen.

2. Aufbau des Thermostaten

2.1 Entwurfskriterien

Grundsätzlich besteht ein Thermostat aus einem Wärmebad mit der Wärmekapazität C , einem Heiz- und/oder Kühlsystem (H), einer Temperaturmessvorrichtung (T), einem Verstärker (A) und einer Regelung (Abb. 2.1)[5]. In den meisten Fällen ist das Wärmebad von der Umgebung mehr oder weniger gut isoliert, um das System von äußeren Temperaturschwankungen abzusichern. Die Verstärkung des Temperatursignals sollte möglichst groß sein, da man so eine hohe Auflösung erzielen kann. Je größer die Auflösung ist, umso größer ist die erreichbare Temperaturkonstanz, da der Regler bereits auf kleinste Abweichungen von der Solltemperatur reagieren kann. Allerdings wird die Verstärkung in der Praxis durch verschiedene Faktoren, wie z.B. durch die erforderlichen Integrationszeiten, begrenzt. Auch werden die Anforderungen an den Verstärker mit zunehmender Auflösung in Hinsicht auf Rauschverhalten und Temperaturdrift immer größer.

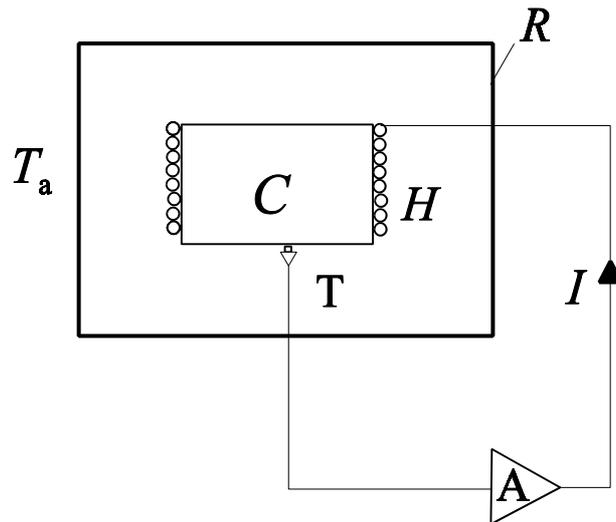


Abb. 2.1: Grundschemata eines Thermostaten (die Erläuterung der Abkürzungen erfolgt im Text).

Eine wichtige Gleichung für die Thermostatisierung ist die Wärmestromgleichung eines Thermostaten (Gl. 2.1). Sie zeigt die Temperaturänderung des Wasserbades als Funktion der Zeit.

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{P}{C} - \frac{T - T_a}{RC} \quad 2.1$$

Die rechte Seite enthält die wichtigsten Einflussgrößen für die Temperaturänderungen. Der erste Term auf der rechten Seite stellt die Änderung der Temperatur in Abhängigkeit

von der zugeführten Heizleistung P dar, während der zweite Term Störungen oder Wärmeflüsse aufgrund der Umgebungsbedingungen beschreibt. Die Heizleistung P wird nach folgender Gleichung berechnet:

$$P = R_w I^2 \quad 2.2$$

R_w ist der Widerstand der Heizwicklung, I ist der Heizstrom, T die Badtemperatur, T_a die Außentemperatur (bzw. die Umgebungstemperatur), C die Wärmekapazität des Thermostaten und R der Wärmewiderstand.

Der Wärmewiderstand R ist der Reziprokwert des Wärmeleitwertes und ergibt sich zu:

$$R_{Th} = \frac{d}{\lambda A} \quad 2.3$$

d ist die Wandstärke des Gefäßes, A die Wandfläche und λ der Wärmeleitfähigkeitskoeffizient, der materialabhängig ist.

Die beiden Terme auf der rechten Seite in Gl. 2.1 zeigen ein Problem auf, welches bei der Konstruktion eines Thermostaten eine wichtige Rolle spielt. Auf der einen Seite ist es erwünscht, dass sich die gewählte Solltemperatur schnell erreichen läßt, was bedeutet, dass entweder die Heizleistung möglichst groß, oder die Wärmekapazität C des Systems möglichst klein sein muß. Andererseits steht die Wärmekapazität beim zweiten Term der rechten Seite im Nenner. Eine kleine Wärmekapazität führt also dazu, dass der zweite Term in der Gleichung relativ groß wird, was wiederum bedeutet, dass Umgebungseinflüsse sich deutlicher auf die Temperaturstabilität auswirken. Man muß deshalb in der Praxis einen Kompromiss eingehen, der die beiden Belange berücksichtigt. Die Heizleistung wird hauptsächlich durch technische Faktoren, wie z. B. die verfügbare elektrische Leistung, oder den Platzbedarf der Heizung begrenzt. Will man also die gewünschten Temperaturen (also auch höhere Temperaturen) in vertretbarer Zeit erreichen, darf die Wärmekapazität nicht zu groß ausgelegt werden. Der weitaus größte Teil der Wärmekapazität steckt bei Badthermostaten in der Regel in der Badflüssigkeit; insbesondere Wasser, das gerne zur Thermostatisierung verwendet wird, besitzt eine sehr hohe spezifische Wärme. Entscheidend für die Größe von C ist also vor allem die Menge der Badflüssigkeit.

Die zweite Größe, die für die Temperaturstabilität eine große Bedeutung besitzt ist, wie an Gleichung (2.1) zu ersehen ist, der Wärmewiderstand R . Je besser die Isolierung des Bades gegen die Umgebung ist, umso weniger machen sich Störungen durch Änderungen

der Umgebungstemperatur bemerkbar.

Im vorliegenden Fall wurde einer hohen Temperaturstabilität der Vorzug vor einem schnellen Erreichen der Solltemperatur gegeben. Aus diesem Grund wurde ein relativ großes Bad gewählt. Die Flüssigkeitsmenge beträgt etwa 18 l, wobei die Menge geringfügig mit der Größe der Messzelle und der Länge der Zuleitungen variiert.

2.2 Aufbau des Badthermostaten

Abbildung 2.2 zeigt ein schematisches Bild des Thermostaten mit einem Bad in Form eines Torus. Die Form wurde gewählt, um eine möglichst homogene Temperatur der Thermostatisierflüssigkeit zu gewährleisten, da durch das Fehlen von Ecken oder Kanten die Bildung von toten Winkeln, in denen die Badflüssigkeit hängen bleiben kann, vermieden wird. Der zentrale Teil des Thermostaten besteht aus einem torusförmigen Polyethylenrohr. Die beiden Rundbögen bestehen aus zwei miteinander verschweißten 90°-Bögen. An die äußeren Enden sind sogenannte Vorschweißbünde angeschweißt, die aus einem Flansch und einem etwa acht Zentimeter langen Rohrstück bestehen. Die genauen Maße des Torus und der einzelnen Einbauten können aus dem Anhang entnommen werden. Die Verschweißung der Bögen und der Vorschweißbünde wurde folgendermaßen ausgeführt: Eine Metallplatte wurde in einem Elektroofen erhitzt. Anschließend wurden die beiden zu verschweißenden Kunststoffteile von beiden Seiten gegen die Metallplatte gepresst, so dass das Polyethylen leicht angeschmolzen war. Dann wurden die beiden Teile fest gegeneinander gedrückt und anschließend auf Raumtemperatur abgekühlt. Die

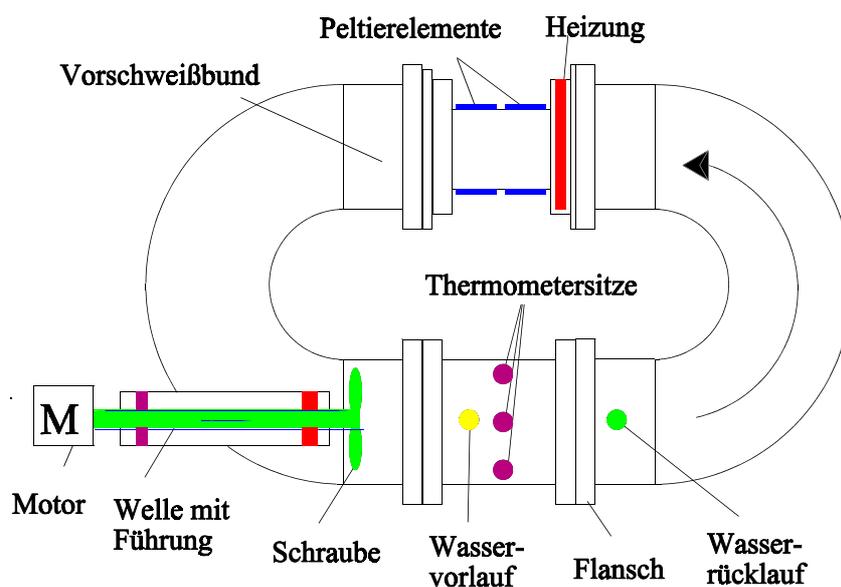


Abb. 2.2: Schematischer Aufbau des Badthermostaten. Der Pfeil deutet die Fließrichtung der Thermostatisierflüssigkeit an.

Schweißnähte erwiesen sich als dicht und gegenüber mechanischen Belastungen als sehr haltbar.

Zwischen die beiden 180°-Bögen sind die aus Kupfer bestehende Temperiereinheit und ein Zwischenstück, welches die externen Zu- und Ableitungen und die Thermometerführungen enthält, eingefügt. Die einzelnen Segmente sind mit Flanschen zusammen geschraubt. Die Dichtung erfolgt durch O-Ringe, für die in die Flanschen entsprechende Nuten eingefräst wurden.

Zur Temperaturmessung wurden drei Thermometerführungen aus Messing angebracht, durch welche bis zu drei Temperaturosensoren gleichzeitig in das Bad eingetaucht werden

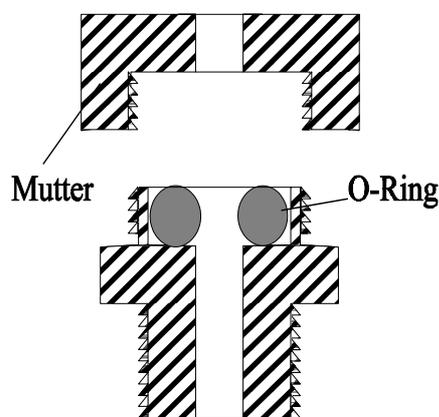


Abb. 2.3: Abgedichtete Führung für den Temperatursensor.

können, bzw. ein Sensor in verschiedenen Positionen eingebracht werden kann. Auf diese Weise ist es möglich, die Temperatur des Wassers über den gesamten Strömungsquerschnitt zu kontrollieren. Da der Badthermostat im Betrieb unter Druck steht, müssen die Thermometersitze nach außen abgedichtet werden. Die Abdichtung erfolgt durch einen O-Ring der durch eine Gegenmutter angedrückt wird (Abb. 2.3). Nicht verwendete Fühlersitze wurden mit Kunststoffscheibchen, die in den Sitz geklemmt wurden abgedichtet. Die Temperaturmessung erfolgt auf der dem Kupferblock entgegengesetzten

Seite des Torus. Diese Anordnung besitzt zwar den Nachteil einer größeren Entfernung zwischen Mess- und Regelstelle und damit einer größeren Totzeit, auf der anderen Seite ist die Strömung an dieser Stelle aber homogener als unmittelbar hinter der Heizung. In ersten Versuchen wurden vor die Messstelle zwei Lochscheiben eingesetzt um eine eventuell durch die Schraubenbewegung entstehende Rotationsbewegung des Wassers zu unterbinden und eine zusätzliche Homogenisierung des strömenden Wassers zu erzielen. Es zeigte sich jedoch, dass diese Maßnahme keinen messbaren Einfluss auf die Temperaturstabilität des Thermostaten ausübte, so dass im weiteren auf ihre Verwendung verzichtet wurde.

Um die Badtemperatur auf ein Millikelvin oder weniger konstant zu halten, ist ein möglichst homogenes Heizen, bzw. Kühlen des Wassers erforderlich. Dieses wird daher im Torus in seiner Gesamtheit kontinuierlich mit Hilfe einer Schraube umgewälzt und so mit konstanter Geschwindigkeit an den Heiz- bzw. Kühleinrichtungen vorbeigeführt. Auf diese Weise wird die Bildung von Temperaturgradienten im Flüssigkeitsbad weitgehend vermieden.

Der Antrieb der Schraube erfolgt durch einen Gleichstrommotor. Die Antriebswelle wird durch eine Edelstahlhülse geführt, welche in einer in den Torus eingeschweißten PE-Hülse gelagert ist. Die Hülse wurde im Innern des Torus durch eine ringförmige Konstruktion mit Streben zusätzlich stabilisiert und fixiert. Die Lagerung der Antriebswelle erfolgt durch Kugellager, die in die Edelstahlhülse eingesetzt sind. Als Abdichtung der Welle gegen die Badflüssigkeit im Torusinnern dient ein Simmering (Abb. 2.4)

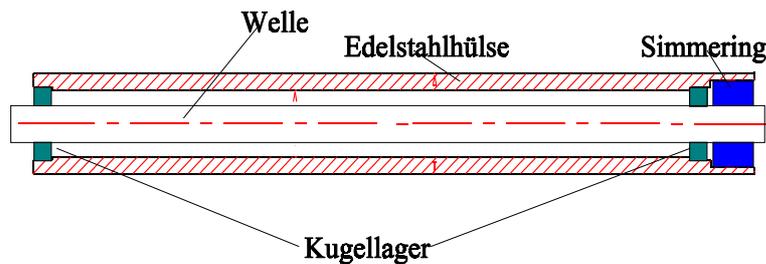


Abb. 2.4: Führung der Antriebswelle.

Die mit Hilfe eines Prandtl'schen Staurohres gemessene Strömungsgeschwindigkeit im Inneren des Torus beträgt etwa 1 m/s bei 300 Umdrehungen der Schraube pro Minute. Die Messung der Motordrehzahl erfolgte mit Hilfe einer Lichtschranke und eines Oszilloskops.

2.3 Die Thermostatisiereinheit

Die Temperiereinheit besteht aus einem Kupferblock in den konusförmige Zuleitungen gefräst wurden, um auch an dieser Stelle die Bildung von Wirbeln oder toten Stellen zu

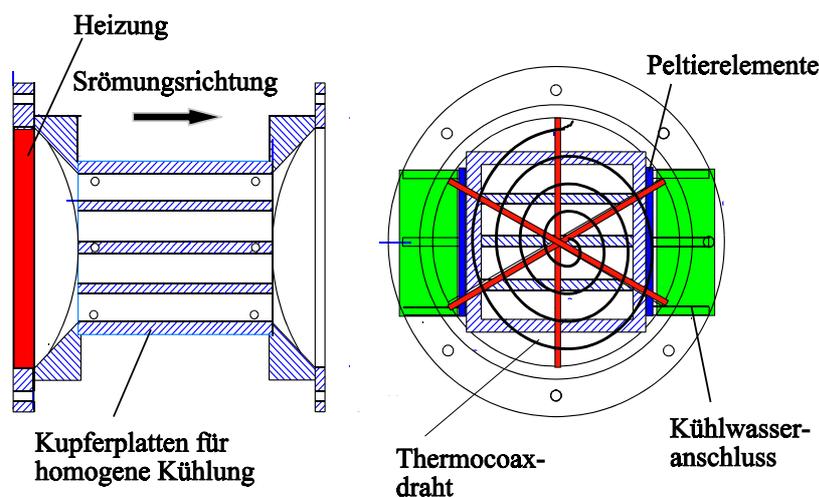


Abb. 2.5: Seiten- und Vorderansicht des Thermostatisierblocks mit Heizwicklung und Peltierelementen.

vermeiden. Das Innere des Zylinders ist quaderförmig (Abb. 2.5). Die genauen Maße des Blocks sind dem Anhang (Abb.11.3) zu entnehmen.

Als Heizung dient ein Thermocoaxdraht, der spiralförmig auf einen sternförmigen Träger aus Messing gewickelt ist. In den Träger wurden Nuten eingefräst, in die das Thermocoax eingelegt und mit Hilfe von Lötzinn fixiert wurde. Thermocoax ist ein elektrischer Heizdraht, der mit als Isolator dienendem, stark komprimiertem Mineralpulver (Aluminium-oder Magnesiumoxid) umhüllt wird. Draht und Oxidpulver sind wiederum

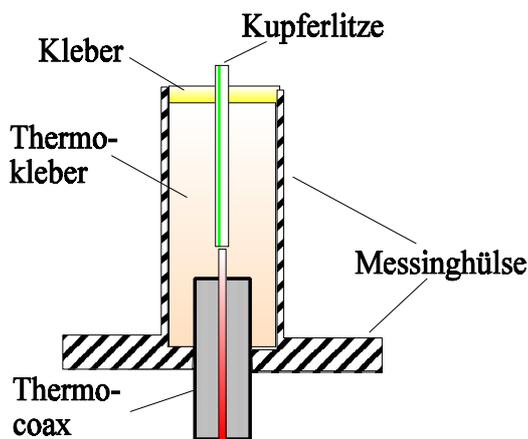


Abb. 2.6: Übergang zwischen Thermocoax und externem Kupferkabel.

von einem sehr biegsamen Edelstahlmantel umgeben. Dieser Heizleiter lässt sich sehr gut für unterschiedliche Problemstellungen verwenden. Als Heizleiter wurde Thermocoaxdraht des Typs INcAc20 verwendet. (Außen-durchmesser 2 mm, Widerstand des Heizdrahtes 3,6 Ω /m). Die Gesamtlänge der Wicklung liegt bei etwa 1,4 m, so dass sich ein Gesamtwiderstand von ca. 5 Ω ergibt.

Der Übergang vom Heizdraht auf das außen verwendete Kupferkabel erfolgt in

einer Messinghülse. Zu diesem Zweck wurde der Edelstahlmantel an den Enden des Drahtes weggefeilt um etwa einen halben Zentimeter des Heizdrahtes freizulegen. An den freiliegenden Thermodraht wurden Kupferdrähte angelötet, um den elektrischen Anschluss nach außen zu gewährleisten. Die Lötstellen sind mit Hilfe eines anorganischen Klebstoffes (Thermoguss 2000) in der Hülse fixiert. Zusätzlich ist das obere Ende der Hülse mit einem gewöhnlichen Zweikomponentenkleber (Uhu-Schnellfest) versiegelt (Abb. 2.6). Der anorganische Klebstoff besitzt eine hohe Wärmeleitfähigkeit und gewährleistet dadurch eine ausreichende Kühlung der Verbindungsstelle zwischen Heizdraht und Kupferkabel. Zusätzlich wird die Messinghülse von ihrem Boden her durch die vorbeiströmende Badflüssigkeit gekühlt. Die Messinghülsen werden in entsprechende Bohrungen im Kupferblock eingesetzt und von oben mit einer Gegenmutter verschraubt. Als Dichtung dient ein O-Ring. Die Stromversorgung des Heizdrahtes erfolgt über ein Labornetzgerät mit externer Spannungsregelung.

Auf den beiden Seitenflächen des Quaders sind jeweils vier Peltierelemente angebracht (Typ CP1-4-127-045L). Es handelt sich dabei um thermoelektrische Bauteile, die den sog. Seebeck-Effekt ausnutzen (s. Kap. 3), und als Wärmepumpen eingesetzt werden können. Den besten Wirkungsgrad haben die Elemente, wenn Warm- und Kaltseite die

gleiche Temperatur aufweisen; mit zunehmender Temperaturdifferenz wird der Wirkungsgrad schlechter. Die Quaderflächen wurden wegen der besseren Wärmeübertragung plangefräst. Zusätzlich wurde auf die Flächen eine dünne Schicht Wärmeleitpaste aufgetragen. Im Inneren des Quaders sind Kupferplatten eingeschweißt, um eine schnellere und homogenere Wärme- bzw. Kälteübertragung auf die durchströmende Flüssigkeit zu gewährleisten. Die Peltierelemente sind in Serie geschaltet. Um die Wärmeableitung von den Peltierelementen zu gewährleisten, sind auf die Warmseiten der Peltierelemente Kühlwasseranschlüsse aufgesetzt, die mit Hilfe von Stehbolzen am Kupferblock verschraubt sind. Die Anschlüsse bestehen aus Messing, wobei die Kontaktflächen wegen der wesentlich besseren Leitfähigkeit aber aus Kupfer gefertigt wurden (Abb. 2.7).

Mit Hilfe der Peltierelemente lassen sich deutlich schnellere Abkühlraten und deutlich tiefere Temperaturen erreichen als bei reiner Kühlung mit Kühlwasser. Zusätzlich werden Schwankungen der Kühlwassertemperatur nur in gedämpfter Form auf die Badflüssigkeit übertragen. In das Innere der Wasseranschlüsse sind Leitbleche eingeschweißt, um einen stetigen Wasserfluss zu gewährleisten, so dass das Kühlwasser keine Wirbel bildet und damit eine relativ konstante Wärmeabführung gewährleistet wird.

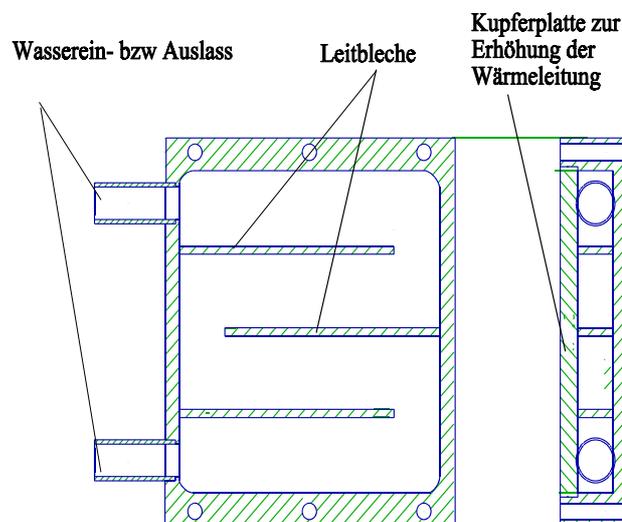


Abb. 2.7: Seiten- und Aufsicht der Kühlwasseranschlüsse.

Zur Isolierung gegen Schwankungen der Umgebungstemperatur wurde der Torus mit einer Holzkiste umgeben, die mit Styroporchips gefüllt wurde. Die Kiste wurde oben durch einen Deckel geschlossen, so dass keine Wärmeverluste durch Konvektion erfolgen, wobei allerdings Öffnungen für die Wasserzu- und ableitungen und das Thermometer geschaffen werden mussten. Der Antriebsmotor für die Schraube befindet sich ebenfalls außerhalb der Kiste, so dass für die Antriebswelle der Schraube eine weitere,

seitliche Öffnung benötigt wird.

2.4 Erweiterter Aufbau

Um mit dem Thermostaten eine externe Messzelle thermostatisieren zu können, ist es nötig den Aufbau zu erweitern. Abb. 2.8 zeigt den Aufbau in schematisierter Form.

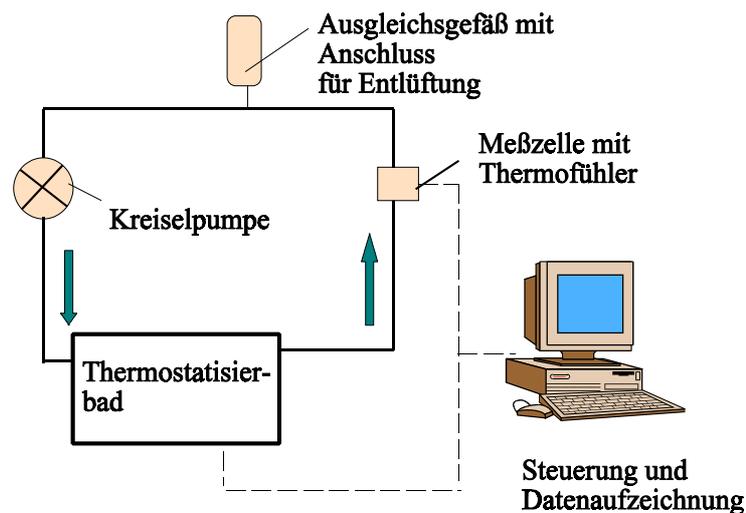


Abb. 2.8: Schematische Darstellung des Gesamtthermostaten.

Die Anschlüsse für die Thermostatisierung der jeweiligen Messzelle liegen auf der der Thermostatisierungseinheit gegenüberliegenden Seite des Torus. Der Anschluss für den Rücklauf liegt dabei in Fließrichtung gesehen hinter dem Anschluss für den Vorlauf. Eine ungewollte Durchmischung von Vor- und Rücklauf wird durch die Fließrichtung und die relativ hohe Fließgeschwindigkeit der Badflüssigkeit verhindert. Als Förderpumpe für den äußeren Flüssigkeitskreislauf dient eine Kreiselpumpe. Diese wird als Saugpumpe betrieben und befindet sich im Wasserkreislauf hinter der Messzelle. Durch diese Anordnung wird verhindert, dass dem Wasser in der Pumpe unkontrolliert Wärme zugeführt wird, wodurch eine Kontrolle der Temperatur in der Messzelle erschwert oder sogar unmöglich gemacht würde. Da es sich bei einer Kreiselpumpe nicht um eine selbstansaugende Pumpe handelt, ist es notwendig den Temperierkreislauf beim Befüllen zu entlüften. Dies kann z. B. mit einer Wasserstrahlpumpe geschehen. Die Befüllung des Thermostaten erfolgt von der Unterseite des Torus, um in der Apparatur befindliche Luft zu verdrängen. Zudem ist es notwendig das Wasser beim Entlüften aufzuheizen, um darin

gelöste Luft zu entfernen, da sich sonst bei höheren Temperaturen Luftblasen bilden können, die zu Störungen der Temperaturkonstanz oder sogar zum Abreißen der Strömung führen würden. Zu diesem Zweck befindet sich zwischen Messzelle und Pumpe ein Ausgleichsgefäß mit Entlüftungsstutzen.

Zur Messung der Temperatur in der Messzelle wird ein zweiter Messfühler verwendet, dessen Daten vom Rechner eingelesen und zusammen mit den anderen Daten gespeichert werden können. So kann zu Testzwecken wahlweise die Temperatur im Thermostaten oder die Temperatur in der Messzelle zur Regelung herangezogen werden.

3. Temperaturmessung

3.1 Grundlagen

3.1.1 Widerstandsthermometer

Für die Temperaturmessung in einem Thermostaten eignet sich am besten die Widerstandsthermometrie. Hier kommen insbesondere zwei Arten von Widerstandsthermometern in Betracht: metallische Widerstandsthermometer und Halbleiterwiderstände. Bei Metallen nimmt der Widerstand monoton mit der Temperatur zu. Daher lässt sich der Widerstand als Maß für die gemessene Temperatur verwenden. Bei Halbleiterwiderständen ist der Temperaturkoeffizient dagegen negativ, der Widerstand nimmt also mit steigender Temperatur ab.

Ein Metall, das zur Temperaturmessung benutzt werden soll, muss mehrere Bedingungen erfüllen. Es darf im interessierenden Messbereich keiner chemischen Veränderungen unterliegen, es muss sich in großer Reinheit darstellen lassen und zu sehr dünnen Drähten ziehen lassen. Die Änderung des Widerstands mit der Temperatur muß stetig sein und darf keine Hystereseerscheinungen aufweisen. Ferner sollte der spezifische Widerstand des Metalls möglichst groß sein, damit man auf kleinstem Raum große Widerstände unterbringen kann. Vor allem muss das Metall einen hohen Temperaturkoeffizienten besitzen. Der Temperaturkoeffizient wird mit α bezeichnet und wird z.B. für den Bereich zwischen 0 und 100°C durch Gl. 3.1 definiert:

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100R_0} \quad 3.1$$

Diese Bedingungen werden von allen Metallen am besten durch Platin erfüllt. Es besitzt zusätzlich eine hohe Schmelztemperatur, kann also über einen sehr großen Temperaturbereich benutzt werden und die Abhängigkeit zwischen Temperatur und Widerstand läßt sich durch die recht einfache quadratische Gl. 3.2 darstellen:

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2) \quad 3.2$$

R_t ist der Widerstand bei gegebener Temperatur t , R_0 ist der Widerstand am Eispunkt

und t die Temperatur in °C. A und B sind Konstanten die aus R_0 und den Widerstandswerten bei zwei weiteren Temperaturen bestimmt werden können. Man kann nun mit Hilfe von Gl. 1.7 eine „Platintemperatur“ zur Berechnung der Temperatur definieren:

$$t_p = 100 \frac{R_t - R_0}{R_{100} - R_0} = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{R}{R_0} - 1 \right) \quad 3.3$$

Platinwiderstandsthermometer stellen heutzutage die meistverwendeten Thermometer zur präzisen Temperaturmessung im Bereich von -190 bis +630°C dar und dienen nach der internationalen Temperaturskala (ITS-90) im Bereich von 13,80331K bis 961,78°C als Standardthermometer [2]. Für Platinwiderstände ist die Bezeichnung Pt_Ω gebräuchlich, wobei Ω hier für den Widerstand bei 0°C steht (z.B. Pt_{100} für einen Widerstand dessen Wert bei 0°C 100 Ω beträgt.)

Im Gegensatz zu Platinwiderständen folgt die Temperaturabhängigkeit bei Halbleiterwiderständen, sog. Thermistoren, der Gleichung:

$$R(T) = a \cdot \exp\left(\frac{b}{T}\right) \quad 3.4$$

a ist eine Funktion der Ladungsträgerkonzentration des Halbleitermaterials und b ist eine der Energielücke (Gapbreite) proportionale Funktion. T ist hier die absolute Temperatur. Für praktische Zwecke läßt sich der Widerstand eines Thermistors durch Gleichung 3.5 ausdrücken:

$$\frac{R_1}{R_0} = \exp\left(C \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_0} \right)\right) \quad 3.5$$

Der Wert des Koeffizienten C beträgt bei gebräuchlichen Ausführungen 3500 K bis 4000 K. Er bestimmt den Wert des Temperaturkoeffizienten des Thermistors bei der Temperatur T_1 , der durch Gleichung 3.6 festgelegt ist:

$$\frac{dR_1/dT_1}{R_1} = -\frac{C}{T_1^2} \quad 3.6$$

Ein Nachteil des Thermistors gegenüber dem Platinwiderstand wird hieraus ersichtlich. Die Änderung des Widerstandes mit der Temperatur ist proportional zum Kehrwert des Quadrates der Temperatur und damit abhängig von der Temperatur bei der gemessen wird, während die Änderung bei Platin weitgehend konstant ist. Durch den nichtlinearen Kennlinienverlauf wird die Umrechnung des Widerstands des Thermistors in die zugehörige Temperatur aufwendiger.

Beide Widerstandsthermometer sind gut geeignet zur Fernmessung und zur Registrierung der Messdaten, was bei Messung und Regelung der Temperatur eines Thermostaten eine wichtige Voraussetzung ist. Ein gewisser Nachteil bei der Verwendung von Widerstandsthermometern besteht darin, ist dass zur Messung des Widerstands eine bestimmte elektrische Leistung erforderlich ist. Diese Leistung ergibt sich aus der Formel $P=UI^2$ und kann zur Selbsterwärmung des Widerstandes und damit zur Verfälschung der gemessenen Temperatur führen. Um das zu verhindern, muss dafür Sorge getragen werden, dass der Messwiderstand eine gute thermische Anbindung an die Umgebung besitzt. Der Messstrom sollte aus Gründen der Messgenauigkeit möglichst groß sein, da jeder Widerstand ein gewisses, von der Größe des Messstromes unabhängiges Eigenrauschen aufweist. Wird der Strom kleiner, so wird der Signal-Rausch-Abstand ebenfalls kleiner. Dies bedeutet, dass das Messsignal verrauscht ist und damit auch die Auflösung verringert wird. Nach oben wird die Größe des Messstroms aber durch die erwähnte Selbsterwärmung begrenzt. Als Faustregel gilt, dass der Messstrom ein Milliampere nicht überschreiten sollte. Bei einem 100 Ω -Widerstand ergibt sich damit ungefähr eine Verlustleistung von 10^{-4} W.

3.1.2 Thermoelektrischer Effekt

Ein Phänomen, das auch zur Temperaturmessung genutzt werden kann, ist der Thermoelektrische Effekt, auch als Seebeck-Effekt bekannt. In einem geschlossenen Stromkreis, der aus zwei verschiedenen Metallen besteht, tritt eine elektromotorische Kraft auf, wenn die Lötstellen unterschiedliche Temperaturen aufweisen. Der Seebeck-Effekt stellt die Umkehrung des Peltier-Effektes dar, bei dem der Fluss eines Stroms I durch ein Leiterpaar AB (z.B. Cu/Ni) die Wärmemenge \dot{Q} erzeugt nach der Gleichung

$$\dot{Q} = I \Pi_{AB} \quad 3.7$$

Π_{AB} ist der Peltierkoeffizient der material- und temperaturabhängig ist. Daraus ergibt

sich unter der Annahme, dass das Thermoelement eine reversible Wärmekraftmaschine darstellt, für die elektromotorische Kraft E :

$$E = \Pi_1 \frac{T_2 - T_1}{T_1} \quad 3.8$$

Π_1 ist der Peltierkoeffizient bei der Temperatur T_1 . Dieser Effekt wird zur Temperaturmessung mit Hilfe von Thermoelementen ausgenutzt. Er stellt gleichzeitig aber auch eine mögliche Fehlerquelle dar, die an den Verbindungsstellen von verschiedenen Metallen auftreten kann, wenn an den beiden Verbindungsstellen Temperaturunterschiede herrschen. Diese Thermoströme können vermieden, oder zumindest verringert werden, indem man dafür sorgt, dass die beiden Verbindungsstellen auf gleicher Temperatur liegen (für T_2 gleich $T_1 \Rightarrow E$ gleich 0, (s. Gl. 3.8)), oder falls möglich, durch Verwendung von Metallen mit sehr kleinen Peltierkoeffizienten. Zusätzlich sollte beim Löten thermospannungsfreies Lötzinn verwendet werden.

Auch die Peltierelemente nutzen den Seebeck-Effekt aus.

3.1.3 Signalverstärkung und Signalverarbeitung

Die Messung des Widerstandes erfolgt mit Hilfe der Vierleitertechnik (Abb.3.1). Diese

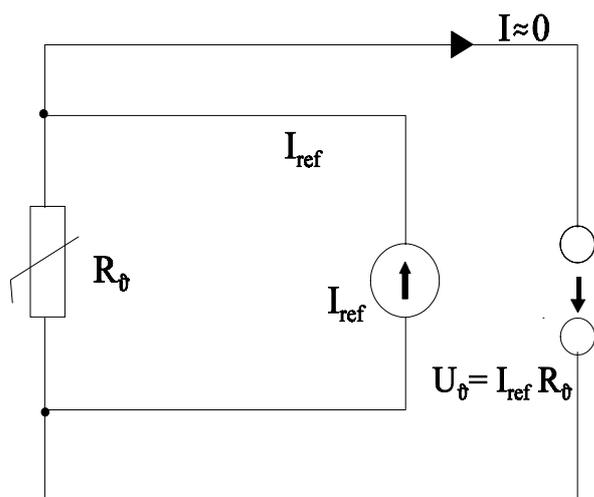


Abb. 3.1: Prinzip der Vierleitermessung.

bietet den Vorteil, dass die Größe der Zuleitungswiderstände keine Rolle spielt, wenn der Messwiderstand für U_ϕ einen sehr hohen Innenwiderstand aufweist. Da bei dieser Schaltung praktisch kein Strom über den Messwiderstand fließt, kann ihr Innenwiderstand sehr groß gemacht werden. Ein sehr hoher Innenwiderstand lässt sich durch die Verwendung von Operationsverstärkern beim Aufbau einer Messbrücke erreichen, da diese einen sehr hohen Eingangswiderstand aufweisen.

Als Stromversorgung für den Pt₁₀₀ dient eine Konstantstromquelle. Durch die Messung des Spannungsabfalls über dem Widerstand erhält man eine lineare Kennlinie,

während eine Messung des Stroms zu einer hyperbolischen Kennlinie führen würde, wie man an Gl. 3.9 erkennen kann.

$$R=U/I \quad 3.9$$

Abb. 3.2 zeigt die Messbrücke. Die Referenzspannung U_{Ref} wird von einem stabilisierten Netzteil geliefert. Sie beträgt bei der verwendeten Schaltung fünf Volt. Die drei Opera-

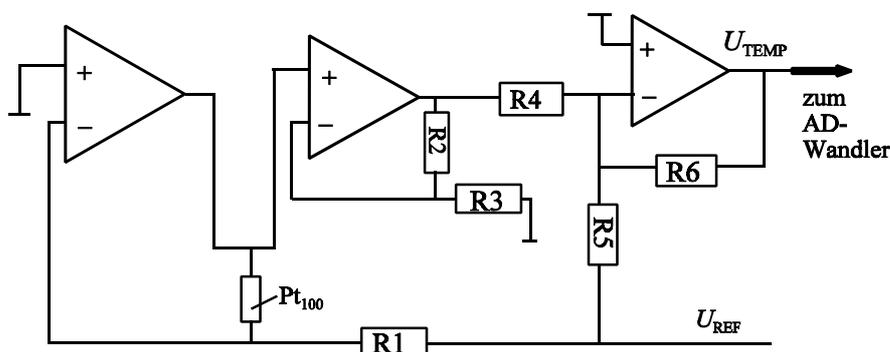


Abb. 3.2: Brückenschaltung mit Operationsverstärkern für Temperaturmessung.

tionsverstärker und die Präzisionswiderstände sind in einem speziell angefertigten, massiven Aluminiumgehäuse untergebracht, in welches für die ICs und Präzisionswiderstände passende Vertiefungen eingefräst wurden. Dadurch wird ein guter Wärmekontakt zwischen elektronischen Bauteilen und Aluminiumblock gewährleistet. Die gute thermische Leitfähigkeit des Aluminiums sorgt für einen weitgehenden Temperatenausgleich zwischen den elektronischen Elementen, wodurch thermische Fehlereinflüsse bei der Verstärkung reduziert werden. Die einzelnen Komponenten der Messbrücke werden in Kap. 3.3 erläutert.

Aus dem gemessenen Spannungsabfall U und dem bekannten Strom I kann nun der Widerstand R berechnet werden. Um aus dem Widerstand des Platindrahtes die Temperatur zu berechnen, kann Gl. 3.2 verwendet werden.

In der Praxis wird meistens eine Iterationsformel unter Verwendung der vorher definierten Platintemperatur (Gl. 3.3) benutzt[7]:

$$t = t_p + \delta \frac{t}{100} \left(\frac{t}{100} - 1 \right) = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{R_t}{R_0} - 1 \right) + \delta \frac{t}{100} \left(\frac{t}{100} - 1 \right) \quad 3.8$$

In dieser Iterationsformel bedeutet t die gemessene Temperatur in °C, R_t ist der Widerstand des Platindrahtes bei der gegebenen Temperatur und R_0 ist der Widerstand des Drahtes am Eispunkt. α ist der mittlere Temperaturkoeffizient zwischen 0 und 100°C (Gl. 3.1).

Für reines Platin hat α den Wert 0,003927. Die zweite Konstante δ hat für reines Platin den Wert 1,49. α und δ sind mit den Koeffizienten A und B aus Gleichung 3.2 über folgende Beziehungen verknüpft:

$$A = \alpha \left(1 + \frac{\alpha}{100} \right); \quad B = -\frac{\alpha\delta}{100^2} \quad 3.9$$

Die wirkliche Temperatur wird aus Gleichung 3.3 durch sukzessive Anwendung berechnet. Die Formel gilt zwischen 0 und 630 °C, wobei α und δ natürlich für den jeweiligen Bereich angepasst werden müssen.

Die Berechnung der Temperatur erfolgt in einem Einplatinencomputer (68HC711D3 von Motorola). Dazu wird die verstärkte Spannung durch einen hochauflösenden Analog-Digital-Wandler digitalisiert und an den 68HC711D3 übertragen. Die anschließende Signalübertragung zum PC erfolgt über Optokoppler, um die galvanische Trennung von Rechner und Messgerät zu gewährleisten, womit auch Probleme die durch unterschiedliche Bezugspunkte der Massen von Rechner und Messgerät entstehen können, vermieden werden.

Die Werte werden in Form von ASCII-Zeichen an den Rechner übergeben und von diesem in einen Dezimalwert umgeformt (s. Anhang). Abb. 3.3 zeigt schematisch den Weg des Messsignals vom Temperatursensor bis zum Steuerrechner.

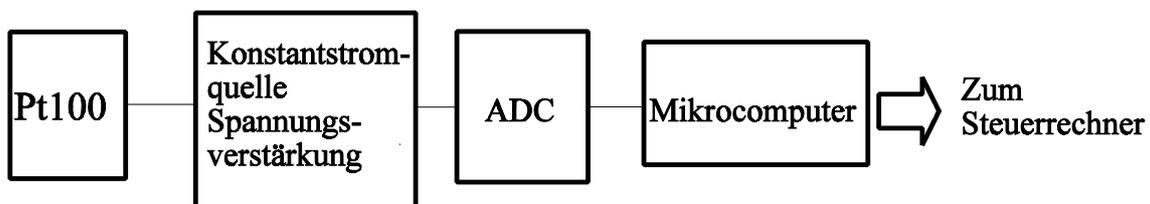


Abb. 3.3: Weg des Messsignals vom PT100 zum Rechner.

3.2 Der Temperatursensor

Da die Thermostatisierung über einen Bereich von etwa 100° C erfolgen soll, wird zur Messung der Badtemperatur ein Pt₁₀₀-Platinwiderstandsthermometer verwendet (Abb. 3.4), da es besser geeignet ist um über einen größeren Temperaturbereich zu messen als ein Thermistor, der sich besser für sehr hoch aufgelöste Messungen über kleinere Temperaturbereiche eignet (s. Kap. 3.1.1).

Um das Auftreten von Thermospannungen durch Stecker oder Kontakte zu verhindern, wurde der Thermosensor in Eigenbau angefertigt. Dazu wurde ein Präzisionswiderstand der Firma Jumo (Typ PGL 1.3530.1) verwendet. Der in einen Glaskörper eingeschmolzene Platinwiderstand wurde in ein Edelstahlröhrchen (Innendurchmesser 4,3 mm) eingebaut, welches am vorderen Ende mit einem Metallplättchen zugelötet wurde. Um einen guten Wärmekontakt zu gewährleisten wurde das untere Ende des Metallröhrchens mit Wärmeleitpaste gefüllt. An jeden der beiden Kontakte wurden zwei Kupferlitzen angelötet, da die Temperaturmessung in Vierleiterschaltung erfolgt (vgl. Kap. 3.2). Beim Übergang vom Platindraht auf den Kupferdraht kann es wie erwähnt zum Auftreten von Thermospannungen kommen. Da sich die Übergangsstellen in diesem Falle aber tief im zu messenden Medium befindet und daher keine Temperaturdifferenz zwischen ihnen herrscht, treten hier keine nennenswerten Thermostrome auf. Die nichtisolierten Kupferlitzen wurden durch ein Vierlochkeramikstab (ein sog. Pythagorasrohr) geführt, um Kurzschlüsse zu vermeiden und den Pt100 zu fixieren. Das obere Ende des Thermosensors wurde durch ein Messingröhrchen, durch welches das isolierte Kabel geführt wird, verschlossen. Das Kabel wird so ohne weitere Kontaktstellen bis zur Messbrücke im Gehäuse des Messgerätes geführt.

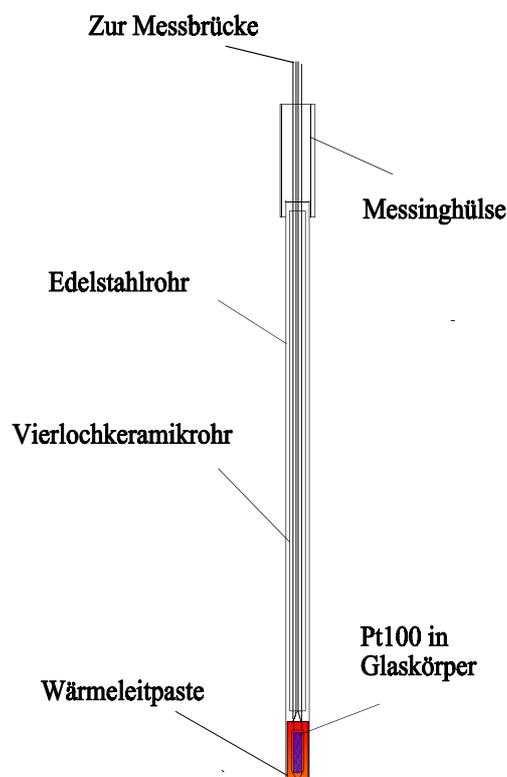


Abb.3.4:
Platinwiderstandsthermometer mit
Edelstahlrohr.

3.3 Die Messbrücke

Im folgenden wird die Messbrücke (Abb. 3.2) genauer beschrieben. Sie besteht im wesentlichen aus drei Teilen.

3.3.1 Die Konstantstromquelle

Die Referenzspannungsquelle K_{Ref} liefert die stabilisierte Spannung U_{Ref} . Durch den

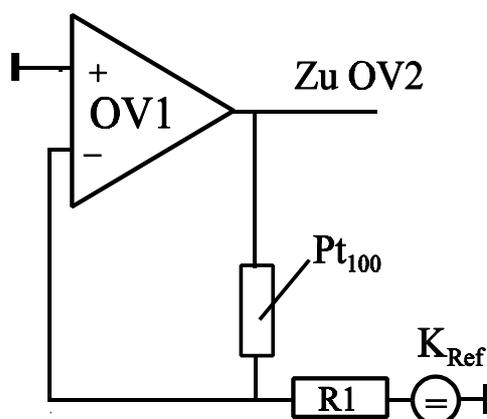


Abb. 3.5: Konstantstromquelle mit Operationsverstärker.

Präzisionswiderstand R_1 fließt der konstante Strom U_{Ref}/R_1 . Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers stellt sich nun so ein, dass durch den Pt_{100} der gleiche Strom fließt. Wird der Widerstand des Pt_{100} also größer, so erhöht sich auch die (negative) Ausgangsspannung des Operationsverstärkers entsprechend. Die Referenzspannungsquelle liefert eine stabilisierte Spannung von 5 Volt. Durch den Widerstand R_1 , dessen Wert $6 \text{ k}\Omega$ beträgt, wird der Strom, der durch den Platinwiderstand fließt, auf ungefähr $0,83 \text{ mA}$ begrenzt. Durch den relativ kleinen Strom wird die Selbsterwärmung des Pt_{100} in annehmbaren Grenzen gehalten.

3.3.2 Verstärkung

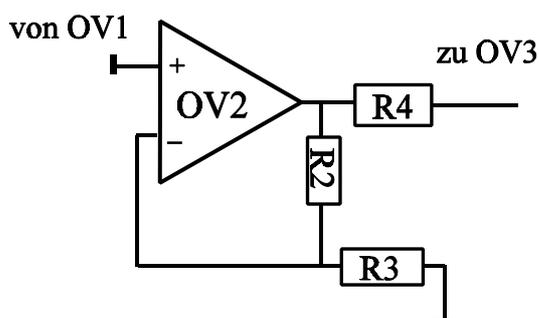


Abb. 3.6: Verstärkerschaltung mit Operationsverstärker.

Die von Operationsverstärker OV1 ausgehende negative Spannung wird durch einen zweiten Operationsverstärker (OV2) verstärkt. Die verstärkte Ausgangsspannung wird über den Widerstand R_4 , dessen Wert $3 \text{ k}\Omega$ beträgt, zum dritten Teil der Brücke weitergegeben. Da die negative Spannung auf den nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers gelegt wird, ist die von OV2 ausgehende Spannung ebenfalls negativ. Der

Verstärkungsfaktor A wird durch den Spannungsteiler im Rückkopplungskreis nach folgender Beziehung festgelegt:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_3} \quad 3.10$$

Mit R_2 gleich $3\text{k}\Omega$ und R_3 gleich 100Ω erhält man für den Verstärkungsfaktor einen Wert von 31.

3.3.3 Festlegung des Nullpunkts

Der dritte Operationsverstärker sorgt dafür, dass die Brücke einen definierten Nullpunkt

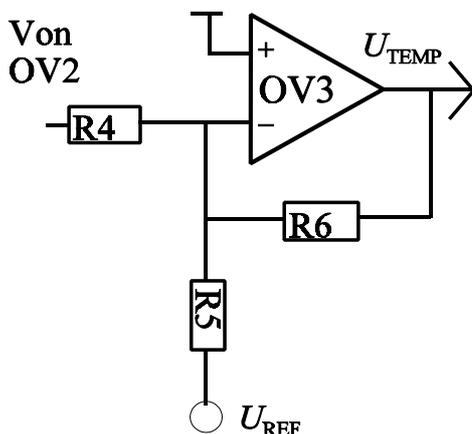


Abb. 3.7: Festlegung des Brücken-nullpunktes.

Der dritte Operationsverstärker sorgt dafür, dass die Brücke einen definierten Nullpunkt besitzt. Der Nullpunkt wurde so festgelegt, dass er bei einer Messtemperatur von 50°C liegt. Bei 50°C hat der Pt_{100} einen Widerstand von $119,6\ \Omega$. Der Spannungsabfall über dem Pt_{100} beträgt somit:

$$U_{\text{PT100}} = R_{\text{Pt100}} \frac{U_{\text{Ref}}}{R_5} = 119,6\ \Omega \cdot \frac{5\text{V}}{6\text{k}\Omega} = 0,1\text{V}$$

Dieser Wert wird durch OV2 um den Faktor 30 verstärkt, sodass die Spannung am Ausgang von OV2 -3V beträgt. U_{Temp} bedeutet hier die an den Analogeingang des AD-Wandlers

ausgegebene Spannung.

Der Nullpunkt wird durch die Wahl der Widerstände R_4 und R_5 festgelegt. Dieses Verhältnis lässt sich mit Hilfe der Knotenregel berechnen. Unter der Annahme eines idealen Operationsverstärkers (d. h. unendlich hoher Eingangswiderstand) ergibt sich für die Summe der Ströme am invertierenden Eingang:

$$\frac{U_1}{R_4} + \frac{U_2}{R_5} + \frac{U_3}{R_6} = 0 \text{ bzw.} \quad 3.11$$

$$U_3 = R_6 \left(\frac{U_1}{R_4} + \frac{U_2}{R_5} \right)$$

Für den Nullpunkt gilt U_3 ist gleich null und damit:

$$U_1 = -\frac{R_4}{R_5} U_{Ref} \quad 3.12$$

Für U_1 gleich -3 V ergibt sich damit der Nullpunkt der Schaltung bei einer Temperatur von 50°C. Durch den Widerstand R_6 wird der maximale Messbereich festgelegt. Der Bereich des Analogsignals am Analogeingang des AD-Wandlers beträgt bei bipolarem Betrieb -2,5V bis +2,5V. Der nutzbare Messbereich wurde auf 0 bis 100°C festgelegt. Für R_6 ergibt sich:

$$R_6 = -\frac{U_3}{\frac{U_1}{R_5} + \frac{U_2}{R_4}} \quad 3.13$$

Für 0°C soll $U_3 = -2.5V$ betragen. U_1 beträgt ebenfalls -2,5V. Damit ergibt sich mit Gl. 3.13 für $R_6 = 15000\Omega$.

3.4 Der AD-Wandler

3.4.1 Prinzip der AD-Wandlung

Der AD-Wandler ist ein sogenannter Sigma-Delta-Wandler, der nach dem charge-balancing Prinzip arbeitet [8]. Der Wandler ermöglicht eine sehr hohe Auflösung und lässt sich mit einem verhältnismäßig kleinen Schaltungsaufwand realisieren. Sein Nachteil liegt in einer relativ langsamen Digitalisierungsgeschwindigkeit. Dieser Nachteil fällt aber bei Prozessen, bei denen sich die Messgröße relativ langsam ändert, wie es bei der Temperaturmessung im Rahmen von Thermostatisierungsaufgaben meistens der Fall ist, kaum ins Gewicht.

3.4.2 Aufbau des AD-Wandlers

Der Wandler besteht im Prinzip aus folgenden Komponenten:

1. Sample-hold-Verstärker
2. Differenzverstärker

3. Analog-Tiefpassfilter
4. Komparator (1 Bit A/D Wandler)
5. 1 Bit D/A Wandler
6. Digitaltiefpassfilter

Der Sample-hold-Verstärker speichert den Messwert zwischen zwei Lesevorgängen. Das Signal wird auf den positiven Eingang eines Differenzverstärkers gegeben, auf dessen invertierenden Eingang der Ausgang des 1-Bit DA-Wandlers gelegt wird. Das Differenzsignal wird durch einen Analogtiefpassfilter geschickt und auf den Komparator gegeben. Dieser erzeugt eine Folge von binären Signalen, die zum einen auf den 1-Bit DA-Wandler und zum anderen auf einen Digitalfilter gegeben werden. Das System wirkt als Rückkopplungsschleife, die dafür sorgt, dass das Differenzsignal möglichst klein

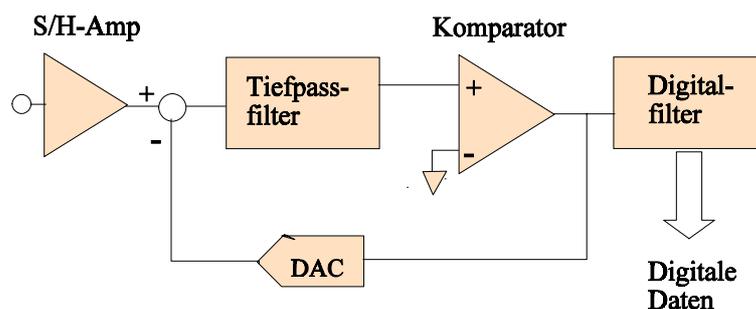


Abb. 3.8: Schematischer Aufbau eines Sigma-Delta AD-Wandlers.

bleibt. Daher der Name charge-balance ADC. Der AD7711 sampled das Eingangssignal mit einer Frequenz von 19500 Hz. Durch den integrierten Digitalfilter wird die Frequenz, mit der der AD7711 seine Daten ausgibt, auf den durch das Steuerregister vorgegebenen Wert reduziert. Die Samplingfrequenz übersteigt die Ausgaberate des Wandlers um ein Vielfaches. Dadurch ist die Leserate deutlich höher als es das Nyquist-Kriterium fordert. Dieses besagt, dass die Samplingfrequenz mindestens doppelt so hoch sein muß, wie die höchste Signalfrequenz. Dieses als Oversampling bezeichnete Verfahren führt zu einer deutlichen Reduzierung des sogenannten Quantisierungsrauschens, einer wesentlichen Rauschquelle bei AD-Wandlern.

Eine weitere Reduzierung ergibt sich durch den Analogfilter in der Modulatorschleife. Das so vorgefilterte Signal wird auf einen als Komparator wirkenden Operationsverstärker gegeben. Infolge der hohen Ausgangsverstärkung springt die Ausgangsspannung

des Operationsverstärkers je nach Polarität der Eingangsspannung zwischen dem maximalen negativen oder positiven Wert hin und her und erzeugt so eine Folge von seriellen Binärsignalen. Das Verhältnis von negativen zu positiven Werten enthält die Information über den Eingangswert. Wenn das Eingangssignal den Wert Null aufweist, kommt der einzige Beitrag vom DA-Wandler. In diesem Fall beträgt der Schaltzyklus des Komparators 50%, d.h. das Ausgangssignal wechselt mit der höchsten Frequenz zwischen plus und minus U_{\max} hin und her. Bei negativen Spannungen gibt der Komparator mehr negative Werte aus, bei positiven Spannungen mehr positive Werte. Dieses serielle Signal wird anschließend von einem Digital-Filter weiterverarbeitet.

3.4.3 Das Steuerregister

Der AD7711 verfügt über ein Steuerregister mit einer Wortbreite von 24 Bit, über welches verschiedene Eigenschaften und Betriebszustände des Wandlers eingestellt werden können. Dieses Steuerregister kann über einen Rechner von außen programmiert werden.

Der AD-Wandler besitzt eine maximale Auflösung von 24 Bit und verfügt über eine interne Kalibrierung zur Korrektur von Wärmedrift und Offsetspannungen. Die Kalibrierungseinrichtung ist über das Steuerregister programmierbar. Das Register wurde auf „active background calibration“ eingestellt. Dies bedeutet, dass der AD7711 eine kontinuierliche Kalibrierung der Referenzeingänge und der geerdeten Inputleitungen vornimmt. Auf diese Weise werden Temperaturdrift- und Offsetfehler entfernt. Der nutzbare Messbereich liegt zwischen 0°C und 100°C. Die über dem gesamten Messbereich auftretende Änderung der Brückenspannung beträgt 5 V. Die Temporaufauflösung des AD-Wandlers beträgt:

$$\frac{dT_{\max}}{d(out)_{\max}} = \frac{dT_{\max}}{dU_{\max}} \frac{dU_{\max}}{d(out)_{\max}} \quad 3.14$$

dT_{\max} ist der Messbereich, $d(out)_{\max}$ ist die binäre Auflösung des Wandlers und dU_{\max} die Änderung der Brückenspannung über den gesamten Temperaturbereich dT_{\max} .

Bei den gewählten Betriebszuständen beträgt die effektive Auflösung 21,5 Bit. Die Temporaufauflösung beträgt damit:

$$\frac{dT_{max}}{d(out)_{max}} = \frac{100K}{5V} \frac{5V}{2^{21,5}} = 3,4 \cdot 10^{-5} K$$

Die Datenrate, also die Geschwindigkeit mit der der AD7711 ein neues Datenwort zur Verfügung stellt, kann über das integrierte Digitalfilter eingestellt werden. Der kleinste Wert liegt bei 10 Hz, der im vorliegenden Fall auch eingestellt wurde. Höhere Datenraten führen zu stärkerem Rauschen und damit zu kleineren effektiven Auflösungen. Bei der gewählten Cutoff-Frequenz würde ohne die Background-Kalibrierung alle 0,1 Sekunden ein neuer Wert ausgegeben werden. Die Selbstkalibrierung führt zu einer deutlichen Verminderung der Datenrate, so dass nur etwa alle 0,7 Sekunden neue Werte zur Verfügung stehen (Datenblatt AD7711).

3.5 Der Mikrocontroller

Die digitalen Daten des AD-Wandlers werden in einen Mikrocontroller eingelesen und dort in Temperaturen umgerechnet. Die Berechnung erfolgt mit Hilfe von Gleichung 3.8. Bei dem Microcontroller handelt es sich um den 8-Bit-Controller MC68HC11 von Motorola. Der Rechner verfügt über ein EPROM mit einer Speicherkapazität von 4 Kilobyte und kann mit Hilfe eines EPROM-Brenners und eines Computers in der Sprache Assembler programmiert werden. Der Mikrocomputer dient weiterhin dazu, den AD-Wandler zu programmieren und definierte Betriebszustände einzustellen. Durch den Mikrorechner ist das Messgerät auch unabhängig von einem PC einsetzbar und kann als selbstständiges Gerät eingesetzt werden. Des weiteren steuert der Einplatinenrechner auch das Flüssigkristalldisplay zur Anzeige der gemessenen Temperatur. Die berechneten Temperaturwerte werden in einen Ausgabespeicher geschrieben, wo sie von einem Computer über den seriellen Port in Form von ASCII-Zeichen ausgelesen werden können. Die Rückrechnung in den Zahlenwert erfolgt mittels des Unterprogramms „Ausgabe“ (s. Anhang).

Das erste eingelesene Zeichen stellt das Vorzeichen dar. Danach folgen die Ziffern, beginnend mit der Hunderterstelle. Die erste Zahl wird entsprechend mit dem Faktor 1000 multipliziert, für die nachfolgenden Stellen wird dieser Faktor jeweils durch zehn dividiert bis zur letzten Stelle, die 10^{-4} °C entspricht. Die Umwandlung des ASCII-Zeichens in die entsprechende Ziffer erfolgt einfach durch Subtraktion des Zahlenwertes 48 von der Ordinalzahl des ASCII-Zeichens, da 48 die Ordinalzahl des ASCII-Zeichens für die Ziffer 0 ist.

3.6 Aufzeichnung der Messwerte

Die vom PC eingelesenen Werte können, zusammen mit dem Zeitpunkt zu dem die Messung erfolgt, auf Festplatte gespeichert werden. Auf diese Weise können die Werte später mit Hilfe von Auswertungsprogrammen statistisch ausgewertet werden. Zusätzlich können weitere Informationen, wie z. B. die Heizleistung oder das Verhalten des Integralreglers mit abgespeichert werden.

Die Aufzeichnung der Heizleistung erfolgt über den Digitalwert, der an den DA-Wandler ausgegeben wird. Dieser kann bei Bedarf über die Kennlinie in die entsprechende Leistung umgerechnet werden.

4. Temperaturregelung

4.1 Grundlagen der Regelungstechnik

Abbildung 4.1 zeigt schematisch den Aufbau eines Regelkreises. Dieser besteht grundsätzlich aus einem Regler und einer Regelstrecke, hier kurz als Strecke bezeichnet. Der Begriff Regelkreis rührt daher, dass das Ausgangssignal auf den Eingang zurückgeführt

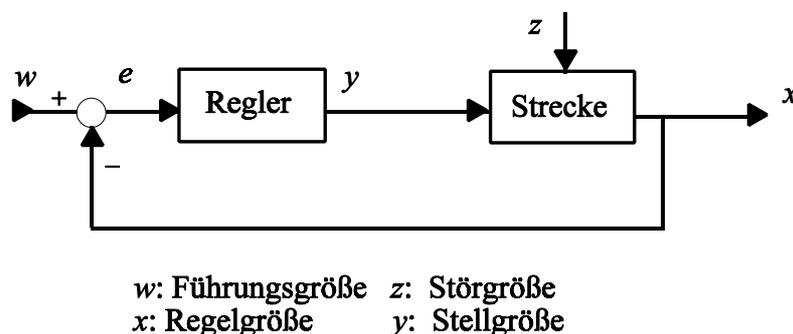


Abb. 4.1: Schematische Darstellung eines Regelkreises.

wird. Aus der Führungsgröße w und der Regelgröße x wird ein Differenzwert e gebildet und dieser wird nach Verstärkung auf den Regler gegeben:

$$e = w - x \quad 4.1$$

Eine wichtige Grundannahme, die in der Regelungstechnik vorausgesetzt wird, ist die Linearität der Regelstrecke. Dies bedeutet, dass sich die Eingangssignale nicht gegenseitig beeinflussen, das Ausgangssignal sich also als eine Linearkombination der Eingangssignale x darstellen lässt:

$$x_a = c_1 x_{e1} + c_2 x_{e2} \quad 4.2$$

Diese Annahme, die in den meisten Fällen zumindest annähernd zutrifft, vereinfacht die mathematische Behandlung des Regelkreises erheblich.

Die einzelnen Elemente eines Regelkreises werden als Übertragungsglieder bezeichnet. Das Übertragungsverhalten eines solchen Gliedes kann durch eine lineare Differential-

gleichung beschrieben werden:

$$a_1 x_a + a_2 \dot{x}_a + a_2 \ddot{x}_a + \dots a_n x_a^{(n)} = b_1 x_e + b_2 \dot{x}_e + b_2 \ddot{x}_e + \dots b_n x_e^{(n)} \quad 4.3$$

x_e ist das Eingangssignal, x_a das Ausgangssignal, a_n und b_n sind Koeffizienten die die Charakteristik der Übertragungsglieder beschreiben. Diese Gleichung beschreibt den zeitlichen Verlauf der Eingangs- und Ausgangsgrößen.

In der Regelungstechnik wird für das Übertragungsverhalten meist die Beschreibung im Frequenzbereich (auch als Bildbereich bezeichnet) bevorzugt:

$$a_n s^n V(s) + \dots a_1 s^1 V(s) + a_0 s^0 V(s) = b_m s^m U(s) + \dots b_1 s^1 U(s) + b_0 s^0 U(s) \quad 4.4$$

wobei s eine Kurzschreibweise für die komplexe Größe $(i\omega + \delta)$ ist. ω ist die Kreisfrequenz und δ stellt eine Dämpfungskonstante dar. Gl. 4.4 wird aus Gl. 4.3 durch die Laplace-Transformation erhalten, die jeder Zeitfunktion $f(t)$ die komplexe Funktion $F(s)$ durch die Beziehung 4.5 zuordnet:

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \quad 4.5$$

Man kann nun den Verlauf der Ausgangsgröße $V(s)$ der Übertragungstrecke als Reaktion auf die Eingangsgröße $U(s)$ leicht durch Gleichung 4.6 beschreiben:

$$V(s) = G(s) U(s) \quad 4.6$$

$G(s)$ wird als Übertragungsfunktion des entsprechenden Übertragungsgliedes bezeichnet und ergibt sich aus Gleichung 4.5 und Gleichung 4.6 zu:

$$G(s) = \frac{V(s)}{U(s)} = \frac{b_0 + b_1 s + \dots b_m s^m}{a_0 + a_1 s + \dots a_n s^n} \quad m \leq n \quad 4.7$$

Für einen stabilen Regelkreis muß das Nennerpolynom von gleichem oder höherem Grad sein als das Zählerpolynom.

4.1.1 Darstellung der Übertragungsfunktion $G(s)$

Die beiden wichtigsten Darstellungsarten für $G(s)$ sind der Bode-Plot und die Ortskurve (auch Nyquist-Plot genannt). Der Bode-Plot ist eine doppelt logarithmische Auftragung

der Streckenverstärkung gegen die Kreisfrequenz ω und eine einfach logarithmische Auftragung der Phasenverschiebung φ gegen die Kreisfrequenz. Die Verstärkung wird mit Hilfe des Dämpfungsmaßes Dezibel (dB) dargestellt. Dieses wird durch die Gleichung 4.8 definiert:

$$dB = 20 * \lg\left(\frac{x_a}{x_e}\right) \quad 4.8$$

x_a und x_e sind hier Ausgangs-bzw. Eingangssignal. In der Ortskurvendarstellung wird die Phasenverschiebung φ gegen die Streckenverstärkung K mit der Kreisfrequenz ω als Parameter aufgetragen. Um den Logarithmus einheitenfrei zu machen, wird durch eine Einheitskreisfrequenz ω_0 dividiert, wobei ω_0 die Einheit 1 s^{-1} aufweist. Ein Beispiel für einen Bode-Plot und eine entsprechende Ortskurve ist in Abbildung 4.2 zu sehen. Die Nyquist-Darstellung zeigt den Verlauf von $G(s)$ über den gesamten Frequenzbereich in sehr übersichtlicher Form. Um das Verhalten der Regelstrecke in bestimmten Frequenzbereichen detaillierter darzustellen, ist allerdings der Bode-Plot besser geeignet.

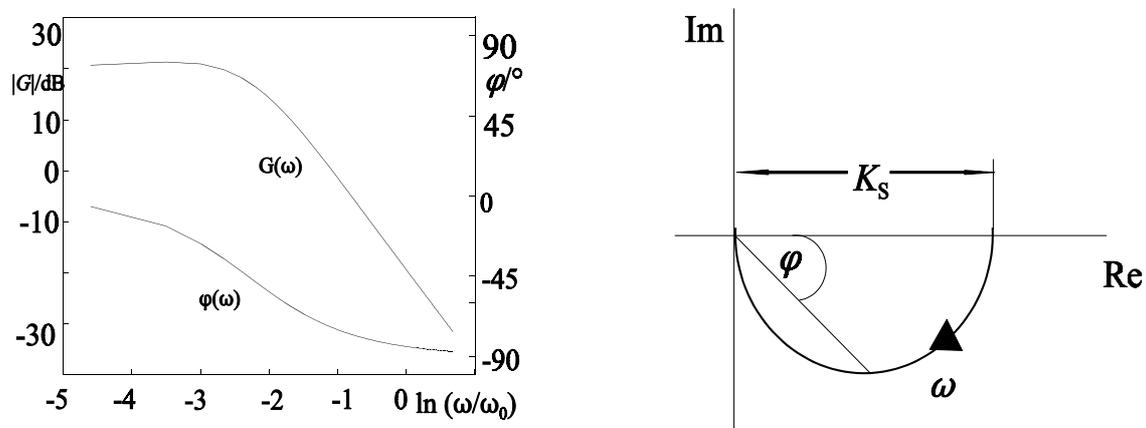


Abb. 4.2: Bode-Plot und entsprechende Ortskurve am Beispiel einer Verzögerungsstrecke erster Ordnung (s. Kap. 4.1.2).

4.1.2 Regelstrecken

Unter Regelungsstrecken versteht man den durch die Regelung zu beeinflussenden Teil eines technischen Prozesses oder Systems (Abb. 4.1). Einige der wichtigsten Regelstrecken (bzw. Übertragungsglieder), die beim Regelungsprozess eines Thermostaten

auftreten können, werden im folgenden kurz dargestellt. Besonders anschaulich lässt sich das Übertragungsverhalten einer Regelstrecke anhand ihrer sogenannten Sprungantwort darstellen. Dabei wird das Eingangssignal sprunghaft geändert und die Reaktion der Strecke anhand des Ausgangssignals betrachtet. Als Eingangsfunktion wird oft die sogenannte Einheitssprungfunktion verwendet. Dabei wird die Änderung des Eingangssignal gleich eins gesetzt (Normierung). Das auf dieses spezielle Eingangssignal erhaltene Antwortsignal wird dann als Übergangsfunktion $h(t)$ bezeichnet.

4.1.2.1 Das Proportionalglied (P-Glied)

Bei diesem Übertragungsglied sind sowohl die Übergangsfunktion $h(t)$, als auch die Übertragungsfunktion $G(s)$ proportional zum Eingangssignal:

$$h(t) = K_s \quad ; \quad G(s) = K_s \quad 4.9$$

Die Konstante K_s wird als Streckenverstärkung bezeichnet. Regelstrecken mit Proportionalverhalten werden auch als Strecken mit Ausgleich bezeichnet.

4.1.2.2 Das Integralglied (I-Glied)

Das Ausgangssignal des I-Gliedes ist proportional zum Integral des Eingangssignals über die Zeit.

$$x_a = \frac{1}{T_I} \int_0^t x_e d\tau \quad 4.10$$

T_I ist die Integrationszeitkonstante. Ihr Kehrwert ist gleich der Steigung der Sprungantwort. Die Übertragungsfunktion $h(t)$ und die Übertragungsfunktion $G(s)$ ergeben sich damit zu:

$$h(t) = \frac{t}{T_I} \quad ; \quad G(s) = \frac{1}{T_I s} \quad 4.11$$

Strecken mit integralem Übertragungsverhalten heißen analog zu den Proportionalstrecken Strecken ohne Ausgleich.

4.1.2.3 Das Differenzierglied (D-Glied)

Das Differenzierglied ist proportional zur Zeitableitung des Eingangssignals. Es tritt in der Regelungspraktik immer als verzögerndes Differenzierglied (D-T)-Glied auf, d.h. es enthält eine Dämpfung:

$$h(t) = \frac{T_D}{T_d} e^{-\frac{t}{T_d}} \quad ; \quad G(s) = \frac{T_D s}{1 + T_d s} \quad 4.12$$

T_D ist ein Verstärkungsfaktor, T_d ist die Abklingzeit.

4.1.2.4 Das Totzeitglied

Totzeitglieder treten immer dann auf wenn zwischen Messstelle und Eingriffstelle ein größerer Abstand besteht, so dass der Regeleingriff erst nach einer bestimmten Zeit (hier mit T_t bezeichnet) wirksam wird. Die Übergangsfunktion und die Übertragungsfunktion sind:

$$h(t) = \sigma(t - T_t) \quad ; \quad G(s) = e^{-T_t s} \quad 4.13$$

Das irrationale Totzeitglied wird oft durch eine rationale Übertragungsfunktion angenähert, durch den sogenannten Allpass erster Ordnung mit der Übertragungsfunktion:

$$G(s) = \frac{1 - T_1 s}{1 + T_1 s} \quad 4.14$$

Setzt man die Fläche zwischen der Übergangsfunktion des Allpasses und ihrem stationären Endwert 1 gleich der entsprechenden Fläche des Totzeitgliedes, so erhält man für die Verzögerungszeit T_t den Wert $T_1/2$. Damit erhält man die sogenannte Padé-Approximation für das Totzeitglied:

$$\frac{1 - \frac{T_t}{2} s}{1 + \frac{T_t}{2} s} \approx e^{-T_t s} \quad 4.15$$

4.1.2.5 Verzögerungsglieder

In vielen Fällen sind Regelstrecken mit einer gewissen Trägheit behaftet, d. h. dass es bei einer Änderung des Eingangssignals eine gewisse Zeit dauert bis der neue Gleichgewichtswert erreicht ist. Besonders häufig sind P-Strecken mit Verzögerung anzutreffen. Sie werden mit P-T_n bezeichnet, wobei n die Ordnung des Übertragungsgliedes bezeichnet. Die Übergangsfunktion und die Übertragungsfunktion für ein Verzögerungsglied erster Ordnung lauten:

$$h(t) = K \left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right) \quad ; \quad G(s) = \frac{K_s}{1 + T_1 s} \quad 4.16$$

K_s ist wieder die Streckenverstärkung, T_1 ist die Verzögerungszeit für die Strecke. Diese Übertragungsglieder stellen Idealisierungen dar. Die meisten Regelstrecken, denen man im Alltag begegnet, können nur angenähert durch sie beschrieben werden.

4.1.3 Reglertypen

Das Verhalten von Regler und Strecke kann nun mit Hilfe der Übertragungsfunktion $G(s)$ beschrieben werden. Die wichtigsten Grundregler lassen sich in drei Kategorien einteilen:

4.1.3.1 Der Proportionalregler (P-Regler)

Dieser Reglertyp gibt eine Stellgröße y_p aus, die zur Eingangsgröße proportional ist. Als Eingangsgröße dient der Differenzwert e_k (Gl. 4.1).

$$y_p = K_p e_k \quad 4.17$$

K_p ist der sogenannte Proportionalbeiwert des Reglers. Die Größe gibt also die Regelverstärkung an. Der P-Regler besitzt den Nachteil dass er, um regeln zu können, eine gewisse Regelabweichung benötigt. Wird e_k gleich Null so wird auch die Stellgröße y_p Null, so dass die Grundlast verschwindet. Daher kann mit einem P-Regler der Sollwert nicht exakt eingestellt werden. Die verbleibende Regelabweichung wird umso kleiner, je größer K_p wird. Ein zu großes K_p kann andererseits allerdings zu Instabilitäten und zum Schwingen des Regelkreises führen.

4.1.3.2 Der Integralregler (I-Regler)

Der Integralregler erzeugt eine Stellgröße welche proportional zum Integral der Eingangsgröße über die Zeit ist:

$$y_I = \frac{1}{T_I} \int_0^t e_k d\tau \quad 4.18$$

T_I ist die Integrationszeitkonstante. Der Integralregler ist gut geeignet, die beim P-Regler auftretende Sollwertabweichung auszugleichen. Er kann auch dazu dienen langsame Änderungen der Regelgröße auszugleichen.

4.1.3.3 Der Differentialregler (D-Regler)

Bei diesem Regler ist die Reglerausgangsgröße proportional zur zeitlichen Ableitung der Eingangsgröße e_k :

$$y_k = T_v \dot{e}_k \quad 4.19$$

In der Praxis sind Differentialregler immer mit einem Verzögerungsglied erster Ordnung kombiniert da der Einsatz eines idealen Differentialreglers nicht zu einem sinnvollen Regelverhalten führen würde. Die Bezeichnung für einen solchen Regler lautet D-T₁-Regler.

Oft werden diese Reglertypen kombiniert um eine bestimmte Regelaufgabe möglichst optimal ausführen zu können. Reine D-Regler treten praktisch nie auf. Meistens werden Kombinationen von P- und I-Reglern (PI-Regler), P- und D-Regler (PD-Regler) oder aus allen drei Typen (PID-Regler) verwendet.

4.1.3.4 Der PID-Regler

Unter den konventionellen Reglern ist der PID-Regler einer der meistverwendeten. Sein Vorteil liegt in der hohen Flexibilität und seinem breiten Anwendungsbereich. Er kann für eine sehr große Zahl von Regelungsaufgaben verwendet werden. Die technische Realisierung stellt bei heutigem Stand der Technik kein großes Problem dar. PID-Regler können sowohl in analoger als auch in digitaler Form aufgebaut werden. Bei analogem Aufbau werden die analogen Eingangssignale mit Hilfe von Operationsverstärkern

weiterverarbeitet. Bei der Verwendung von digitalen Reglern müssen die Regelgrößen zuerst digitalisiert werden (Kap. 3).

Das Regelverhalten eines PID- T_1 -Reglers wird durch vier Parameter bestimmt: durch den Proportionalwert K_p , die Integrationszeit oder Nachstellzeit T_n , die Vorhaltezeit T_v und die Dämpfungszeit T_d . Die Übertragungsfunktion des PID- T_1 -Reglers lautet in komplexer Schreibweise:

$$G_R(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_n s} + \frac{T_v s}{1 + T_d s} \right) \quad 4.20$$

T_n ist gleich $K_p \cdot T_I$. Diese Darstellung des Reglers wird als Summenform bezeichnet, da die einzelnen Regler parallel geschaltet werden, und daher in der Übertragungsfunktion als Summe erscheinen. Abb. 4.3 zeigt das Signalflussbild eines PID- T_1 -Reglers. Die

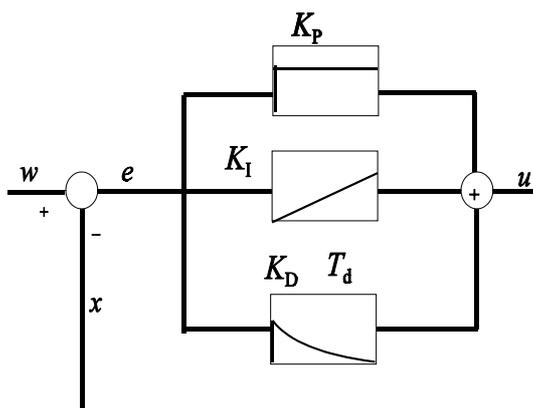


Abb. 4.3: Signalflussbild eines PID- T_1 -Reglers.

Kurven in den Kästen zeigen die Sprungantworten der einzelnen Regelglieder. u ist die Ausgangsgröße des Reglers, die auf ein sogenanntes Stellglied ausgegeben wird, welches die Reglerausgangsgröße in eine entsprechende Stellgröße verwandelt (z. B. die Ventilstellung bei einer Flüssigkeitsstandsregelung, oder die Heizleistung bei einem Thermostaten). Die Beziehungen zwischen den Parametern K_I und T_n , und K_D und T_v ergeben sich zu:

$$K_I = \frac{K_p}{T_n}; \quad K_D = \frac{K_p}{T_v} \quad 4.21$$

Der Proportionalregler kann auch vor den Integral- und den Differentialregler geschaltet werden. Dazu müssen allerdings die Parameter K_I und K_D entsprechend modifiziert werden.

4.2 Regelalgorithmus für PID-Regler

Die Verwirklichung eines digitalen PID-Reglers erfordert einen entsprechenden Algorithmus. Im Gegensatz zu analogen Reglern erfolgt die Regelung mit Hilfe eines Rechners diskontinuierlich, da die AD-Wandlung und die Berechnung der neuen Stellgröße eine gewisse Rechenzeit beanspruchen. Die Reglerausgangsfunktion stellt daher auch keine kontinuierliche Funktion dar, sondern eine Treppenfunktion. Der Algorithmus kann wegen Gl. 4.20 additiv aus den Einzelreglern zusammengesetzt werden:

$$y_k = y_{P,k} + y_{I,k} + y_{D,k} \quad 4.22$$

Die zwischen den Konstanten der Summenform (Gl. 4.20) des PID-Reglers und den Konstanten des entsprechenden Regelalgorithmus (Gl. 4.22) bestehenden Beziehungen zeigt Tabelle 4.1:

Tabelle 4.1: Beziehungen zwischen Regelkonstanten

d_I	d_D	c_D
$K_p \frac{t/2}{T_n}$	$K_p \frac{T_v}{T_d + t/2}$	$\frac{T_d - t/2}{T_d + t/2}$

t ist die Zeitspanne die zwischen zwei Regeleingriffen liegt.

Das nachfolgende Diagramm zeigt den Regelalgorithmus für einen PID-Regler :

einlesen w_k, e_k
$e_k := w_k - e_k$
$y_{i,k} = y_{i,k-1} + d_i (e_k + e_{k-1})$
$y_{d,k} = c_D y_{d,k-1} + d_D (e_k - e_{k-1})$
$y_k = K_p e_k + y_{i,k} + y_{d,k}$
$e_{k-1} := e_k \quad y_{i,k-1} := y_{i,k} \quad y_{d,k-1} := y_{d,k}$
ausgeben y_k

Abb. 4.4: Regelalgorithmus für einen PID-Regler.

Ein Vorteil der Summenform liegt darin, dass es relativ leicht ist, eine Stellgrößenbeschränkung für den Integralregler zu realisieren. Beim Einsatz eines Integralreglers muß nämlich darauf geachtet werden, dass der Integrierer bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung nicht weiterläuft, da im anderen Falle die Neigung des Regelkreises zum Überschwingen verstärkt wird.

Der Regelalgorithmus beginnt mit dem Einlesen der Führungsgröße w_k . Anschließend liest der Rechner die Regelgröße x_k ein und bildet die Differenz e_k der beiden Größen. Mit Hilfe der obigen Gleichungen wird dann für jedes e_k ein Stellwert y_k berechnet. Hierbei ist zu beachten dass die Regelung nicht kontinuierlich erfolgt, sondern in zeitlichen Abständen t . Die Zeitpunkte in denen die Regelung eingreift ergeben sich damit zu: $t_n = kt$, mit $k= 1,2,3,\dots$. In den Zeiträumen zwischen zwei Lesevorgängen wird der letzte Stellwert gehalten. Es ist daher also wichtig dass t dem Messwertproblem angepasst ist, es sollte aber möglichst klein sein. In der Praxis ist es natürlich nicht möglich t beliebig klein zu machen. Die Zeitdauer von t kann durch verschiedene Faktoren nach unten begrenzt werden, z. B. durch die Rechengeschwindigkeit. Im vorliegenden Fall wird die Zeitdauer t durch die Messtechnik bestimmt (s. Kap 3.1).

4.3 Stellgrößenbeschränkung und Anti-Reset-Windup

Wie bereits erwähnt führt das Überschreiten der Stellgrößengrenzen in Verbindung mit einem Integralregler zu einem verstärkten Überschwingen des Systems. Daher muß der Integralregler an den Stellgrößen „festgehalten“ werden. Das Weiterlaufen des Integralanteils an der Stellgröße wird im englischen als „windup-reset“, die Verhinderung als „anti-reset-windup“ bezeichnet[8]. Als einfachste Maßnahme kann der Integralteil bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung festgehalten werden, so dass also für die Stellgröße gilt:

$$y_{i,k} = \begin{cases} y_O & ; \text{für } y_{i,k} > y_O \\ y_{i,k} & ; \text{für } y_U < y_{i,k} < y_O \\ y_U & ; \text{für } y_{i,k} < y_U \end{cases} \quad 4.23$$

y_O bedeutet die obere und y_U die untere Stellgrößenbeschränkung, in diesem Fall den digitalen Wert des Integralreglers.

Dieser Fall ist allerdings nicht optimal. Ein etwas verbessertes Ergebnis liefert die folgende Maßnahme: statt den Integralregler bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung einfach auf den jeweiligen Wert (y_o bzw. y_u) festzusetzen, stellt man den I-Regler nach folgender Gleichung ein:

$$y_{i,S} = y_o - K_p e_k \tag{4.23}$$

$y_{i,S}$ steht hier allgemein für Stellgröße. $y_{i,k}$ wird also bei jedem Schritt so berechnet, dass der Wert zusammen mit dem Proportionalteil des Reglers y_o bzw. y_u ergibt, wobei natürlich berücksichtigt werden muss ob die neue Solltemperatur höher oder niedriger liegt als die aktuelle Isttemperatur. Abb. 4.4 zeigt das Struktogramm für diesen Algorithmus.

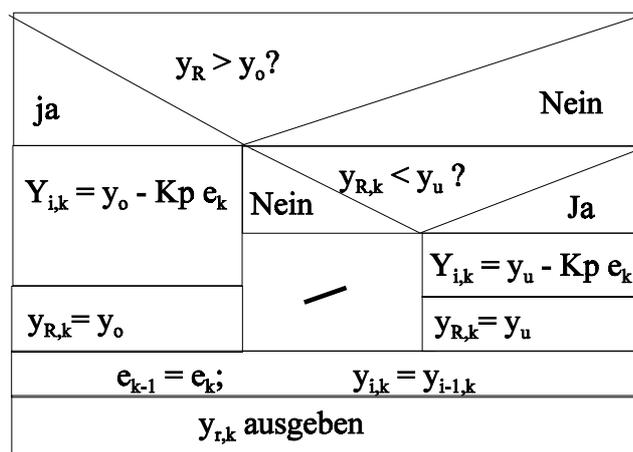


Abb. 4.4: Struktogramm für verbesserte Anti-reset-windup Maßnahme.

Die Ablösung der Regelgröße von den Stellgrenzen erfolgt automatisch wenn y_k kleiner als y_o , bzw. größer als y_u wird. Die Verwendung des Anti-Windup-Reset-Algorithmus führt nicht notwendigerweise zu einer schnelleren Einstellung der Solltemperatur, erlaubt jedoch größere Werte für die Integrationskonstante und erhöht die Regelstabilität.

4.4 Temperaturregelung des Thermostaten

Im vorliegenden Fall erfolgt die Steuerung, wie bereits erwähnt, mit Hilfe eines PC. Zur Programmierung wurde die Programmiersprache Pascal verwendet. Die Temperatur-

werte des Pt₁₀₀ Thermometers werden mit der Routine „Serein“ über den seriellen Port des Rechners eingelesen. Der Wert wird verwendet um mittels des Algorithmus in Abb. 4.4 einen Stellwert zu berechnen. Der berechnete Wert wird durch einen DA-Wandler

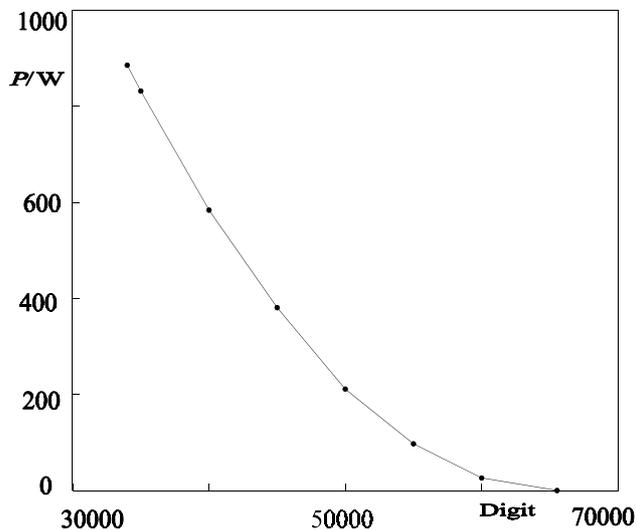


Abb. 4.5: Heizleistungskennlinie. Aufgetragen ist die Leistung gegen den digitalen Reglerausgabewert.

mit einer Auflösung von 16 Bit in eine analoge Spannung mit einem Bereich von 0 bis 5 V umgesetzt. Mit Hilfe dieser Steuerspannung wird die Ausgabespannung eines Labornetzteils (SMX 7220, Delta-Elektronika) gesteuert. Der Regelalgorithmus gibt digitale Werte zwischen 65535 und 34000 aus. Werte zwischen 0 und 32768 würden negativen Steuerspannungen entsprechen, die für das Netzgerät keine Bedeutung ergeben. Abbildung 4.5 zeigt die Zuordnung von

Heizleistung und digitalem Wert. Die Kennlinie weist einen quadratischen Verlauf auf, da die Ausgabespannung als Funktion der Steuerspannung linear verläuft und die Leistung sich nach der Gleichung $P = U^2/R$ berechnet. Für die Leistung P als Funktion des DA-Wandlereingangswertes DA_{IN} ergibt sich:

$$P = 3829 - 0.1168 \cdot DA_{IN} + 8,9 \cdot 10^{-7} \cdot DA_{IN}^2 \quad 4.24$$

Dieser Kennlinienverlauf ist natürlich nicht sehr günstig. Er ist unproblematisch wenn es um die Feinregelung im Bereich weniger hundertstel oder gar tausendstel Kelvin geht, da die dafür notwendige Änderung der Heizleistung im Bereich weniger Watt liegt, und in guter Näherung als linear betrachtet werden können. Auch die Änderung der Solltemperatur oder eine sprunghafte Änderung der Heizleistung dürfte keine Probleme bereiten. Bei periodischen Änderungen der Heizleistung, wie man sie z. B. anwendet um die Systemantwort des Thermostaten auf Sinussignale zu ermitteln macht sich die Kennlinie jedoch bemerkbar, indem sie das Signal verzerrt.

Die Ansteuerung der Peltierelemente erfolgt über einen zweiten DA-Wandler. Die Peltierelemente werden jedoch im Gegensatz zur elektrischen Heizung nicht kontinuier-

lich geregelt, sondern auf einen festen Wert eingestellt der vom erwünschten Temperaturbereich abhängt. Eine kontinuierliche Regelung der Kühlung zusätzlich zur Regelung der Heizung würde die Gefahr von Temperaturinstabilitäten erhöhen, ohne zu einer wesentlichen Verbesserung der Stabilität beizutragen. Die Peltierelemente dienen in

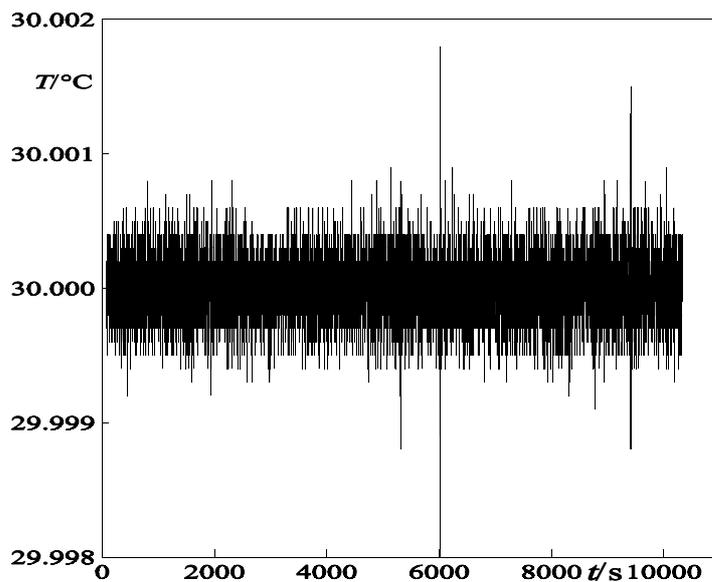


Abb. 4.6: Temperaturverlauf bei einer Messung. Die Standardabweichung bei dieser Messung beträgt $2,25 \cdot 10^{-4}$ Kelvin.

erster Linie zur Kühlung, können bei Bedarf jedoch auch zur Unterstützung der Heizung dienen, z. B. wenn der Thermostat auf eine deutlich höhere Temperatur gebracht werden soll. Die Umstellung der Peltierelemente von Kühlen auf Heizen erfolgt einfach durch Umpolen des Speisestromes. Diese Umschaltung wird durch ein Relais bewerkstelligt, welches wiederum durch einen dritten DA-Wandler gesteuert wird. Eine Messung über ca. drei Stunden zeigt Abb. 4.6.

4.5 Versuche zur Regelung der Temperatur durch die Rührgeschwindigkeit.

Eine weitere Möglichkeit, die Temperatur eines Thermostaten zu regeln, ist die Änderung der Rührgeschwindigkeit. Ein Vorteil dieser Art des Wärmeeintrags ist die Tatsache, dass er praktisch trägheitslos erfolgt. Die Wärmeleistung, die eine Rührvorrichtung in ein Flüssigkeitsbad einbringt, beträgt:

$$\dot{Q} = K v^{\frac{5}{2}} \quad 4.25$$

\dot{Q} ist die eingebrachte Rührwärme, v ist die Winkelgeschwindigkeit des Rührwerkzeugs und K ist eine Konstante die zum einen von verschiedenen Eigenschaften des Rührwerk-

zeugs abhängt, z. B. von der Größe und der geometrischen Form, zum anderen aber auch von den Eigenschaften der Badflüssigkeit (z.B. von der Viskosität). Wie man an der Gleichung erkennt, führt schon eine relativ kleine Änderung der Motordrehzahl zu einer spürbaren Änderung der eingebrachten Wärme. Dies und die trägheitslose Änderung der Wärmezufuhr legt den Gedanken nahe, kleine Temperaturschwankungen mit Hilfe des Antriebsmotors der Schraube auszugleichen. Zu diesem Zweck wurde ein Gleichstrommotor benutzt, für dessen Stromversorgung ein gewöhnliches Labornetzgerät verwendet wurde. Die Steuerung der Motordrehzahl erfolgt über die externe Spannungsregelung des Netzteils. Zur Regelung wurde auch hier ein PID-Regler verwendet, um eine bleibende Regelabweichung zu vermeiden. Das System muss zuerst mit Hilfe der Heiz- bzw. Kühleinrichtungen annähernd auf die gewünschte Temperatur gebracht werden, da die durch das Rührwerkzeug eingebrachte Wärme nur gering ist. Natürlich ist der Bereich, in dem die Drehzahl des Motors variiert werden kann nur klein, da ansonsten andere Eigenschaften des Systems (wie z.B. Totzeiten oder Wärmeübergänge) zu sehr verändert werden.

Es zeigte sich jedoch, dass diese Art der Wärmezufuhr nur in der Nähe der Raumtemperatur einsetzbar ist, da bei höheren Temperaturen zusätzlich die elektrische Heizung eingesetzt werden muß. Diese Wärmezufuhr kann zwar eine Grundlast übernehmen, während die zusätzliche Rührwärme kleine Schwankungen ausgleichen kann, jedoch wird die Regelung aufwendiger und das System instabiler. Im Fall einer externen Messzelle ist diese Art der Regelung überdies praktisch nutzlos, da durch die Umwälzpumpe leichte Unregelmäßigkeiten in der Strömung dazukommen, welche den ohnehin schwachen Effekt überdecken.

5. Bestimmung der Systemparameter

Um das Verhalten der Regelstrecke zu charakterisieren, ist es zunächst einmal notwendig, sich einen groben Überblick zu verschaffen, indem man versucht, den Typ der Übertragungsfunktion genauer zu definieren.

Ziel dieser Maßnahme ist es, das Antwortverhalten des Thermostaten bezüglich bestimmter Signale zu definieren und daraus eine möglichst effektive und für das Problem optimierte Regelung herzuleiten.

Durch Linearisierung von Gleichung 2.2, die durch Subtraktion des stationären Zustandes erreicht werden kann, und anschließende Fourier-Transformation kann die Übertragungsfunktion eines Thermostaten bestimmt werden:

$$G(i\omega) = \frac{\Delta T(\omega)}{\Delta P(\omega)} = \frac{2R_{\text{Th}}P_0P}{1 + R_{\text{Th}}Ci\omega} \quad 5.1$$

P_0 ist die Heizleistung, die benötigt wird, um den stationären Zustand aufrecht zu erhalten, P ist der variable Anteil der Heizleistung, welcher zu Änderungen der Innentemperatur führt. R_{Th} und C sind wie in Gl. 2.2 Wärmewiderstand und Wärmekapazität des Thermostaten. Das Produkt aus R_{Th} und C ergibt eine Verzögerungszeitkonstante T_1 . Diese Übertragungsfunktion ist ein Verzögerungsglied erster Ordnung. Ein Thermostat zeigt also grundsätzlich ein Tiefpassverhalten: hochfrequente Temperaturschwingungen werden stark gedämpft und es tritt eine Phasenverschiebung auf, die für große Kreisfrequenzen ω gegen 90° geht. Wäre die Isolierung perfekt, d. h. würden keine Wärmeflüsse zur Umgebung auftreten, wäre das Übertragungsverhalten integral. In diesem Fall würde auch bei sehr kleinen Frequenzen bereits eine Phasenverschiebung von 90° auftreten.

Bei einer sinusförmigen Modulation der Heizleistung ergibt sich für die Temperaturänderung mit Gleichung 2.1:

$$\frac{d\Delta T}{dt} + \frac{\lambda A}{C \cdot d} \Delta T = \frac{P}{C} \sin(\omega t) \quad 5.2$$

mit $\Delta T = T - T_a$. Der Wärmewiderstand R_{Th} ist der Reziprokwert des Wärmeleitwertes und ergibt sich aus Gl. 2.3 (s. Kapitel 2).

Bei Berücksichtigung der endlichen Wärmeübergangszeiten des Thermocoaxdrahtes und des Thermometers kommen weitere Verzögerungszeiten dazu, wobei diese allerdings

deutlich kleiner sind als T_1 . Die Halbwertzeiten für ein Widerstandsthermometer mit Metallschutzrohr in strömendem Wasser liegen zwischen 2 und 60 Sekunden [Eder, S.218). Die Übertragungsfunktion wird dadurch zu einem Verzögerungsglied höherer Ordnung, wodurch die Phasenverschiebung größer werden kann als 90° .

$$G(s) = \frac{2PR_{Th}}{(1 + CR_{Th}s)(1 + T_2s)(1 + T_3s)} \quad 5.3$$

T_2 und T_3 sind die Verzögerungszeiten der Heizung, respektive des Thermometers, s ist wieder die komplexe Größe $i\omega$.

5.1 Übertragungsverhalten im Frequenzbereich

Eine Möglichkeit, einen Regelkreis zu charakterisieren, ist die Messung des Übertragungsverhaltens im Frequenzbereich. Dabei wird ein bestimmtes Testsignal auf das System gegeben und anschließend wird die frequenzabhängige Antwortfunktion betrachtet. Man geht dabei z.B. so vor, dass man die Heizung mit einem Sinussignal moduliert und die Amplitude und die Phasenverschiebung der Systemantwort misst. Aus

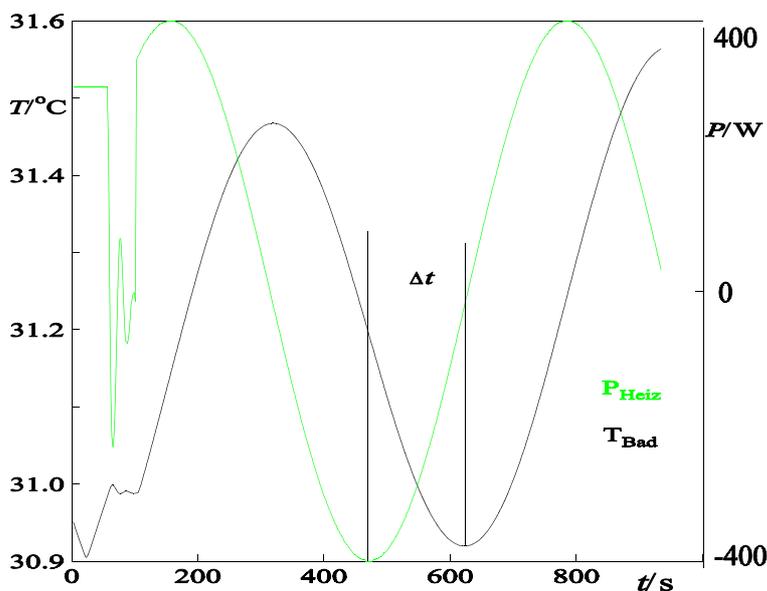


Abb. 5.1: Systemantwort auf sinusförmige Modulation der Heizleistung.

diesen beiden Werten kann dann die Ortskurve für die Regelstrecke konstruiert werden. Die Ortskurve ermöglicht es eventuell das Übertragungsverhalten der Regelstrecke zu erkennen. Aus dem Verhalten des Systems können z.B. der für das entsprechende System am besten geeignete Reglertyp, oder auch die optimalen Reglerparameter bestimmt werden.

Um die frequenzabhängige Systemantwort zu bestimmen wurde so vorgegangen, dass die Heizleistung mit Sinus-

signalen verschiedener Frequenz aber gleicher Amplitude moduliert wurde. Dabei ist es wünschenswert, eine möglichst große Amplitude zu verwenden, um ein günstiges Signal-Rausch-Verhältnis zu erzielen. Allerdings ist es so, dass die maximale Wärmeabführung etwas langsamer erfolgt als die maximale Wärmezufuhr. Dies führt zu einem leicht asymmetrischen Verhalten, so dass beim Heizen mit Vollast die mittlere Temperatur steigen würde, was unerwünscht ist, da es die Auswertung erschwert. Aus diesem Grund wird die Heizleistung nicht vollständig genutzt. Die für den Thermostaten interessanten Kreisfrequenzen liegen etwa zwischen 0,003 und 0,5 Hertz. Bei höheren Frequenzen wird die Temperaturänderung zu klein, so dass das Signal zu sehr verrauscht. Bei kleineren Frequenzen können z.B. Driftprobleme auftreten, da wie oben erwähnt Wärmeab- und Zufuhr nicht exakt ausbalanciert sind. Ein Nachteil dieser Methode besteht darin, dass man für jede Frequenz eine gesonderte Messung machen muß. Daher muß man mit ein paar Stichproben über den interessierenden Frequenzbereich auskommen.

Abb. 5.1 zeigt eine solche Messung. Die Kreisfrequenz beträgt in diesem Beispiel 0,01 Hz. Die Periode dauert bei dieser Schwingung rund 628 Sekunden ($2\pi/\omega$). Das Bild zeigt den Temperaturverlauf in der Messzelle und die Heizleistung in Watt. Die Phasenverschiebung der Temperatur im Bad gegenüber der Heizkurve beträgt rund 157 Sekunden. Die entsprechende Phasenverschiebung in Grad ergibt sich damit zu:

$$\varphi_{\text{Bad}} = \frac{157}{628} \cdot 360^\circ = 90^\circ$$

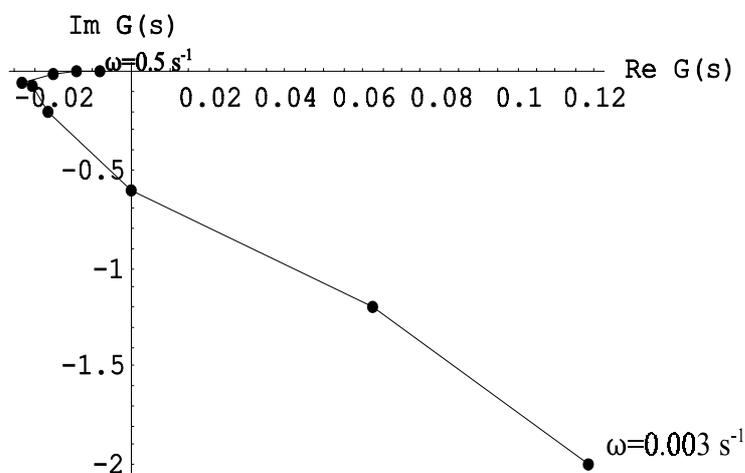


Abb. 5.2: Ortskurve des Thermostaten für einen Bereich von 0,003 Hz bis 0,5 Hz.

Abb. 5.2 zeigt die Ortskurve des Thermostaten für einen Kreisfrequenzbereich von 0,003 Hz bis 0,5 Hz (die genauen Werte sind aus Tabelle 11.1 im Anhang zu entnehmen).

Die Ortskurve beginnt für $\omega = 0,003 \text{ s}^{-1}$ im ersten Quadranten und endet für $\omega = 0,5 \text{ s}^{-1}$ im dritten Quadranten, was einer Phasenverschiebung von mehr als 180° entspricht. Die entsprechende Übertragungsfunktion muß also mindestens von dritter Ordnung sein, was mit Gl. 4.27 in Einklang steht. Allerdings sind die Zeitkonstanten höherer Ordnung im Vergleich zu T_1 sehr klein.

5.2 Bestimmung von Regelkonstanten

5.2.1 Empirische Verfahren

In der Literatur sind mehrere Verfahren angegeben mit denen Regelstrecken charakterisiert werden können und so die Regelkonstanten für ein vorgegebenes Verhalten bestimmt werden können [11].

5.2.1.1 Wendetangenten-Methode

Ein häufig angewendetes Verfahren ist das Wendetangentenverfahren. Dabei wird z.B.

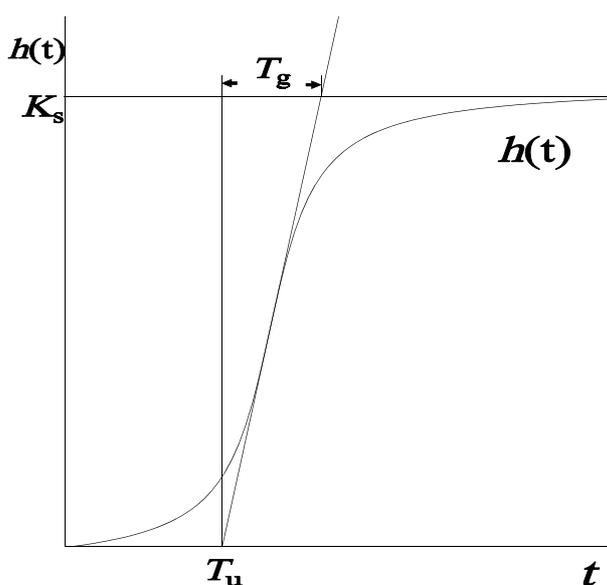


Abb.5.3: Auswertung der Übergangsfunktion nach dem Wendetangentenverfahren.

die Stellgröße (im Fall eines Thermostaten also die Heizleistung) schlagartig geändert und die Reaktion des System beobachtet (Abb. 5.3). Man bestimmt anschließend den Wendepunkt der Übergangsfunktion $h(t)$ und legt an diesen eine Tangente. Der Schnittpunkt der Tangente mit der t -Achse ergibt die sogenannte Verzugszeit T_u , der Schnitt mit der Asymptote der Übergangsfunktion für t gegen Unendlich liefert den Zeitpunkt $T_u + T_g$. Daraus kann dann die Ausgleichszeit T_g ent-

nommen werden. Die Asymptote der Übergangsfunktion entspricht dem Proportionalbeiwert K_s der Regelstrecke.

Man kann nun die Modellübertragungsfunktion $G_M(s)$ benutzen um die Regelstrecke zu beschreiben:

$$G_{M(s)} = K_s \frac{1}{1 + T_1 s} e^{-T_t s} \quad 5.5$$

Diese Funktion bietet eine ungefähre Beschreibung der Sprungantwort eines Systems mit Ausgleich, also für Regelstrecken mit Proportionalverhalten. K_s bezeichnet hierbei die Streckenverstärkung, T_1 die sogenannte Verzögerungszeit und T_t die Totzeit. Mit den ermittelten Parametern und der Modellfunktion können mit Hilfe von Einstellregeln (z. B. Ziegler-Nichols) Reglerkonstanten für die Strecke angepasst werden. Dabei ist T_t gleich T_u , und T_1 gleich T_g zu setzen. Die Reglerkonstanten ergeben sich dann aus Tabelle 5.1:

Tabelle 5.1: Reglerkonstanten aus empirischen Einstellregeln (Ziegler-Nichols)

K_p / WK^{-1}	T_n / s	T_v / s
$\frac{1,2}{K_s} \cdot \frac{T_g}{T_u}$	$2 T_u$	$0,5 T_u$

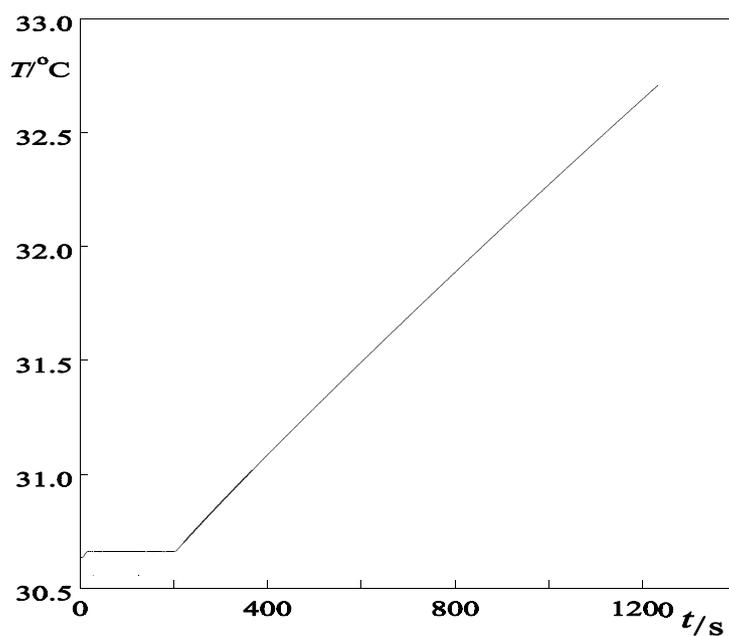


Abb. 5.3: Antwortfunktion des Thermostaten auf sprunghafte Änderung der Heizleistung.

Abbildung 5.3 zeigt die Antwort des Thermostaten auf eine Änderung der Heizleistung. Bei der Messung wurde so vorgegangen, dass das System zuerst auf eine Temperatur eingeregelt wurde um eine Basislinie zu erzeugen. Zum Zeitpunkt t_s wurde dann die Heizleistung auf einen höheren Wert eingestellt. Dann wurde der Temperatur-

verlauf über längere Zeit beobachtet. Wie man an der Abbildung erkennt, zeigt die Übergangsfunktion nur eine recht schwache Krümmung. Die Verzugszeit T_u ist praktisch nicht erkennbar. Durch die schwache Krümmung der Kurve ist auch kaum zu sehen wo der asymptotische Grenzwert der Funktion liegt. Die Modellfunktion (5.5) ist im vorliegenden Fall als Annäherung an die tatsächlichen Verhältnisse offensichtlich nicht gut geeignet. Die Bestimmung der Parameter K_s , T_g und T_u ist mit diesem Bild praktisch nicht möglich, was an der sehr großen Verzugszeit zu liegen scheint. Daher können auf diesem Weg keine Näherungswerte für die PID-Regelkonstanten gewonnen werden.

Die Form der Übergangsfunktion ließe aber auch eine Regelstrecke ohne Ausgleich, also mit integralem Verhalten als Annahme zu. In diesem Fall erfolgt die Bestimmung der relevanten Streckenparameter folgendermaßen (s. Abb. 5.3) [12]:

Wie bei der Wendetangenten-Methode wird zu einem Zeitpunkt t_0 die Stellgröße plötzlich geändert. Anschließend bestimmt man einfach die Steigung der Übergangsfunktion, die nach einer Übergangszeit in eine Gerade einmündet. Die Gerade wird auf die t -Achse verlängert. Aus der Auftragung können nun die beiden Parameter T_u und T_i bestimmt werden. T_u ergibt sich aus dem Schnittpunkt der verlängerten Gerade mit der t -Achse, T_i berechnet sich nach folgender Gleichung:

$$T_i = \frac{\Delta u \Delta t}{\Delta y} \quad 5.6$$

Δu bedeutet hierbei die Änderung des jeweiligen Stellwertes.

Die Auswertung wurde so ausgeführt, dass für die Basislinie und für die eingeschwungene Übergangsfunktion eine Regressionsgerade berechnet wurde. Der Sprung erfolgte bei $t_0 = 200,2$ Sekunden. Der Schnittpunkt der Übergangsfunktion mit der Basislinie liegt bei $t_s = 202,4$ s. Damit ergibt sich T_u zu 2,2 s. Als Änderung des Stellwertes wird hier die Änderung des Ausgabewertes für den DA-Wandler betrachtet. Der Sprung beträgt etwa 10000 (ganz exakt läßt sich der Wert nicht angeben da die Heizleistung beim Erzeugen der Basislinie leicht schwankt). Die Steigung der Regressionsgeraden beträgt 0,0022K/s.

Mit diesen Werten ergibt sich für T_i :

$$T_i = 10000 \cdot (0,0022)^{-1} = 4,545 \cdot 10^6$$

Aus den Werten für T_i und T_u ergeben sich die Werte für die Regelkonstanten nach folgender Tabelle (nur Werte für PI- und- PID-Regler, da P- oder PD- Regler nicht in Frage kommen):

Tabelle 5.2: Bestimmung der Reglerkonstanten

Regler	K_p	T_n	T_v
PI	$0,4 T_I/T_u$	$5 T_u$	--
PID	$0,4 T_I/T_u$	$3,2 T_u$	$0,8 T_u$

Mit den oben ermittelten Parametern ergeben sich folgende Werte:

	K_p	T_n /s	T_v /s
PI-Regler	826000	11	-
PID-Regler	826000	7	1,76

Die Umrechnung in die Parameter des Regelalgorithmus ergibt sich aus Tabelle 4.1:

	K_p	d_i	c_D	d_D
PI-Regler	826000	26300	-	-
PID-Regler	826000	41300	0,176	1710000

Da die Abklingzeitkonstante T_d nicht aus dem Verfahren selbst bestimmt werden kann, wird für sie ein Wert von 0,5 Sekunden eingesetzt. Damit ist T_d größer als $T/2$ und c_D wird positiv [13] Die Werte für d_i und d_D sind zwar recht groß, ergeben aber eine recht brauchbare Regelung, allerdings unter der Bedingung, dass der Integralregler begrenzt wird.

Die Auswertung nach dieser Methode ist allerdings nicht ganz unproblematisch. So hängen z. B. die Steigung der Ausgleichsgerade und die Verzögerungszeit T_u in größerem Maß davon ab, wie viele Messwerte man mitnimmt, d.h. wie lange man die Übergangsfunktion verfolgt, da diese genau genommen keine Gerade darstellt.

5.2.1.2 Reglerkonstanten aus Schwingversuch

Ein weiteres, sehr einfaches Verfahren zur Bestimmung der Reglerkonstanten ist der Schwingversuch. Dabei werden Integral- und Differentialanteil des PID-Reglers abgeschaltet und die Proportionalkonstante K_p wird so weit erhöht, bis das System an seine Stabilitätsgrenze gelangt und eine Dauerschwingung ausführt. Dieser Wert für K_p wird als $K_{p,krit}$ bezeichnet. Die Periodendauer der Dauerschwingung wird als T_{krit} bezeichnet. Aus diesen beiden Parametern können wiederum nach Ziegler und Nichols Werte für die Reglerkonstanten berechnet werden [12]. Die Werte für die Reglerkonstanten ergeben sich aus Tabelle 5.3:

Tabelle 5.3: Reglerkonstanten aus Schwingversuch

Reglertyp	Reglerparameter		
	K_p	T_n	T_v
PI	$0,45K_{p,krit}$	$0,85T_{krit}$	
PID	$0,6K_{p,krit}$	$0,5T_{krit}$	$0,12T_{krit}$

Bild 5.5 zeigt eine solche Schwingung für den Thermostaten. Der Wert von $K_{p,krit}$ beträgt hier $1,5 \cdot 10^6$. Der Wert ist nicht sehr genau zu bestimmen, da die Systemantwort durch die Begrenzung der Heizleistung etwas unempfindlich gegenüber Änderungen von K_p wird, weil die eingebrachte Leistung praktisch nicht mehr zunimmt. Ein höherer Wert für $K_{p,krit}$ würde nicht zu einer größeren Amplitude führen, da die eingebrachte Heizleistung

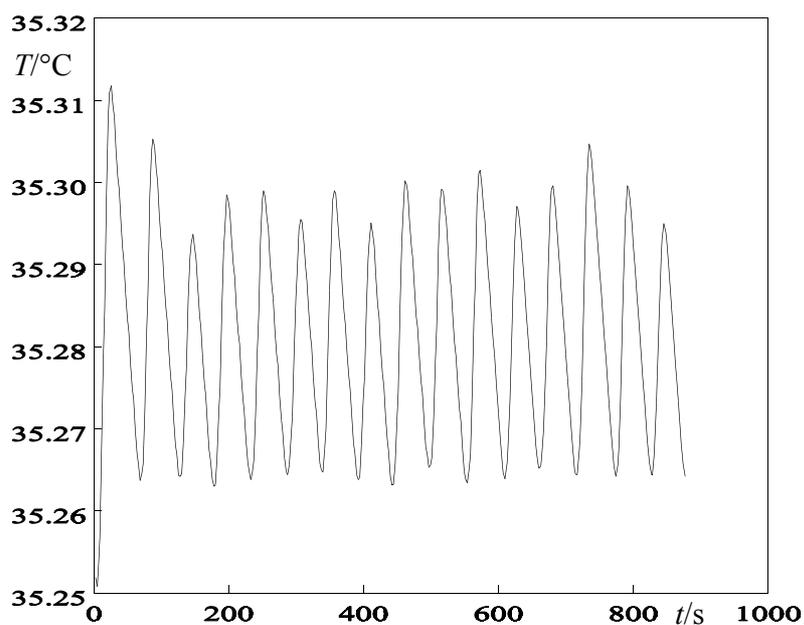


Abb. 5.5: Temperaturkurve bei Schwingversuch.

eher geringer wird. T_{krit} ist dagegen eher unproblematisch, es ändert sich im kritischen

hier $1,5 \cdot 10^6$. Der Wert ist nicht sehr genau zu bestimmen, da die Systemantwort durch die Begrenzung der Heizleistung etwas unempfindlich gegenüber Änderungen von K_p wird, weil die eingebrachte Leistung praktisch nicht mehr zunimmt. Ein höherer Wert für $K_{p,krit}$ würde nicht zu einer größeren Amplitude führen, da die eingebrachte Heizleistung

Bereich kaum mit $K_{p,krit} \cdot T_{krit}$ ergibt sich zu etwa 40 Sekunden.

Die Reglerkonstanten für einen PID-Regler ergeben sich nach Tabelle 4.3 damit zu:

Tabelle 5.4: Numerischer Wert der Regelkonstanten

Regler	K_p	T_N/s	T_V/s
PI	675000	34	-
PID	900000	20	2,4

Berechnet man mit diesen Zahlen wieder die Werte für den PID-Regelalgorithmus, so erhält man folgende Werte:

Tabelle 5.5: Parameter für Regelalgorithmus

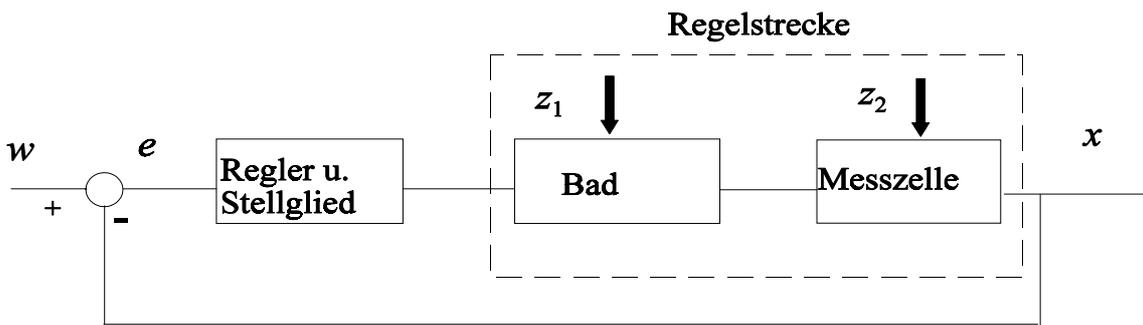
Regler	K_p	d_i	c_D	d_D
PI-Regler	675000	70200	--	
PID-Regler	900000	41300	0,2	2280000

6. Temperaturregelung in einer externen Messzelle

6.1 Grundlegendes

Um die hohe Temperaturstabilität im Bad zu nutzen und gleichzeitig die Solltemperatur vor Ort zu sichern, wurde eine kombinierte Regelung benutzt. Dabei wurde das Hauptaugenmerk auf die Langzeitstabilität gerichtet. Sehr schnelle Temperatursprünge lassen sich auf diese Art nicht ausregeln.

Eine der Schwierigkeiten den Sollwert in der Messzelle zu erhalten, liegt darin, dass die Zelle relativ weit von der Temperiereinheit entfernt ist. Die Folge davon ist das Auftreten von sehr hohen Totzeiten. Bei Verwendung von Messzellen mit hoher Wärmekapazität kommen noch große Verzögerungszeiten dazu. Zusätzlich ist eine Messzelle



- w : Führungsgröße
- e : Regelabweichung
- z_1, z_2 : Störgrößen
- x : Regelgröße

Abb.6.1: Schematische Darstellung des erweiterten Regelkreises.

den Schwankungen der Raumtemperatur stärker ausgesetzt als der Badthermostat (vgl. Gl. 2.1, Kap. 2). Bei Messungen, die bei höheren Temperaturen erfolgen, kommt noch der Wärmeverlust der Zelle an die Umgebung hinzu. Eine vereinfachte Darstellung des Problems zeigt Abb. 6.1. Die Störgrößen z_1 und z_2 greifen an unterschiedlichen Stellen der Regelstrecke an. Diese Faktoren müssen bei der Regelung beachtet werden. Natürlich kann an der Eingriff an der Messzelle nicht schneller erfolgen, als durch die Totzeit vorgegeben ist. Die erste Maßnahme ist daher die Totzeiten möglichst kurz zu halten. Neben kurzen Strecken ist natürlich eine hohe Strömungsgeschwindigkeit der Thermostatisierflüssigkeit wichtig, denn die Totzeit ergibt sich als Quotient aus Streckenlänge und Fließgeschwindigkeit der Thermostatisierflüssigkeit. Aus technischen

Gründen ist die erreichbare Strömungsgeschwindigkeit natürlich begrenzt. Eine zu hohe Pumpenleistung würde zu sehr hohen Drücken führen, was einerseits starke Materialbelastungen hervorrufen würde, und andererseits die Strömungsverhältnisse im Torus durcheinander bringen könnte.

6.2 Einfluss der Streckenparameter auf die Übertragungsfunktion

Die Regelstrecke besteht aus zwei hintereinander geschalteten Einheiten: nämlich dem Bad und der Messzelle. Die Übertragungsfunktion der Messstrecke ergibt sich somit aus dem Produkt der beiden Einzelübertragungsfunktionen:

$$G(s)_{Strecke} = G(s)_{Bad} \cdot G(s)_{Zelle} \quad 6.1$$

Nimmt man für beide Einheiten eine Verzögerungsstrecke erster Ordnung an, so ergibt sich für $G(s)_{Strecke}$

$$\frac{K_1}{1 + T_1 s} \cdot \frac{K_2}{1 + T_2 s} = \frac{K_1 K_2}{1 + (T_1 + T_2)s + T_1 T_2 s^2} \quad 6.2$$

Für die Verzögerungszeitkonstanten ergeben sich aufgrund der sehr unterschiedlichen Wärmekapazitäten von Bad und Messzelle deutlich verschiedene Werte, wobei im allgemeinen gilt: $T_1 \gg T_2$.

Ein anderes einfaches Modell der Übertragungstrecke besteht aus einer Verzögerungsstrecke erster Ordnung mit Totzeit (s. Kap. 4):

$$G_{M(s)} = K_S \frac{1}{1 + T_1 s} e^{-T_D s} \quad 6.3$$

Der Exponentialterm stellt eine transzendente Funktion dar und lässt sich schlecht handhaben. Man kann ihn in erster Näherung durch die Padé-Approximation (s. Kap. 4) ersetzen und erhält:

$$G_M(s) = \frac{K_S \left(1 - \frac{T_D}{2} s\right)}{(1 + T_1 s) \left(1 + \frac{T_D}{2} s\right)} = \frac{K_S \left(1 - \frac{T_D}{2} s\right)}{1 + \left(T_1 + \frac{T_D}{2}\right)s + T_1 \frac{T_D}{2} s^2} \quad 6.4$$

Durch die Totzeiten kommen also Übertragungsglieder zweiter (oder höherer Ordnung) ins Spiel, wodurch das Regelsystem eine Tendenz zum Schwingen entwickelt.

6.3 Verschiedene Regelungsalgorithmen zur Berechnung der neuen Solltemperatur

Als erstes muß berücksichtigt werden, dass die Temperatur in der Messzelle etwas von der Temperatur im Bad abweichen kann. Die Wärmekapazität des Bades ist wesentlich größer als die der Messzelle. Auch ist die Isolierung der Messzelle meistens schlechter, da diese für Messungen zugänglich sein muß (z.B. durch Öffnungen für optische Messverfahren).

Durch die erhöhten Totzeiten bzw. Verzögerungszeiten kann es bei einer neuen Sollwerteneinstellung zum Überschwingen der Meßzellentemperatur kommen. Ferner lässt sich nicht genau vorhersagen, welche Badtemperatur eingestellt werden muß, um die in der Zelle gewünschte Temperatur zu erreichen.

6.3.1 Führung der Solltemperatur von der Starttemperatur an

Daher wird die Solltemperatur verzögert angesteuert, indem eine Art Führungstemperatur eingeführt wird, über die die Temperatur kontinuierlich zum neuen Sollwert geführt wird. Die neue „innere Solltemperatur“ wird mit folgender Gleichung jeweils neu berechnet:

$$T_{n+1}^{neu} = T_n^{neu} + k(T_{Fuehr,n} - T_{Zelle,n}) \quad 6.5$$

T_n^{neu} ist dabei die neue innere Solltemperatur, T_{Zelle} ist die aktuelle Zellentemperatur. k ist eine Konstante die nach Bedarf angepasst werden muß. Dabei muß darauf geachtet werden, dass k so gewählt wird, dass die Badtemperatur der Führungsgröße folgen kann. T_{Fuehr} ist die Temperaturfunktion über die die Temperatur in der Messzelle zur Solltemperatur geführt wird. Diese wird nach Gl. 5.4 vorgegeben:

$$T_{Fuehr} = \begin{cases} mt + T_{Start} & ; T > T_{Grenz} \\ T_{Grenz} - \exp(m \cdot (t - t_0) + (T_{Soll} - T_{Grenz})) & ; T < T_{Grenz} \end{cases} \quad 6.6$$

Für größere Entfernungen zur Solltemperatur wird eine Geradenfunktion zur Führung der Temperatur benutzt, ab einer bestimmten Grenztemperatur geht die Gerade dann in

eine Exponentialfunktion über. Dadurch wird eine „sanfte“ Annäherung an den Sollwert

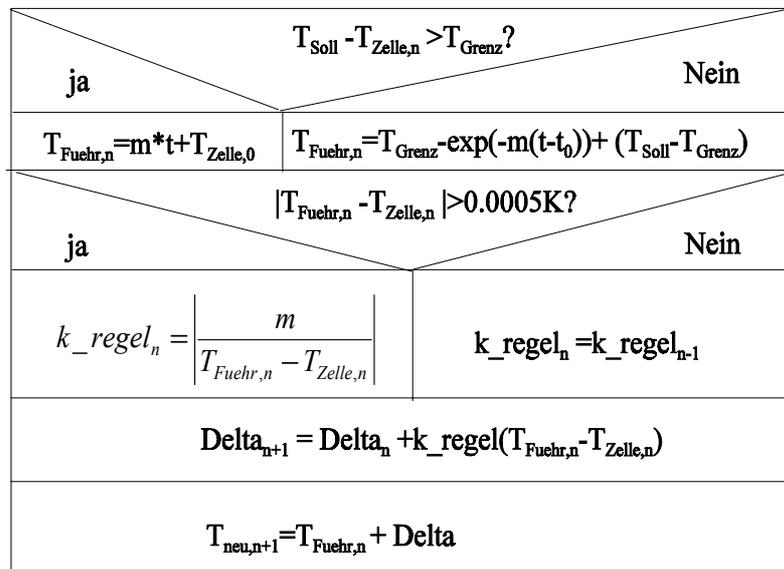
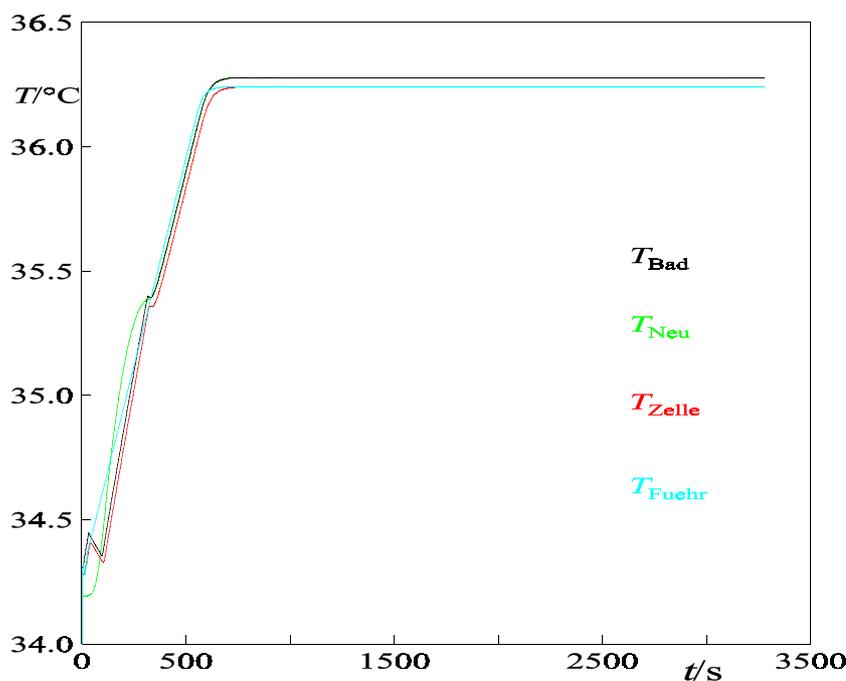


Abb. 6.2: Regelalgorithmus mit Führung der Solltemperatur.

erreicht. Der Übergang in die Exponentialfunktion erfolgt hier stetig, d.h. ohne Sprung, so dass keine Instabilitäten auftreten. Für $t-t_0$ gleich 0 ist die Steigung der e-Funktion gleich m , also gleich der Steigung in der Geradengleichung. Abb. 6.2 zeigt den Algorithmus für die Führung der Temperatur.



Die Steigung m der Führungsfunktion wird hier vorgegeben. Delta ist eine integrale Größe, durch die die Abweichung zwischen Führungstemperatur und Temperatur in der Messzelle minimiert wird. Die Größe k_{regel} wird anhand der Abweichung zwischen Soll

Abb. 6.3: Verlauf der wichtigsten Regelgrößen bei Führung der Soll- und Isttemperatur.

der Messzelle variiert um das Folgeverhalten der Führungstemperatur zu verbessern. Abb.6.3 zeigt den Verlauf der wichtigsten Größen. Wie zu erkennen ist erfolgt auf diese Weise kein Überschwingen der Temperatur. Die gewünschte Temperatur wird auch einigermaßen schnell erreicht. Allerdings besitzt dieses Verfahren auch einen Nachteil. Die Steigung m wird vorgegeben. Sie wird aus Abschätzungen der maximalen positiven bzw. negativen Temperaturänderung gewonnen.

Da die Änderung der Temperatur u.a. vom Temperaturbereich in dem man sich befindet und von der momentanen Kühlrate abhängt, kann sie nicht immer dem wirklichen Maximalwert entsprechen. Dadurch erfolgt die Einstellung einer neuen Solltemperatur nicht immer mit der maximalen Geschwindigkeit.

6.3.2 Führung der Temperatur ab einer vorgegebenen Grenztemperatur

Um dieses Problem zu umgehen, wird in einer geänderten Programmversion so vorgegangen, dass bei größeren Temperaturveränderungen mit Volllast geheizt wird. Ab einer vorgegebenen Temperaturdifferenz wird die Führungstemperatur dann nach einer vorgegebenen Funktion geleitet. Der Übergang wird so durchgeführt, dass der Zeitpunkt, zu dem die Temperatur die vorgegebene Grenze erreicht, gleich Null gesetzt wird, und die Steigung der wirklichen Temperaturfunktion als Anfangssteigung der Führungsfunktion gesetzt wird. Dazu wird vorher laufend der Mittelwert der Steigung gebildet. Abb. 6.4 zeigt die geänderte Programmversion.

$ T_{\text{Soll}} - T_{\text{Zelle},n} < T_{\text{Grenz}}?$	
ja	nein
$\begin{aligned} m_0 &= m_T \\ t_0 &= t_n \end{aligned} \left\{ \begin{array}{l} \text{nur beim ersten-} \\ \text{mal ausführen} \end{array} \right.$ $T_{\text{fuhr},n} = T_{\text{Grenz}} \exp(-10m_0(t-t_0)) + T_{\text{Soll}}$	$\bar{m}_T \text{ ermitteln}$
$\Delta_{n+1} = \Delta_n + 0.03 (T_{\text{Fuhr}} - T_{\text{Zelle}})$	
$T_{\text{neu},n+1} = T_{\text{Start}} + \Delta_{n+1}$	
$e_k = T_{\text{neu},n+1} - T_{\text{bad},n+1}$	

Abb. 6.4: Programmversion in der die Temperatur erst ab einer vorgegebenen Grenztemperatur geführt wird.

Leider lässt sich auch auf diese Weise ein Schwingen der Temperaturkurve nicht ganz vermeiden, wie der Verlauf der relevanten Größen in Abb. 6.5 zeigt. Das Überschwingen erfolgt in diesem Fall allerdings vor dem Erreichen der erwünschten Solltemperatur. Ein gewisser Zeitgewinn wird hier also auch erzielt. Der Faktor 0.03 in der Berechnung von Delta entspricht auch hier einer Integrationskonstanten. Auch in diesem Fall müssen also bestimmte Konstanten „von Hand“ eingesetzt werden, was eigentlich unbefriedigend ist.

Das leichte Abknicken der Steigung der Temperaturkurve bei etwa 200 Sekunden rührt

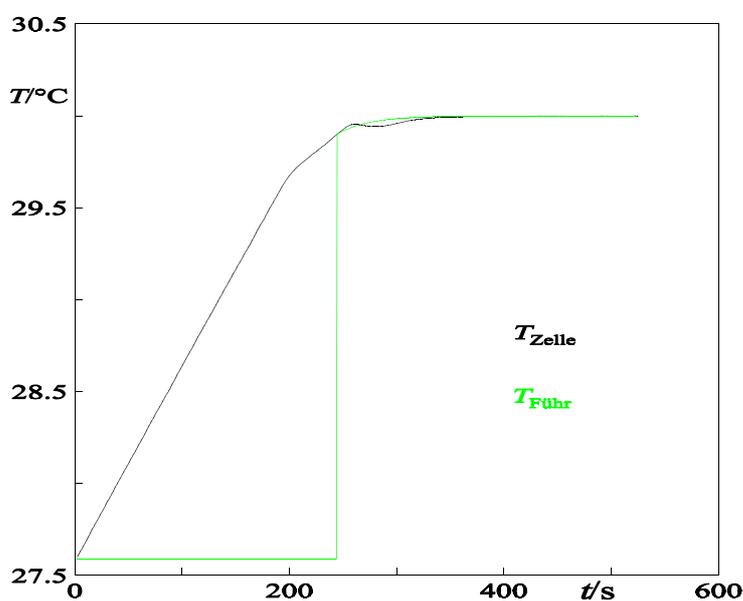


Abb. 6.5: Verlauf der Messzellentemperatur und der Führungstemperatur bei Führung ab einer vorgegebenen Grenztemperatur.

daher, dass die Peltierelemente beim Aufheizen durch Umpolung der Speisespannung zusätzliche Wärme zuführen. Diese zusätzliche Heizung wird einige Zeit vor Erreichen des Sollwertes abgeschaltet, da dieses System eine gewisse Trägheit besitzt und anderenfalls die Temperatureinstellung behindern würde.

Bei kleinen Temperaturänderungen (unter einem Kelvin) werden die Peltierelemente nicht zum Heizen eingesetzt.

Die Heizleistung, die die Peltierelemente zusätzlich einbringen, kann auch nicht exakt vorgegeben werden, da sie von verschiedenen Größen abhängt, die nicht genau bekannt sind, wie z.B. die Temperatur des Kühlwassers (bzw. in diesem Fall eigentlich des „Heizwassers“) oder des Temperaturgradienten zwischen Heiß- und Kaltseite des Peltierelements. Zusätzlich gilt auch hier, dass die Trägheit der Peltierelemente sich eher störend bemerkbar machen würde.

6.3.3 Verstärkungsadaption auf Basis einer normierten Regelabweichung

Bei diesem Verfahren wird die Reglerverstärkung durch die Größe der Abweichung des Istwertes vom Sollwert definiert [13]. Der Regelalgorithmus für das Verfahren hat folgende schematische Form:

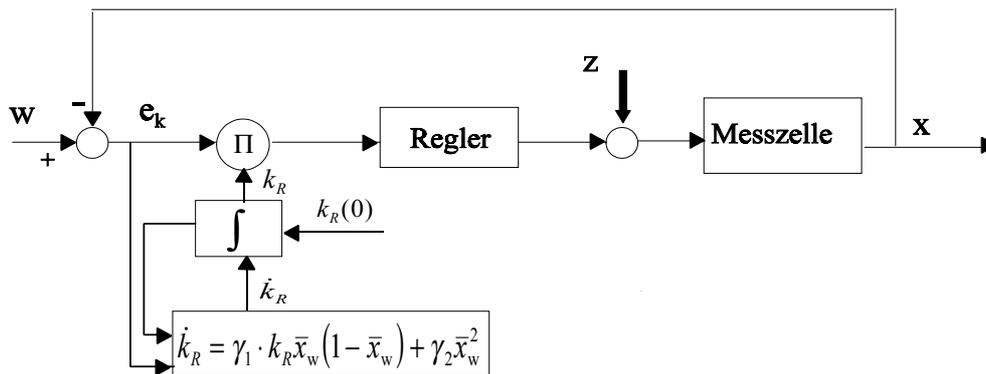


Abb. 6.6: Regelung mit Verstärkeradaption durch normierte Regelabweichung.

Die Reglerverstärkung wird durch Gl. 6.7 festgelegt:

$$\begin{aligned} \dot{k}_R &= \gamma k_R \bar{x}_w (1 - \bar{x}_w) \\ \bar{x}_w &= \frac{x_w}{M} \end{aligned} \quad 6.7$$

k_R ist die Regelkonstante, γ ist eine Adaptionskonstante, und M ist die über einen bestimmten Betrachtungszeitraum ermittelte größte Regelabweichung.

Um zu verhindern dass die Regelkonstante k_R zu klein wird, ist es nützlich einen Zusatzterm einzufügen:

$$\dot{k}_R = \gamma_1 k_R \bar{x}_w (1 - \bar{x}_w) + \gamma_2 \bar{x}_w^2 \quad 6.8$$

Der zweite Summenterm ist immer positiv. Durch geeignete Wahl des Verhältnisses von γ_1 zu γ_2 kann verhindert werden dass k_R zu klein wird und die Adaptionsschleife ihre Wirksamkeit verliert.

Dieser empirische Algorithmus wurde direkt an der Apparatur zur Messung der Cotton-

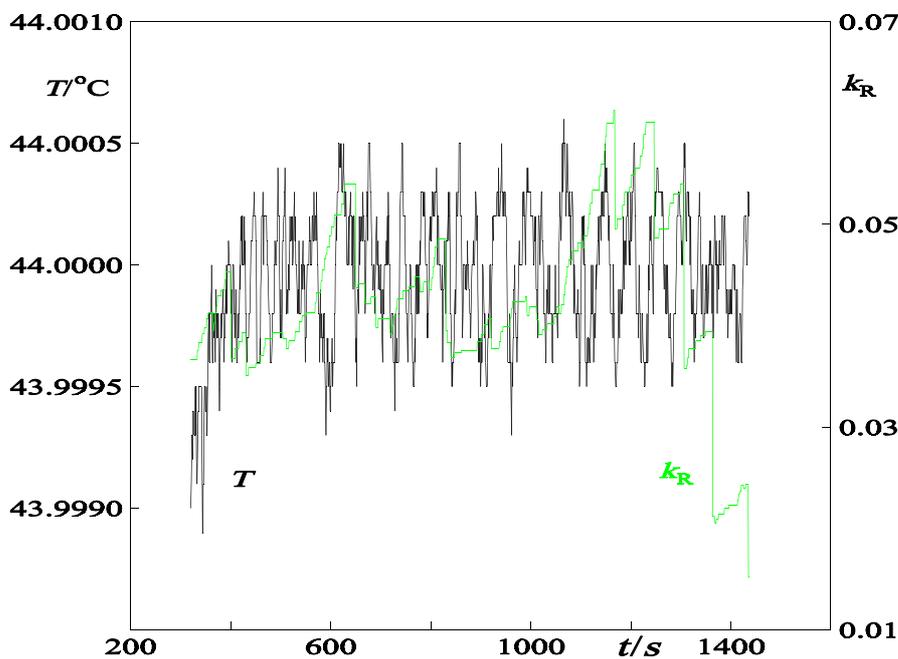


Abb. 6.7: Verlauf von Temperatur in der Messzelle und der Regelungsverstärkungskonstanten k_R .

Das Regelverhalten des Algorithmus zeigte recht gute Ergebnisse. Abb. 6.7 zeigt exemplarisch den Verlauf der Temperatur in der Messzelle und der Verstärkungskonstante k_R . Der Anfang der Temperaturkurve zeigt noch den Einschwingvorgang der Temperatur in der Messzelle. Die Werte für die Konstanten des Regelalgorithmus betragen 0,05 für γ_1 und 0,001 für γ_2 . Sie wurden durch ausprobieren ermittelt, sind also nicht unbedingt optimal. Es gibt aber keine Vorschrift oder Anleitung zur Bestimmung ihrer bestmöglichen Werte, was oft eine Schwäche von solchen empirischen oder semiempirischen Methoden darstellt. Es wäre daher sehr wünschenswert, das Verhalten des Thermostaten genauer zu kennen und es mathematisch exakter beschreiben zu können. Die Nachführung der Temperatur erfolgt hier auch durch Anpassung der Führungstemperatur im Badthermostaten.

Mouton Konstante [2] getestet.

Das Regelverhalten des Algorithmus zeigte recht gute Ergebnisse. Abb. 6.7 zeigt exemplarisch den Verlauf der Temperatur in der Messzelle und der Verstärkungskonstante k_R . Der Anfang der Tempe-

raturkurve zeigt noch den Ein-

7. Parameteradaption

7.1 Einfaches Vergleichsmodell des Thermostaten

Mit Hilfe des frei zugänglichen Simulationsprogramms Scilab[11] wurde versucht das unregelte Verhalten des Thermostaten mit einem einfachen Vergleichsmodell nachzuvollziehen. Das Programm ermöglicht es, mit Hilfe einer graphischen Oberfläche technische Abläufe nachzubilden und vereinfacht damit die Darstellung komplexer Abläufe. Durch die relativ einfache Handhabung und die sehr übersichtliche graphische Programmiermethode lassen sich so auch aufwendigere Modelle konstruieren. Somit sollte es möglich sein, durch Vergleich der gemessenen mit den simulierten Werten auf die Streckenparameter zu schließen.

Um das Übertragungsverhalten der Regelstrecke zu modulieren, wurden drei unterschiedliche Modellstrecken betrachtet: einmal eine Verzögerungsstrecke mit Totzeit (Gl. 5.1), eine Verzögerungsstrecke erster Ordnung (Gl. 4.15) und eine Verzögerungsstrecke zweiter Ordnung. Diese wurden mittels inverser Laplace-Transformation in die entsprechenden Übergangsfunktionen umgerechnet, wobei für Gl.5.1 die Pade'-Näherung (Gl.4.14) verwendet wurde. Anschließend wurde eine mit dem Thermostaten aufgenommene Sprungantwort verwendet, um mit Hilfe eines Marquardt-Fits für die Modellfunktion optimale Parameter zu ermitteln. Für die Übertragungsfunktion mit Totzeit ergibt sich als Sprungantwort:

$$G(s) = \frac{K_s \left(1 - \frac{T_T}{2}\right)}{(1 + T_1 s) \left(1 + \frac{T_T}{2}\right)} \frac{\Delta P}{s}$$

$$\text{mit } \frac{T_T}{2} = T'_T \tag{7.1}$$

$$h(t) = K_s \left(1 + \frac{2e^{-\frac{t}{T'_T} T'_T}}{T_1 - T'_T} - \frac{e^{-\frac{t}{T_1} (T_1 - T'_T)}}{T_1 - T'_T} \right) \cdot \Delta P$$

ΔP ist die sprunghafte Änderung der Heizleistung.

(Totzeiten können zwar grundsätzlich mit Schieberegistern nachmoduliert werden, dabei

ist es aber nicht möglich eine Totzeit per Marquardt-Fit anzupassen).

Für die Übertragungsfunktion zweiter Ordnung erhält man:

$$G(s) = \frac{K_S}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} \frac{\Delta P}{s}$$

$$h(t) = K_S \left(\frac{T_1 - e^{-\frac{t}{T_1}} + (e^{-\frac{t}{T_1}} - 1)T_2}{T_1 - T_2} \right) \cdot \Delta P$$

7.2

Die Übertragungsfunktion für das Bad enthält neben der Verzögerungszeit für das eigentliche Bad (T_1) mindestens noch ein Verzögerungsglied für das Thermometer (T_2), wobei gilt ($T_1 \gg T_2$), so dass sich diese Übertragungsfunktion gut begründen lässt.

Um Werte für K_S , T_1 , T_2 und T_T zu erhalten wurde exemplarisch die Sprungantwort aus Kap. vier (Abb. 4.9) genommen und mit Hilfe eines Marquardt-Fits wurden die beiden Testfunktionen angepasst. Für die Parameter ergaben sich folgende Werte:

Tabelle 7.1: Optimierte Parameter für Übertragungsfunktionen aus Sprungantwort.

Übertragungs-fkt.	K_S	T_1	T_2	T_T
$G_1(s)$	0.078	6335	-	-
$G_2(s)$	0,067	5192	4,3	-
$G_T(s)$	0,069	5380	-	3,4

Die Verwendung einer Verzögerungsstrecke dritter Ordnung brachte keine spürbaren Verbesserungen der Ergebnisse.

7.2 Vergleiche zwischen Messungen und Simulation

Im folgenden sollen einige Vergleiche zwischen am realen Thermostaten gemessenen und am Modell simulierten Werten dargestellt werden. Dabei soll das Modell mit

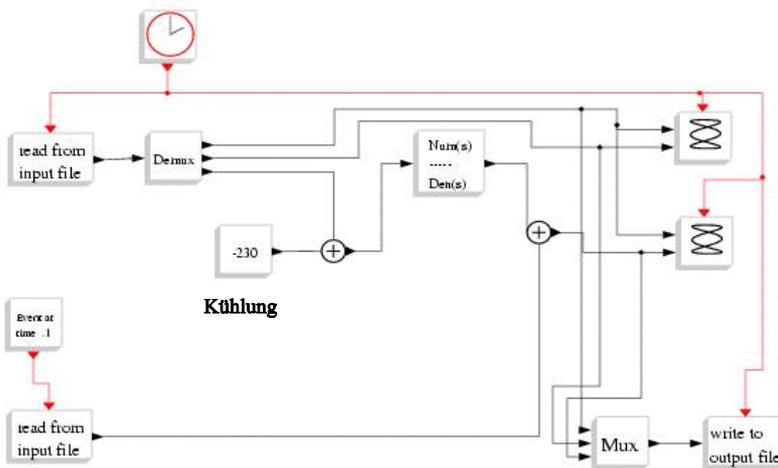


Abb. 7.1: Einfaches Programm zum Vergleich zwischen Messdaten und Modellstrecke.

möglichst wenig freien Parametern einen großen Bereich abdecken. Ein einfaches Vergleichsmodell zeigt Abb. 7.1. Mit Hilfe dieses kleinen Programms können mit dem Thermostaten aufgezeichnete Daten eingelesen werden und mit einer einfachen Modellstrecke verglichen werden. Da über die Kühlleistung keine exakten Werte vorliegen, wird diese aus den Messkurven abgeschätzt indem die Heizleistung im Bereich annähernd konstanter Temperaturen betrachtet wird, da Wärmez- und abfluss dort etwa gleich sind. Das Programm liest Zeit, Temperatur und Heizleistung von einem mit dem Thermostaten abgespeicherten Datenfile ein. Die Heizleistung wird auf eine lineare Übertragungsstrecke gegeben. Mit der zweiten Einleseroutine wird die erste gemessene Temperatur eingelesen und hinter der linearen Strecke addiert. Dies ist notwendig, da die Übertragungsstrecke integrale Anteile enthält. Eine andere Möglichkeit wäre, den ersten Wert zu subtrahieren, so dass die Anfangstemperatur 0°C betragen würde (die absolute Temperatur spielt hier keine Rolle, sondern nur die Abweichungen von einem mittleren Wert). Die Uhr gibt die Zeitintervalle vor, zu denen Werte berechnet werden. Die Zeitintervalle betragen 0,7 Sekunden, was etwa den Einleseintervallen des Thermometers entspricht.

Von besonderem Interesse ist der Vergleich der Modellübertragungsfunktionen mit anderen Testmessungen (z.B. mit sinusförmiger Variation der Heizleistung).

Dieser Vergleich wurde mit der Übertragungsfunktion zweiter Ordnung und der Übertragungsfunktion mit Totzeit ausgeführt. Die Vergleiche sind im Anhang (11.4) dargestellt. Man sieht, dass zwischen den beiden Modellfunktionen praktisch kein Unter-

schied besteht, obwohl die Totzeitfunktion im Zähler einen Dämpfungsterm enthält. Wahrscheinlich ist dieser bei den kleinen Totzeiten, die in der Funktion auftreten zu klein um hier ein wesentlich anderes Verhalten hervorzurufen. Ansonsten sind die Funktionen auch keine gute Näherung, da die Abweichungen doch deutlich sind. Ein Teil dieser Abweichung geht auf den Anstieg der Badtemperatur zurück, der vermutlich wie bereits erwähnt auf ein Ungleichgewicht zwischen den Wärmeflüssen zurückzuführen ist. Auch die nichtlineare Heizkennlinie führt zu Abweichungen.

Zum Vergleich wurde eine der Systemantworten bei sinusförmiger Anregung mit einer Übertragungsfunktion erster Ordnung mittels Marquardt-Fit angepasst. Auch dazu wurde die entsprechende Zeitfunktion mit Hilfe des Mathematikprogramms Mathematica durch inverse Laplace-Transformation ermittelt. Es ergibt sich für $G(s)$ bzw. $h(t)$:

$$G(s) = \frac{\omega}{\omega^2 + s^2} \frac{K_s}{1 + T_1 s} \Delta P_{max}$$

7.3

$$h(t) = K_s \frac{\omega e^{-\frac{t}{T_1}} T_1 - \omega T_1 \cos(\omega t) + \sin(\omega t)}{1 + \omega^2 T_1^2} \Delta P_{max}$$

Führt man die Rechnung am Beispiel einer gemessenen Antwort des Thermostaten auf eine Antwort auf eine sinusförmige Anregung mit ω gleich 0.01 s^{-1} aus, so erhält man für T_1 12428 s und für K_s 0,163 K/W. Die Zahlen unterscheiden sich also sehr stark von den aus der Sprungantwort gewonnenen Werten (Tab.7.1). Ein Vergleich zwischen simulierten und realen Werten zeigt Abb. 11.6 im Anhang.

Möglicherweise reicht eine Übertragungsfunktion erster Ordnung in diesem Fall nicht mehr aus. Bei Übertragungsfunktionen wie $G_2(s)$ oder $G_T(s)$ wird die Übergangsfunktion bei sinusförmigem Eingangssignal aber zu kompliziert um sie noch ohne größere Probleme fitten zu können. Es wäre auch möglich, dass die Temperaturkurven zu stark gestört sind um eindeutige Ergebnisse zu liefern. Offensichtlich ist dieses Verfahren nicht geeignet um die Systemparameter zumindest näherungsweise zu bestimmen, da die ermittelten Konstanten sehr stark signalabhängig sind.

7.3. Parameteradaption mit parallelem Modell

Eine schon seit längerem bekannte Methode zur adaptiven Anpassung von Parametern

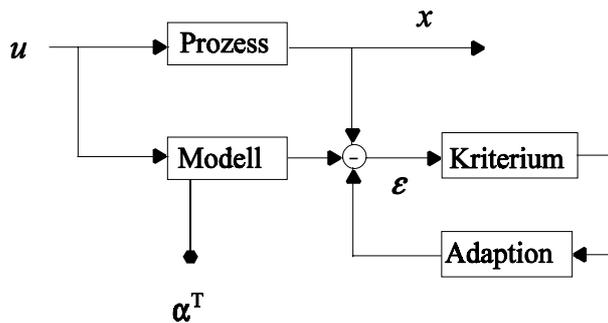


Abb. 7.2: Schema einer Parameteradaption mit parallelem Prozessmodell.

an die Gegebenheiten eines Regelkreises ist das Gradientenverfahren. Dabei wird ein Modell der Regelstrecke entworfen, welches mit der realen Strecke verglichen wird. Das Modell enthält einen oder mehrere freie Parameter, die variiert werden können. Die zwischen Modell und realer Strecke auftretenden Abweichungen werden minimiert, so dass die Modellparameter eine möglichst gute Anpassung zwischen Modell und Regelstrecke ergeben. Dieses Verfahren funktioniert natürlich umso besser je näher das Modell der wirklichen Strecke kommt. Außerdem dürfen die Werte der Modellparameter nicht zu weit von den optimalen Werten entfernt sein. Abbildung 7.2 zeigt das Grundschaema [16].

Es soll nun der quadratische Mittelwert des Fehlers minimiert werden:

$$I(\alpha^T) = M\{\overline{\varepsilon^2(\alpha^T, t)}\} = \min \quad 7.4$$

α^T ist der Vektor der zu optimierenden Parameter, ε ist das Fehlersignal als Funktion der Parameter und der Zeit:

$$\varepsilon(\alpha^T, t) = x - x_M(\alpha^T, t) \quad 7.5$$

Damit ergibt sich nach dem Gradientenverfahren für den optimalen Parametervektor des Prozesses:

$$\alpha(t) = \alpha(0) - h \int_0^t \overline{\nabla[\varepsilon^2(\alpha^T, t)]} \quad 7.6$$

Das ∇ ist der Nabla-Operator, der die partiellen Ableitungen von ε nach den α^T symboli-

siert und die Integrationskonstante h ist hier eine reziproke Zeitkonstante. Nach einigem Umformen erhält man schließlich:

$$\alpha(t) = \alpha(0) + 2h \int_0^t \varepsilon(a^T, t) \nabla x_M(a^T, t) dt \quad 7.7$$

Diese Gleichung stellt schließlich die Rechenvorschrift für die Adaptionseinrichtung dar. Ein Nachteil des Verfahrens liegt darin, dass die partiellen Ableitungen benötigt werden. Bei geschickter Handhabung der Signalflüsse lassen sich die Ableitungen aber direkt aus dem Modell entnehmen, so dass die Ableitungen nach der Zeit nicht mehr explizit berechnet zu werden brauchen. Bei Isermann [14] wird die Integrationszeitkonstante h durch die sogenannten Verstärkungsfaktoren k_i ersetzt.

Eine verhältnismäßig einfache Modellfunktion, welche für viele Fälle anwendbar ist, ist die bereits erwähnte, und in Kapitel 5 zur empirischen Bestimmung der Regelkonstanten verwendete Übertragungstrecke erster Ordnung mit Totzeit:

$$G_M = \frac{K_S}{1 + T_1 s} e^{-T_T s} \quad 7.8$$

Sie enthält drei unabhängige Parameter: K_S , T_1 und T_T . Die partiellen Ableitungen der Funktion nach diesen drei Größen ergeben sich zu:

$$\begin{aligned} \frac{\partial G_M}{\partial K_S} &= \frac{1}{1 + T_1 s} e^{-T_T s} = \frac{G_M}{K_S} \\ \frac{\partial G_M}{\partial T_1} &= -\frac{K_S \cdot s}{(1 + T_1 s)^2} e^{-T_T s} = -G_M \frac{s}{1 + T_1 s} \\ \frac{\partial G_M}{\partial T_T} &= -\frac{K_S \cdot s}{1 + T_1 s} e^{-T_T s} = -s G_M \end{aligned} \quad 7.9-7.11$$

Die Struktur des adaptiven Systems ist in Abb. 7.3 dargestellt. In der Abbildung sind auch die Signalflüsse zu sehen. Das Eingangssignal u wird aufgeteilt und parallel auf die reale Strecke und auf das Modell gegeben. Anschließend wird aus den beiden Ausgangssignalen das Differenzsignal x gebildet. Dieses wird mit der reziproken In-

tegrationszeitkonstanten $2h$ multipliziert (s. Gl. 7.6).

$T_1(0)$, $T_T(0)$, und $K(0)$ sind die Startwerte für die drei Parameter der Übertragungsfunktion des Systems.

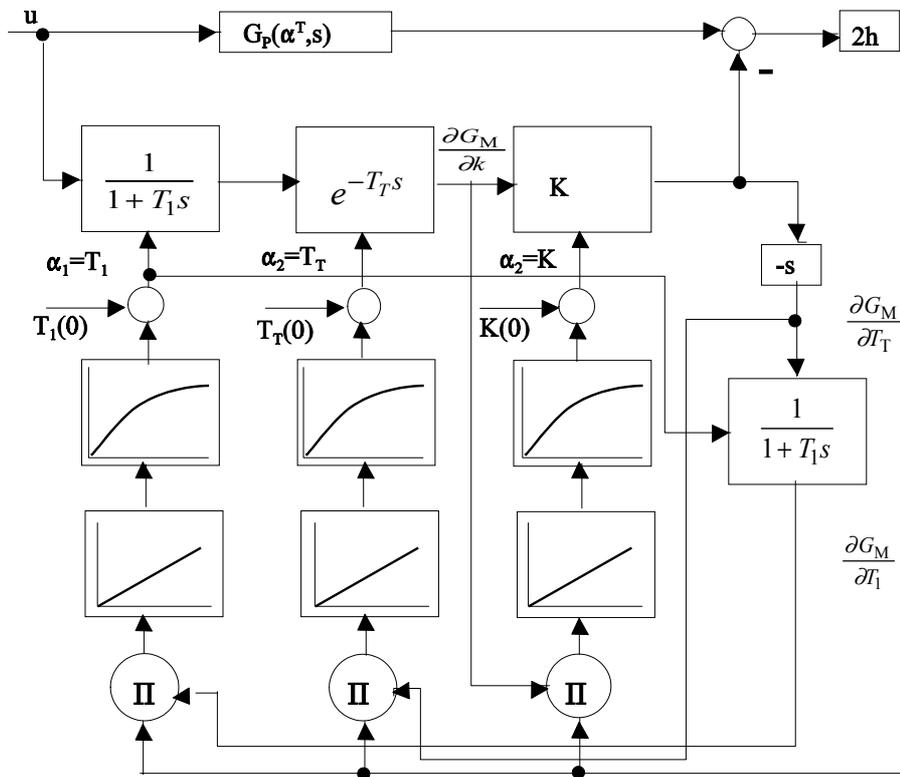


Abb. 7.3: Graphische Darstellung der Parameteradaption mit parallelem Modell.

Ungünstig an diesem Modell ist das Totzeitglied, welches keine rationale Funktion darstellt. Ein Ersetzen dieser Funktion z. B. durch die Padé-Approximation würde zu einer wesentlich komplizierteren Ableitung nach dem Parameter T_T führen.

Aus diesem Grund wurde das Verfahren an einem noch einfacheren Modell ausprobiert, der bereits mehrfach verwendeten Verzögerungsfunktion erster Ordnung. Ersetzt man G_M in Gl.7.9 und 7.10 durch diese, so bleiben die rechten Seiten dieser Gleichungen erhalten. Um die Parameter variieren zu können, wurde die Übertragungsfunktion und ihre partiellen Ableitungen in lineare Form gebracht.

$$\begin{aligned} dx &= A \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x + D \cdot u \end{aligned}$$

7.10

Hierbei ist x der Zustandsvektor des Systems, u ist das Eingangssignal und y das Ausgangssignal des linearen Systems. A , B , C und D sind Matrizen, deren Form von der verwendeten Übertragungsfunktion abhängt (Tab.7.2).

Tabelle 7.2: Übertragungsfunktionen und die Matrizen ihrer linearen Darstellung

$G(s)$	A	B		D
$\frac{K_s}{1 + T_1 s}$	$-\frac{1}{T_1}$	$\sqrt{\frac{K_s}{T_1}}$	$\sqrt{\frac{K_s}{T_1}}$	0
$\frac{1}{1 + T_1 s}$	$-\frac{1}{T_1}$	$\sqrt{\frac{1}{T_1}}$	$\sqrt{\frac{1}{T_1}}$	0
$\frac{-sK_s}{(1 + T_1 s)^2}$	$\begin{pmatrix} \frac{2}{T_1} & \frac{1}{T_1} \\ \frac{1}{T_1} & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \sqrt{K} \\ \frac{1}{T_1} \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\frac{\sqrt{K}}{T_1} & 0 \end{pmatrix}$	0

Die Rechnung wurde mit Mathematica ausgeführt. Es zeigte sich jedoch, dass das Verfahren im vorliegenden Fall nur sehr begrenzt einsetzbar ist. So gelang es selbst mit einem Modell erzeugten Daten nicht problemlos, die Parameter anzupassen, obwohl in diesem Fall die Übertragungsstrecke exakt vorgegeben war. Das Einschwingverhalten der Parameter hängt sehr empfindlich von der Wahl der Verstärkungsfaktoren k_i für die einzelnen Parameter ab. Zu große Werte für k_i führen zum Schwingen der Parameter und damit zu Instabilität, zu kleine Werte führen zu einem zu langsamen Einschwingen.

Um das Verhalten zu testen wurde ein Parameter auf den Wert des Modells, also praktisch auf den richtigen Wert eingestellt, und der andere etwas vom Modell abweichend eingestellt, so konnte für k_i ein Wert gefunden werden, mit dem der Parameter sich recht gut auf den „richtigen“ Wert einstellte. Sowohl für die Verzögerungszeit T_1 , als auch für die Proportionalitätskonstante K_s fand der Algorithmus den vorgegebenen Wert. Wurde jedoch versucht beide Parameter gleichzeitig zu optimieren, so wurde das Ergebnis deutlich schlechter (s. Abb. 11.6 - 11.8 im Anhang). Die Parameteränderungen beeinflussen sich offenbar gegenseitig. Zusätzlich hängt die Konvergenz des Algorithmus auch noch von der Form des Eingangssignals ab. Möglicherweise stellen auch die

großen Unterschiede in den Größenordnungen zwischen den Parametern ein Problem dar. Während K_s im Bereich weniger Hundertstel (K/W) liegt, beträgt der Wert von T_1 mehrere 1000 (Sekunden).

Es ist zu vermuten, dass diese Probleme bei komplexeren Funktionen mit einer größeren Zahl von Parametern noch größer werden. Aus den gegebenen Tatsachen muß gefolgert werden, dass die Methode zur Optimierung der Parameter wegen ihrer Empfindlichkeit im vorliegenden Fall nicht geeignet zu sein scheint. Eine Möglichkeit die gegenseitige Beeinflussung der Parameter zu verhindern, ist die Verwendung von orthogonalisierten Teilmodellen, deren Signale nicht korreliert sind [14]. Diese Methode funktioniert jedoch nur in besonderen Fällen. Deswegen und wegen ihrer Aufwändigkeit wurde auf den Versuch verzichtet sie zu testen.

8.1 Simulation eines Thermostaten

Es soll versucht werden mit Hilfe von Scilab ein einfaches Modell eines Thermostaten mit Regelung zu entwerfen.

Abb. 8.1 zeigt ein solches Modell. Die Kästchen besitzen verschiedene Funktionen. Sie erzeugen z.B. Signale, wie die Uhren, die Synchronisierungssignale produzieren. Der Rechtecksignalgenerator wurde benutzt um einen Sprung in der Solltemperatur hervorgerufen und so das Sprungverhalten zu untersuchen. Andere Kästchen beeinflussen die

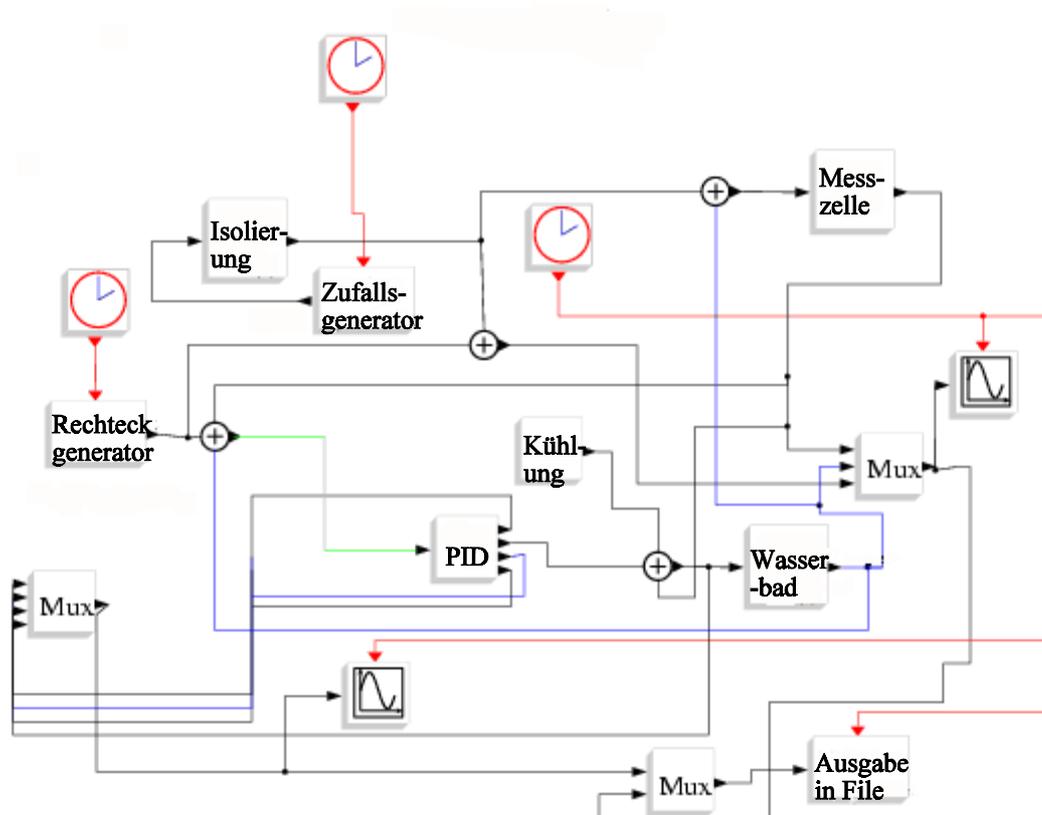


Abb. 8.1: Graphische Darstellung eines simulierten Thermostaten. Die Darstellung stammt aus dem Scilab Grafikeditor.

Signale. So stellen die mit Wasserbad oder mit Zelle bezeichneten Kästchen Übertragungsfunktionen dar, die den entsprechenden Regelstrecken zugeordnet sind. Für das Bad und für die Messzelle wurden als Übertragungsfunktionen gewählt:

$$G(s)_{\text{Bad}} = \frac{0.069}{1 + 5380s}$$

$$G(s)_{\text{Zelle}} = \frac{1}{1 + 10s}$$
8.1

Die gesamte Übertragungsfunktion ergibt sich als Produkt aus $G(s)_{\text{Bad}}$ und $G(s)_{\text{Zelle}}$. Durch die relativ kleine Verzögerungszeit von 10 Sekunden wird der Tatsache Rechnung getragen, dass die Wärmekapazität der Messzelle für die Cotton-Mouton-Konstante wesentlich kleiner ist als die des Thermostaten. Bei Verwendung einer größeren Messzelle wird T_2 natürlich wesentlich größer. Die etwas „krummen“ Zahlen für das Wasserbad ergaben sich durch Anpassung der Parameter an die Übergangsfunktion des Thermostaten (s. Kap. 4).

Der mit PID bezeichnete Block stellt eine Zusammenfassung von mehreren Funktionsblöcken dar (Abb. 8.2). Der Regler wird durch eine Parallelschaltung von drei Über-

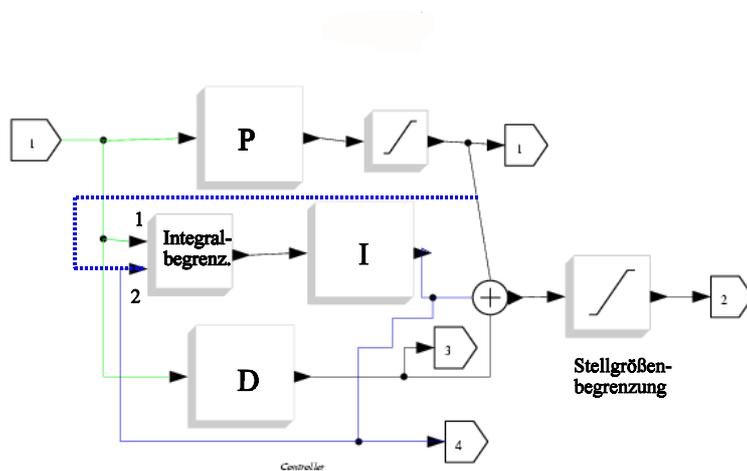


Abb. 8.2: Simulation eines PID-Reglers.

Kästchen dienen der Ein- und Ausgabe von Signalen und damit zur Verbindung mit der übrigen Simulation. Die verwendeten Übertragungsfunktionen sind in Tabelle 8.1 dargestellt. Sie entsprechen den beim Thermostaten verwendeten Werten.

Tabelle 8.1: Übertragungsfunktionen des PID-Reglers

Regler	P	I	D
$G(s)$	10^6	$\frac{10000}{s}$	$\frac{3 \cdot 10^6}{1 + 0,01s}$

Eine einfache Integralbegrenzung wird mit Hilfe eines kleinen Programms realisiert, das

tragungsfunktionen dargestellt, eine für jeden Teilregler (s. Kap. 4.1.3.4) Dazu kommen noch einige Zusatzfunktionen. So sind die Stellgrößenbeschränkungen notwendig um die Begrenzung der Heiz- bzw. Kühlleistung nachzubilden. Dazu kommt noch eine Begrenzung des Integralreglers (Anti-Windup-Reset). Die nummerierten

mit der Funktion „Scifunc“ in die Simulation eingefügt wird:

```
y1 =u1
if (u2 > 30000) & (u2>0) then y1 =0
end
if (u2 <0) & (u1<0) then y1 =0
end
```

u_1 ist die Differenz aus Soll- und Istwert die auf den PID-Regler gegeben wird. Wegen der parallelen Struktur des Reglers wird diese auf die drei Teilregler geführt. u_2 bezeichnet das Ausgabesignal des Integralreglers, das auf einen zweiten Eingang zurückgeführt wird. Bei Werten größer als 30000 oder kleiner als 0, wird der Ausgabewert y_1 von „Scifunc“ auf 0 gesetzt, so dass der Integralwert sich nicht mehr ändert, und so auf diesen Wertebereich begrenzt wird. Die zweite Bedingung, dass u_1 größer als 0 sein muß für u_2 größer als 30000, ist notwendig damit sich der Integralwert wieder von den Stellgrenzen löst.

Die Stellgrößenbegrenzung in der Simulation hat zwei Funktionen. Sie dient zum einen dazu den Ausgabewert auf einen bestimmten Bereich einzugrenzen, zum anderen kann sie verwendet werden um den Wertebereich linear zu transformieren. Die maximale Heizleistung des Thermostaten beträgt rund 1100 Watt, der entsprechende digitale Bereich des DA-Wandlers liegt zwischen 0 und 30000. Die Steigung der linearen Funktion beträgt daher 0,0366, ihre additive Konstante 0 (Aus gerätetechnischen Gründen ist eine kleine Umrechnung notwendig, s. Kap. 4).

Der Zufallszahlengenerator, hier kurz als Zufallsgenerator bezeichnet, dient dazu Schwankungen der Umgebungstemperatur darzustellen. Diese werden nicht direkt auf die Messzelle gegeben, sondern über ein weiteres Übertragungsglied. Dieses soll die Isolierung der Zelle simulieren. Die gewählte Übertragungsfunktion ist wiederum eine Verzögerungsfunktion erster Ordnung. Die Konstante K wird gleich eins gesetzt, da jedes reale isolierte System, sich selbst überlassen nach einiger Zeit die Umgebungstemperatur annimmt. Diese Annahme ist natürlich strenggenommen eine zu starke Vereinfachung, die nur für einen statischen Zustand gelten würde. Im dynamischen Fall wie er bei einer ständigen Wärmezufuhr bzw. Kühlung vorliegt, würde sie eine unendlich schnelle Wärmeübertragung von der Temperierflüssigkeit auf die Messzelle voraussetzen. In Wahrheit sind sowohl K als auch T_1 Funktionen der Temperaturdifferenz zwischen Messzelle und Umgebung, da der Wärmefluss von der Zelle zur Umge-

bung (oder umgekehrt, wenn die Zelle kälter ist als ihre Umgebung) mit zunehmendem Temperaturunterschied zunimmt. Die Güte der Isolierung wird hier vereinfachend durch die Verzögerungszeitkonstante definiert: je besser die Isolierung ist, desto größer ist die Zeitkonstante. Zu Testzwecken wurde T_1 bei diesem Versuch willkürlich gleich 10 Sekunden gesetzt.

Die Simulation wurde mit den genannten Übertragungsfunktionen und Konstanten durchgeführt. Bild 8.3 zeigt das Ergebnis.

Zum Zeitpunkt t gleich 0 wird die Solltemperatur auf 0,2 Grad eingestellt. Der Mittel-

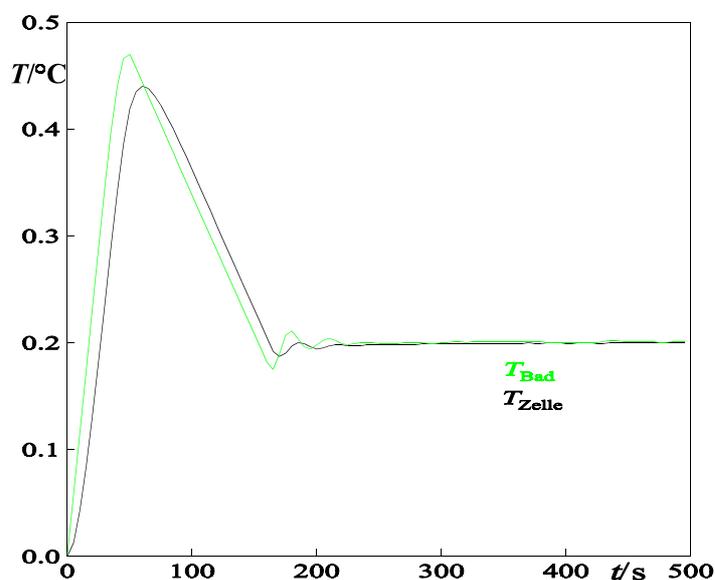


Abb. 8.3: Simuliertes Verhalten der Temperatur in Bad und Zelle nach Änderung der Solltemperatur.

wert des Zufallsgenerators wurde auf Null gestellt. Dies entspricht in etwa dem Fall das die Messzelle zu Beginn der Simulation Umgebungstemperatur besitzt. Die absolute Temperatur spielt hierbei keine Rolle. Wichtiger sind die Temperaturdifferenzen. Die Temperaturkurven zeigen ein ziemlich starkes Überschwingen. Das ist zum einen ein Zeichen dafür, dass die Reglerkonstanten zu groß gewählt wurden. Zum anderen ist es auf die zu simple Maßnahme zur Begrenzung des

Integralreglers zurückzuführen. Die Störungen im eingeschwungenen Zustand kommen durch den Zufallsgenerator zustande. Die Verzögerungszeit von zehn Sekunden, in der die den Wärmeübergang simulierenden Übertragungsfunktion, entspricht dabei einer eher schlechten Isolierung.

Eine verbesserte Anti-Reset-Windup Maßnahme lässt sich sehr einfach realisieren. Dazu braucht lediglich das kleine „Scifunc“ Programm leicht modifiziert zu werden und statt des Integrals der Ausgang des P-Reglers auf Eingang zwei gelegt werden (gestrichelte Linie in der Abbildung). Die Zeilen im Programm werden einfach durch die folgenden ersetzt:

```

y1=u1
if (u2 > y0) then y1 = 0
end
if (u2 < yU) then y1 = 0
end

```

In diesem Fall erfolgt die Ablösung von den Stellgrößengrenzen auch ohne die Nebenbedingungen. Diese Struktur entspricht prinzipiell dem verbesserten Algorithmus aus Kapitel vier. In diesem Fall fängt der Integrator erst an zu laufen, wenn das Produkt aus

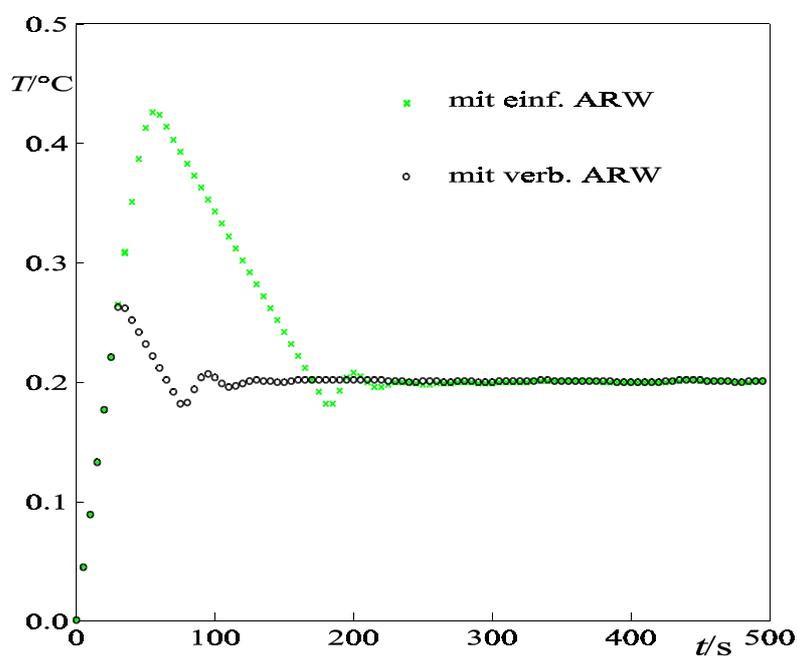


Abb. 8.4: Einschwingverhalten eines simulierten Thermostaten mit einfacher und verbessertem ARW.

Simulationen sind ein nützliches Werkzeug, um das Verhalten z. B. von Thermostaten oder auch anderen Geräten am Computer sichtbar zu machen und Optimierungen zu ermöglichen. Natürlich ist eine Simulation nie exakt, sondern sie enthält viele Näherungen und Vereinfachungen. Dennoch sind sie ein wichtiges Werkzeug, und ihre Bedeutung wird in Zukunft sicher zunehmen.

K_p und e_k kleiner wird als y_0 , (in diesem Fall also bei kleiner 30000), während er sonst sofort mitläuft. Der Unterschied ist beträchtlich, wie Bild 8.4 zeigt. Dieses Beispiel soll nur zeigen, dass Simulationen ein nützliches Werkzeug sind, um das Verhalten z. B. von Thermostaten oder auch anderen Geräten am Computer sichtbar zu machen und

Optimierungen zu ermöglichen. Natürlich ist eine

9. Vergleiche mit anderen Thermostaten

Bei der Konstruktion des Thermostaten wurde Wert auf eine praxisnahe Anwendung im Labor gelegt. Der Temperaturbereich in dem thermostatisiert werden kann bewegt sich grob im Bereich in dem Wasser flüssig ist, da Wasser auch als Badflüssigkeit genutzt wurde. Höhere Temperaturen sind schon wegen des verwendeten Polyethylens nicht mehr realisierbar. Für tiefere Temperaturen als wenige °C ist die Kühlleistung der Peltierelemente nicht ausreichend, oder die Zeiten zum Erreichen der gewünschten Temperatur sind zu groß.

Außerdem wurde versucht, die Regelung zum Temperieren einer externen Messzelle anzupassen, was sich aber als sehr schwierig erwies. Die erreichbare Temperaturstabilität liegt in der bei der zur Messung des Cotton-Mouton-Effektes eingesetzten Messzelle bei ca. $\pm 0,0004^{\circ}\text{C}$ [3]. Der Abstand der Messzelle vom Thermostaten betrug dabei etwa 1,5 Meter, da die Zelle sich bei der Messung zwischen den Polschuhen eines Elektromagneten befindet.

Viele Thermostaten werden für recht spezielle Anwendungen konstruiert. Sie erreichen dabei sehr hohe Temperaturstabilitäten, besitzen aber oft andere Nachteile, wie z.B. sehr lange Einstellzeiten oder sehr kleine Temperaturbereiche in denen sie arbeiten.

Ein Beispiel ist ein Thermostat, der von J. Dratler Jr. konstruiert wurde [15]. Dieser Thermostat funktioniert ohne Thermostatisierflüssigkeit. Die Heizwicklung ist direkt auf ein rostfreies Stahlrohr gewickelt, das die zu temperierende Vorrichtung umgibt. Das Innere dieses Rohrs steht unter Vakuum. Die Vorrichtung im Inneren des Rohrs (in diesem Fall ein Seismometer) ist nicht zugänglich während der Thermostat aktiv ist. Für andere Untersuchungen, z. B. optische Methoden ist diese Methode kaum anwendbar. Zudem sind die Zeiten zum Erreichen der Solltemperatur durch die schlechte Wärmekopplung sehr lang (sie liegen im Bereich mehrerer Stunden). Der Thermostat erreicht dabei allerdings sehr hohe Temperaturstabilitäten im Bereich von etwa $10\ \mu\text{K}$.

Ein anderes Beispiel ist der bereits in der Einleitung erwähnte Thermostat von Priel, der die Wärme des Rührwerks zum Heizen benutzt. Dieser Thermostat besitzt ein sehr großes Wärmebad, mit den daraus resultierenden Nachteilen (lange Einstellzeiten, Unhandlichkeit usw.). Versuche die Temperaturkonstanz des eigenen Thermostaten mit Hilfe der Rührwärme zu erhöhen erwiesen sich nicht als erfolgreich (s. Kap. 4.5).

Ein anderer einfacher Thermostat ist ein Gerät in dem die Thermostatisierflüssigkeit in einer geschlossenen Schleife umläuft [18]. Die Größe des Bades ist nicht angegeben ist

aber vermutlich relativ klein, da bei diesem Thermostat Wert auf schnelle Änderungen der Solltemperatur, bei recht kleinen Heizleistungen gelegt wurde. Die Temperaturkonstanz beträgt bei diesem Gerät ca $\pm 0,001^\circ\text{C}$ bei etwa 25°C .

Es existieren auch Arbeiten, die sich mit adaptiven Regelungen befassen. Eine Arbeit von Clarke, Mothadi und Tuffs beschäftigt sich mit einer Regelung, die auf der Basis eines Modells Vorhersagen über das Verhalten eines Regelsystems unter bestimmten Voraussetzungen machen kann [20]. Das Verfahren arbeitet recht gut bei einfachen Systemen und ist offensichtlich auch für Regelstrecken mit variierenden Totzeiten geeignet. Versuche eine solche Regelung zu implementieren würden jedoch den Rahmen der vorliegenden Arbeit überschreiten.

10. Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war die Konstruktion eines Präzisionsthermostaten, der für verschiedene Thermostatisierungsaufgaben herangezogen werden kann. Die erreichbare Temperaturstabilität sollte sich im Bereich eines Millikelvins oder darunter bewegen. Die Auflösung des Thermometers liegt im Bereich von ca. $3 \cdot 10^{-4}$ Kelvin. Die im Inneren des Bades erreichbare Temperaturstabilität liegt etwa in diesem Bereich.

Wert wurde dabei vor allem auf die Temperaturstabilität in einer externen Messzelle gelegt. Das daraus resultierende Problem ist die relativ große Entfernung zwischen Messstelle und Thermostatisierungseinrichtungen, die zu größeren Totzeiten führt. Abweichungen von der Solltemperatur können nicht schneller ausgeglichen werden, als durch die Totzeit vorgegeben wird. Diese wird durch die Zeit, die die Badflüssigkeit benötigt, um von Heizung oder Kühlung zur Messzelle zu gelangen, bestimmt. Totzeiten können zur Destabilisierung des Regelsystems führen. Es ist daher notwendig, die Reglerparameter an die Parameter der Regelstrecke anzupassen. Dazu müssen diese bekannt sein.

Es wurde versucht, mittels Testsignalen die Parameter zu ermitteln und daran die Regelkonstanten anzupassen. Ein Problem ergab sich dabei dadurch, dass die Heizkennlinie nicht linear ist. Bei einer Sprungfunktion stellt dies kein Problem dar, bei einer periodischen Änderung der Heizleistung führt es zu einer Verzerrung des Signals und erschwert die Bestimmung der Systemparameter.

Anschließend wurde versucht, einen möglichst einfachen Algorithmus zu finden, d.h. mit möglichst wenig Parametern eine passende Reglereinstellung zu finden.

Mit Hilfe des Mathematikprogramms Mathematica wurde versucht, ein Gradientenverfahren zur Parameteroptimierung einzusetzen. Dabei wird ein Vergleich zwischen mit dem Thermostaten aufgenommenen Messkurven und einer Modellstrecke gezogen und der resultierende Fehler zur Variation der Parameter benutzt. Dieser Versuch zeigte allerdings keine guten Ergebnisse, da bei der Anpassung von mehr als einem Streckenparameter die Werte je nach Anfangsbedingung zu unterschiedlichen Ergebnissen führten. Auch bei einem Vergleich zwischen mit Hilfe des Simulationsprogramms Scilab durch ein Modell berechneten Werte und dem Algorithmus ergab sich nur bei Freigabe eines Parameters eine gute Übereinstimmung. Bei gleichzeitiger Variation divergierten auch hier die Werte, obwohl in diesem Fall die Übertragungsstrecke „bekannt“ war, da sie schließlich vorgegeben wurde. Die Gründe hierfür liegen wahr-

scheinlich in Kopplungen zwischen den Parametern oder in nicht gut geeigneten Testsignalen. Die Wahl der Testsignale stellt in solchen Fällen im Allgemeinen ein großes Problem dar. Alles in allem muß die Bestimmung der Systemparameter als unbefriedigend angesehen werden. Ohne diese ist eine optimierte Regelung nicht durchführbar. Der Thermostat wurde eingesetzt, um eine Messzelle zu thermostatisieren, mit der die Cotton-Mouton-Konstante in der isotropen Phase eines thermotropen Flüssigkristalls bestimmt wurde [3]. Es gelang näher an den Umwandlungspunkt des Flüssigkristalls heranzukommen, als es mit einem handelsüblichen Thermostaten möglich wäre. Der Verlauf der Messkurve bestätigte auch den Verlauf vorheriger Messungen. In der unmittelbaren Nähe des Phasenübergangs führen schon kleinste Temperaturinhomogenitäten in der Probe zu großen Fluktuationen der Cotton-Mouton-Konstanten und machen eine Messung schließlich unmöglich. Hier wäre nochmals eine weitaus höhere Temperaturstabilität und wahrscheinlich auch eine homogenere Temperierung der Probe notwendig.

Neuere Programme wie z.B. MathLab sollten in Zukunft bessere Modellbildungen ermöglichen, um so Regelprobleme besser in den Griff zu bekommen, so dass verbesserte und anspruchsvollere Regelungen mit geringerem Aufwand realisiert werden können.

11. Anhang

11.1 Technische Zeichnungen

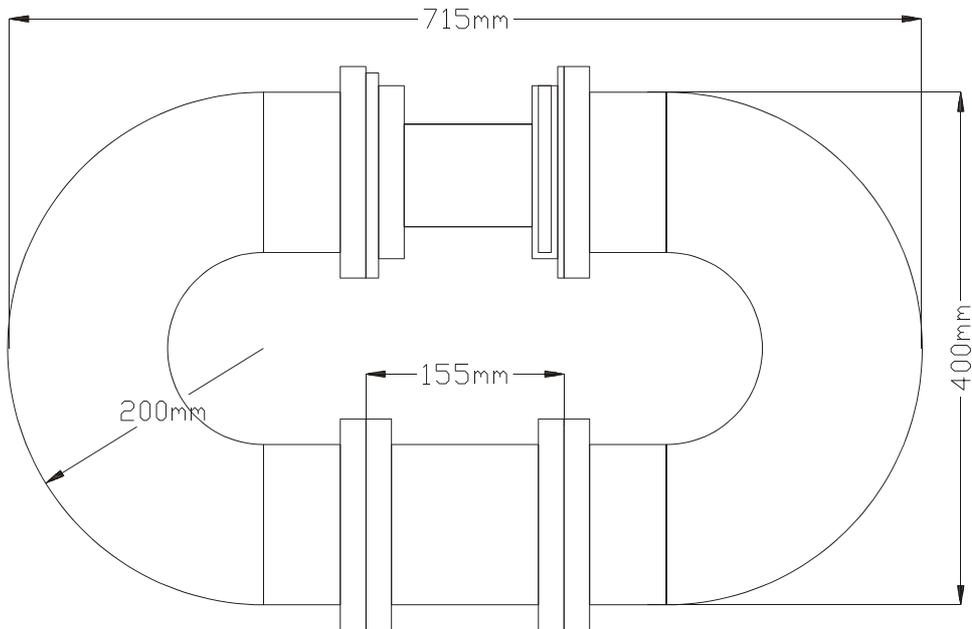


Abb.11.1: Maße des Badthermostaten.

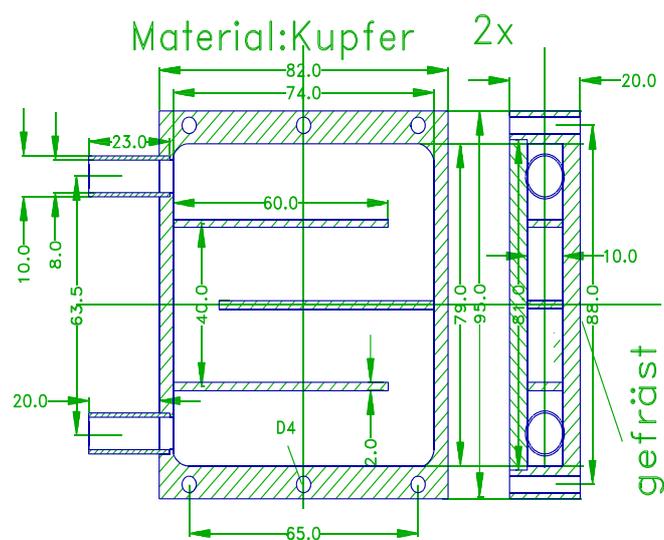


Abb.11.2: Seiten- und Aufsicht der Kühlwasserbehälter.

Material: Kupfer

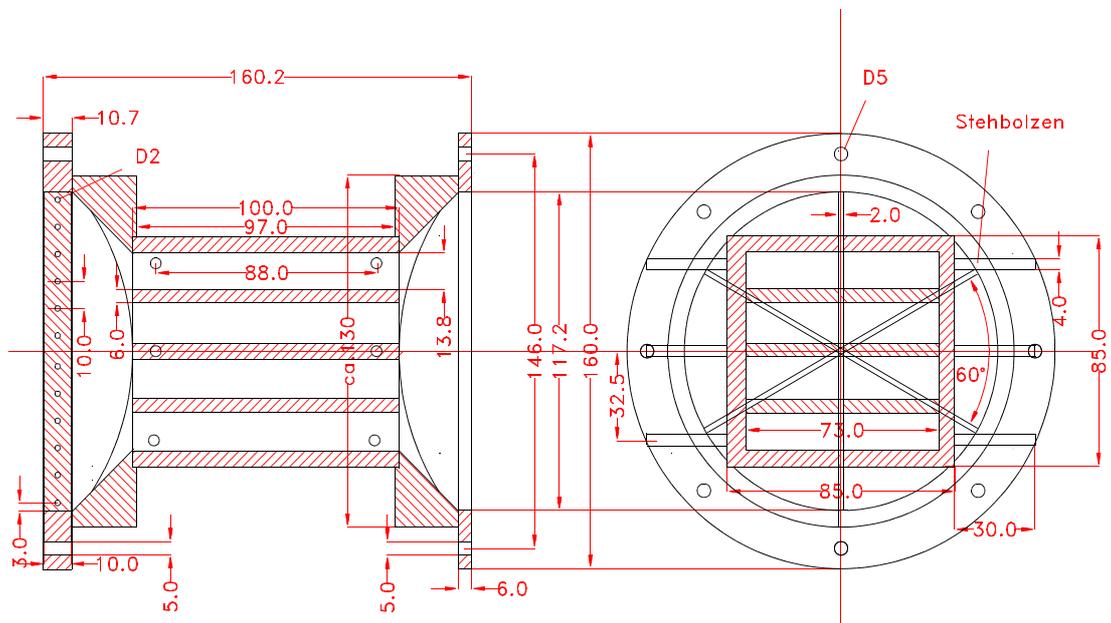


Abb. 11.3: Temperiereinheit mit Heizwicklung und Peltier-elementen

11.2 Programmprozeduren

11.2.1. Einlesen von Daten vom Outputregister des Mikroprozessors

```
PROCEDURE SER_EIN;

BEGIN
  REPEAT
    UNTIL PORT[STATUSREG] AND $01 = $01;
    WERT := PORT[DATENREG];
  END;
```

11.2.2 Umrechnung der ASCII-Zeichen in eine Temperatur

```
PROCEDURE AUSGABE;
BEGIN
  TEMPALT:= TEMP;
  TEMP:=0.0;
  FAKTOR:= 1000.0;
  VORZ:=FALSE;
  REPEAT SER_EIN UNTIL WERT<48;
  IF WERT=45 THEN VORZ:=TRUE;
  FOR N:=1 TO 7 DO BEGIN
    FAKTOR:=FAKTOR/10.0;
    SER_EIN;
    TEMP:=TEMP+FAKTOR*(WERT-48);
  END;
  IF VORZ THEN TEMP:=-TEMP;
END;
```

11.2.3 Mathematicaprogramm zur Optimierung der Parameter der Übertragungsfunktion des Thermostaten

```
max=498;
nam=ToFileName["c:/scidat/scimod" ,"test6.dat"];
dab=Import[nam];
tub=Table[dab[[i,j]],{i,max},{j,3}];
leist=Table[tub[[i,3]],{i,max}];
(*ListPlot[leist,PlotJoined ->True,AxesLabel->{"Re[G(s)","Im[G(s)"]},{Prolog -> Absolute-
PointSize[5]}];*)
```

(*Startparameter und Matrizen*)

```
max=498;
t=3500.0;
k=0.07;
x=0;
```

```

x1=0;
x2=Table[0,{i,2},{j,1}];
y1=Table[0,{i,max}];
ys=Table[0,{i,max}];
dydt=Table[0,{i,max}];
T=Table[0,{i,max}];
K=Table[0,{i,max}];
temp=Table[tub[[i,2]],{i,max}];
Do[
  {
    a=-1/t;
    b=Sqrt[k/t];
    c=Sqrt[k/t];
    a2={{-2/t,-1/t},{1/t,0}};
    b2={{Sqrt[k]/t},{0}};
    c2={{-Sqrt[k]/t,0}};
    d=a*x+b*(tub[[i,3]]);
    x=x+d;
    y=c*x;
    ys[[i]]=y ; (*Modelltemperatur*)
    c1=1/Sqrt[t];
    b1=1/Sqrt[t];
    d1=a*x1+b1*(tub[[i,3]]);
    x1=x1+d1;
    y1[[i]]=c1*x1;
    d2=a2.x2+b2.{{tub[[i,3]}};
    (*d=a.b+c.{{1},{0}};*)
    x2=x2+d2;
    y2=Det[c2.x2];
    dydt[[i]]=y2;(*+tub[[1,2]]*)      (*Ableitung nach t*)
    diff=1(temp[[i]]-ys[[i]])*dydt[[i]];
    t=t+1000000*diff;                  (*Integration von t*)
    T[[i]]=t;
    kdifff=(temp[[i]]-ys[[i]])*y1[[i]];
    k=k+0.001*kdifff;                 (*Integration von k*)
    K[[i]]=k;
  },{i,max}];
Export["c:/scidat/scimod/moddata.dat",ys]  (*Daten auf Festplatte schreiben*)
ListPlot[ys]; (*Modelltemperatur plotten*)
ListPlot[temp,PlotJoined ->True,{Prolog -> AbsolutePointSize[2]}]; (*"echte"
                                                                    Temperatur plotten*)
Show[%,%%] (*Modell-und Realtemperatur zusammen plotten*)
Print["t: ",t];
Print["k: ",k];

```

Tabelle 1.1: Streckenverstärkung und Phasenverschiebung bestimmt aus Sinussignalen

ω/s	Amplitude	Phase/°	Re[G(s)]	Im[G(s)]
0,003	2,0	-86	0,1186	-1,997
0,005	1,2	-87	0,0628	-1,998
0,01	0,785	-92	-0,0274	-0,784
0,03	0,205	-96	-0,0214	-0,204
0,07	0,083	-108	-0,0257	-0,079
0,09	0,060	-118	-0,0282	-0,053
0,2	0,025	-143	-0,020	-0,015
0,3	0,14	-173	-0,0139	-0,0018
0,5	0,008	-186	-0,0076	0,0008

11.4 Vergleich zwischen Übertragungsfunktion mit Totzeit und zweiter Ordnung

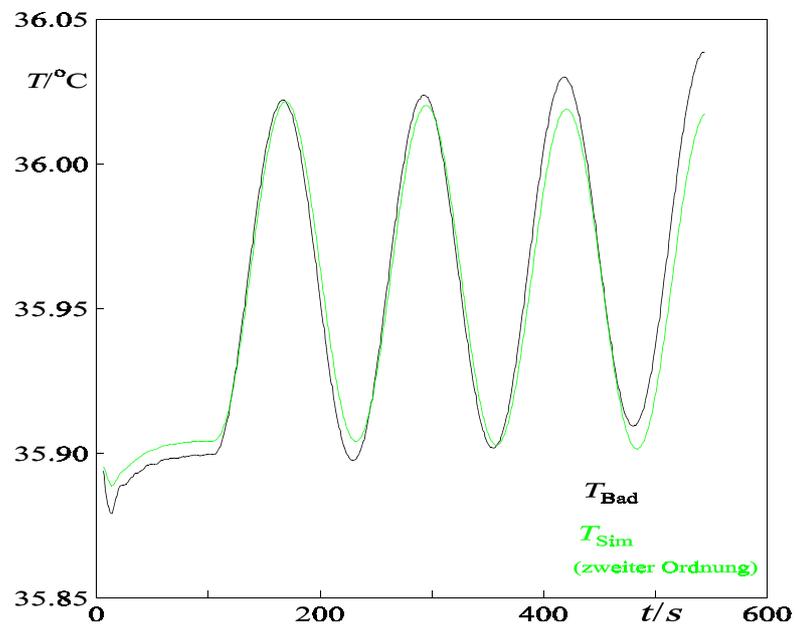


Abb. 11.4: Vergleich zwischen gemessenen und mit Übertragungsfunktion zweiter Ordnung simulierten Werten.

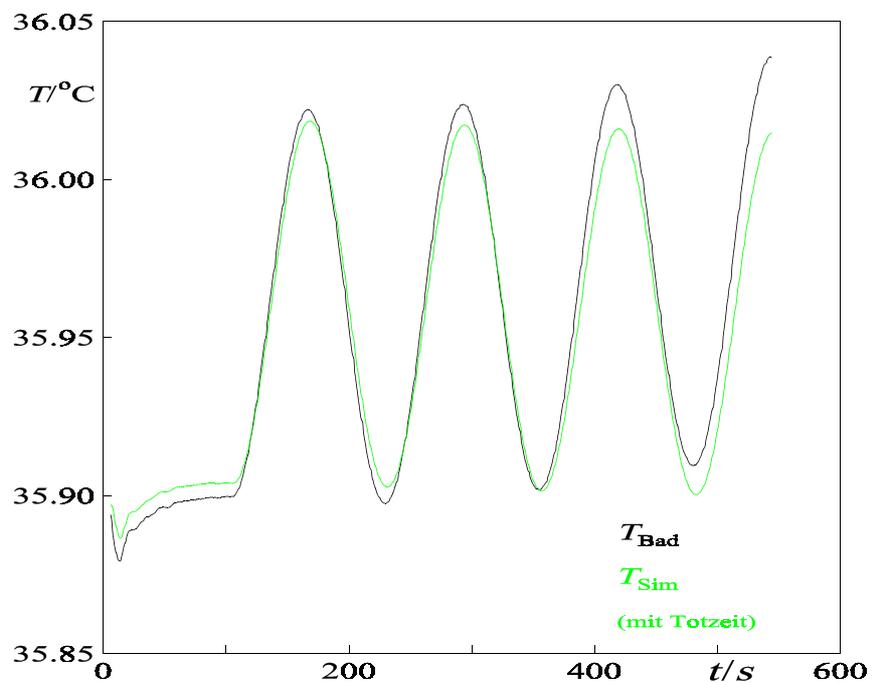


Abb. 11.5: Vergleich zwischen gemessenen und mit Übertragungsfunktion erster Ordnung mit Totzeit simulierten Werten.

11.5 Beispiele für Parameteradaption mit dem Gradientenverfahren

Fall 1

Die wahren Werte betragen für K_S 0.1 K/W und für T_1 4000s. Die Startwerte waren 0.05 W/s für K_S und 3500s für T_1 . Der jeweils andere Parameter hatte den richtigen Wert

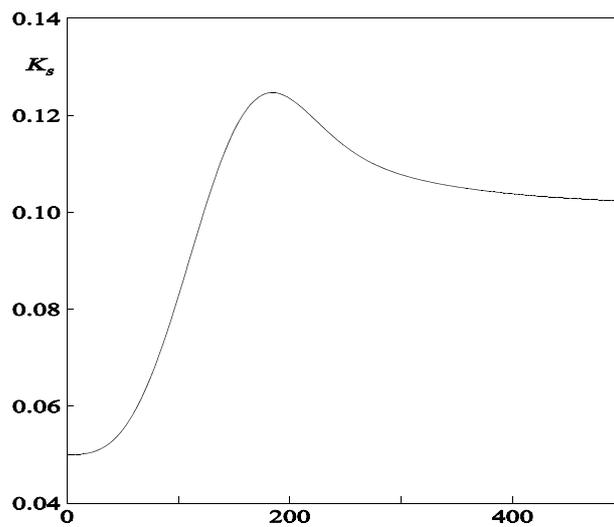


Abb. 11.6: Einschwingverhalten des Parameters K_S .

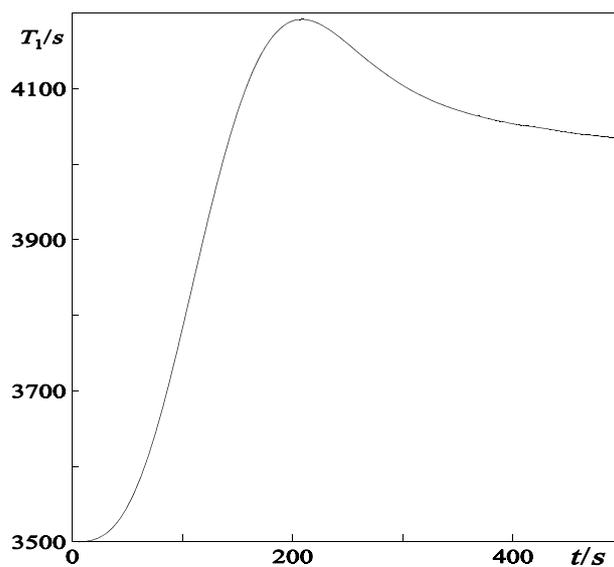


Abb. 11.7: Einschwingverhalten des Parameters T_1 .

Fall 2

Die gleichen Werte wie für Fall 1 aber beide Parameter werden gleichzeitig variiert.

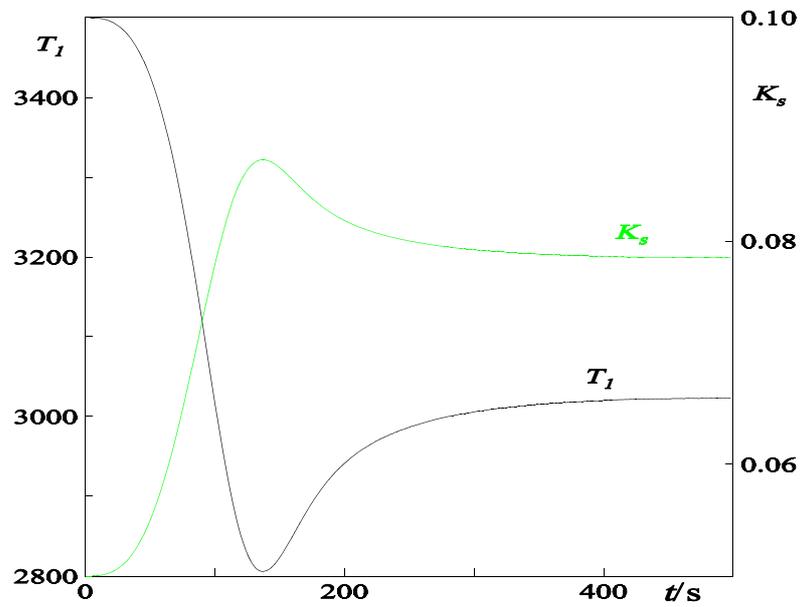


Abb. 11.8: Einschwingverhalten der Parameter K_s und T_1 bei gleichzeitiger Variation beider Parameter.

11.6 Tripelpunktzelle zur Erzeugung eines Temperaturfixpunktes

Eine Möglichkeit einen der Temperaturfixpunkte der ITS-90 im Labor zu reproduzieren

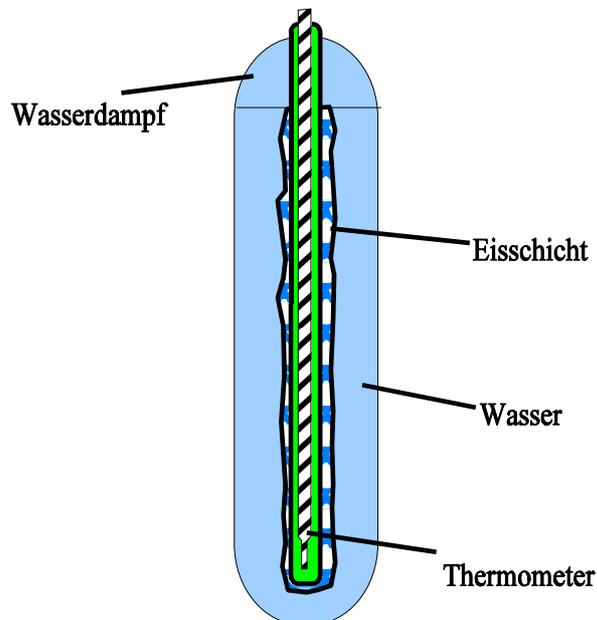


Abb. 11.9: Tripelpunktzelle zur Erzeugung eines Temperaturfixpunktes.

ist die Herstellung einer Tripelpunktzelle. Per Definition ist die Temperatur des Tripelpunktes von reinem Wasser mit $0,01^{\circ}\text{C}$ oder $273,16\text{K}$ festgelegt (s. ITS-90).

Die Tripelpunktzelle besteht nur aus einem geschlossenen Glaskolben mit einem Führungsrohr zur Aufnahme eines Thermometers. Das Wasser mit dem der Glaskolben befüllt wird muß sehr rein sein. Außerdem sollte es möglichst wenig gelöste Luft enthalten da jede Verunreinigung zu einer Änderung des Dampfdrucks und somit zu einer Verschiebung des Gleichgewichts führt.

11.6.1 Herstellung und Befüllung der Tripelpunktzelle

Die Zelle selbst wurde von einem Glasbläser hergestellt. Das Innenrohr zur Aufnahme des Thermometers wurde passend zum Pt_{25} des Präzisionsthermometers MKT 25 der Firma Merz Messführlertechnik GmbH ausgeführt. Zusätzlich zur Zelle wird noch ein Glaskolben mit einem speziell gebogenen Glasrohr mit Schraubverschluss benötigt. Die

Zelle enthält zwei Öffnungen von denen eine mit einem Hahn verschlossen werden kann, während die andere ein Gewinde besitzt auf das ein Rohr mit Schraubverschluss (sog. Quickfit) aufgeschraubt werden kann.

Zuerst wurde die Glaszelle mit einer Mischung aus einer Seifenlauge (Triton 100) und verdünnter Flusssäure (5%) ausgespült, wobei die obere Glasschicht mitsamt Verunreinigungen entfernt wird. Anschließend wird der Glaskolben über den Schraubverschluss an die Zelle angeschlossen. Mit Hilfe eines Heizpilzes wird das vordestillierte Wasser zum Sieden gebracht. Die Zelle wird „auf den Kopf gestellt“ so dass der in die Zelle strömende Wasserdampf kondensieren und unten abfließen kann. Diese Reinigungsprozedur wird etwa eine halbe Stunde ausgeführt. Anschließend wird die Zelle umgedreht und der Dampfstrom so eingestellt dass ein Teil des Wassers in der Zelle kondensiert, während gleichzeitig noch ein kräftiger Dampfstrom durch die zweite Öffnung austritt. Auf diese Art wird dafür gesorgt, dass der Gasraum über dem bereits kondensierten Wasser mit Wasserdampf gesättigt ist, so dass die Luft aus der Zelle verdrängt wird. Wenn diese zu etwa 80% mit Wasser gefüllt ist, wird der Heizpilz abgeschaltet und wenn der Wasserdampfstrom schwächer wird, wird der Hahn geschlossen. Danach werden die beiden Öffnungen sofort zugeschmolzen. Ob die Zelle weitestgehend luftfrei ist kann man am sogenannten „Wasserhammer“ erkennen. Lässt man das Wasser in der Zelle leicht hin und her schwappen, so ertönt ein scharfes Klicken, das darauf zurückzuführen ist, dass ein dämpfendes Luftpolster für das Wasser fehlt.

11.5.2 Erzeugung der Tripelpunkttemperatur

Die Zelle wird in einen mit Eis und Wasser gefüllten Dewar gestellt, wo er für mehrere Stunden belassen wird. Anschließend wird ein in flüssigem Stickstoff gekühlter Kupferstab in das Thermometerrohr eingeführt. An der Außenwandung des Rohres bildet sich daraufhin ein dünner Eisfilm. Lässt man die Zelle anschließend ein bis zwei Tage im Eisbad stehen, so wächst die Eisschicht auf eine Dicke von etwa einem halben Zentimeter an. Dann führt man einen angewärmten Metallstab in das Thermometerrohr ein und erzeugt so zwischen Eisschicht und Rohroberfläche einen dünnen Wasserfilm. Die Entstehung der Wasserschicht kann überprüft werden indem man die Zelle ruckartig dreht. Wenn eine Wasserschicht existiert, dreht sich der Eismantel ein kurzes Stück weiter als die Zelle. Dieser Gleichgewichtszustand kann mühelos über viele Tage

aufrecht erhalten werden, wenn man das Eis-Wasser-Bad ständig auffrischt. Abb. 11.10 zeigt eine Messung mit dem MKT über mehrere Tage.

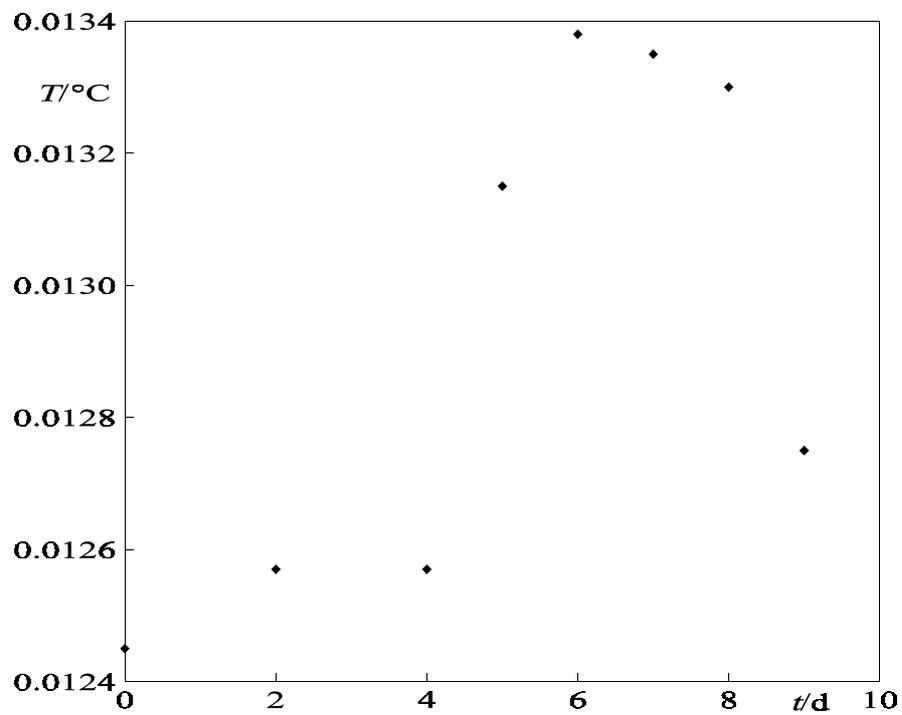


Abb. 11.10: Temperatur in einer selbstgefertigten Tripelpunktzelle über mehrere Tage.

Der Mittelwert der Temperatur liegt bei $0,01294^{\circ}\text{C}$, die Standardabweichung beträgt $0,000394^{\circ}\text{C}$.

11.7 Liste der verwendeten Abkürzungen und Symbole

α :	Temperaturkoeffizient eines Widerstandes
δ :	Dämpfungskonstante
Θ :	Isotherme
λ :	Wärmeleitfähigkeitskoeffizient
II :	Peltierkoeffizient
v :	Winkelgeschwindigkeit
φ :	Phasenwinkel
ω :	Kreisfrequenz
a_n, b_n, c_n :	Gleichungskoeffizienten
C :	Wärmekapazität
E :	Elektromotorische Kraft
e, e_k :	Fehlersignal
$G(s)$:	Übertragungsfunktion einer Regelstrecke
$h(t)$:	Übergangsfunktion einer Übertragungsstrecke
I :	Stromstärke
K_p :	Proportionalwert eines PID-Reglers
K_S :	Proportionalwert einer Übertragungsstrecke
P :	Heizleistung, Druck
Q :	Wärmemenge
Pt_{100} :	Platinwiderstand (100 Ω bei 0°C)
R :	Widerstand
t :	Zeit
T, ϑ :	Temperatur
T_1 :	Zeitkonstante einer Verzögerungsstrecke erster Ordnung
T_n :	Nachstellzeit eines Integralreglers
T_T :	Totzeit
T_V :	Vorhaltezeit eines Differentialreglers
T_d :	Dämpfungszeitkonstante eines D-T ₁ -Reglers
U :	<i>Spannung</i>
V :	Volumen
w :	Führungsgröße

x :	Regelgröße
u, y :	Stellgröße
$V(s)$:	komplexe Eingangsgröße einer Übertragungsfunktion
$U(s)$:	komplexe Ausgangsgröße einer Übertragungsfunktion
P-Regler:	Proportionalregler
I-Regler:	Integralregler
D-Regler:	Differentialregler
D-T ₁ -Regler:	Differentialregler mit Verzögerungsglied erster Ordnung
PID-Regler:	Kombinierter Regler mit P, I und D-Anteil

12. Literaturverzeichnis

- [1] F. X. Eder, Arbeitsmethoden der Thermodynamik, Springer-Verlag, Berlin, **1981**, S. 6 ff.
- [2] ITS-90, IST-90.com.
- [3] H. N. Blachnik, Untersuchungen des Cotton-Mouton- Effektes in der isotropen Phase flüssigkristalliner Substanzen, Dissertation **1999**, Universität Siegen.
- [4] Z. Priel, „Thermostat with a stability of $\pm 3.5 \mu\text{K}$ “, J. Phys. E: Sci. Instrum., Vol. 11, **1978**.
- [5] F. X. Eder, Arbeitsmethoden der Thermodynamik, Springer-Verlag, Berlin, **1981**, S. 168.
- [6] F. X. Eder, Arbeitsmethoden der Thermodynamik, Springer-Verlag, Berlin, **1981**, S. 78 .
- [7] F. X. Eder, Arbeitsmethoden der Thermodynamik, Springer-Verlag, Berlin, 1981, S. 81.
- [8] Datenblatt AD7711.
- [9] W. Latzel, Einführung in die digitalen Regelungen, VDI Verlag GmbH, Düsseldorf, **1995**, S.213ff.
- [10] Eder, Franz X. Arbeitsmethoden der Thermodynamik, Springer-Verlag, Berlin, **1981**, S. 218.
- [11] W. Latzel, Einführung in die digitalen Regelungen, VDI Verlag GmbH, Düsseldorf, **1995**, S.171ff.
- [12] W. Oppelt, Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge, Verlag Chemie GmbH, Weinheim/Bergstr., **1972**.
- [13] K. P. Schulze, Entwurf von adaptiven Systemen, 1. Aufl-Berlin, VEB Verlag Technik, **1988**, S.142ff.
- [14] W. Latzel, Einführung in die digitalen Regelungen, VDI Verlag GmbH, Düsseldorf,

1995, S.171ff.

[15] www.scilab.org

[16] K. P. Schulze, Entwurf von adaptiven Systemen, 1. Aufl-Berlin, VEB Verlag Technik, **1988**.

[17] R. Isermann, Identifikation dynamischer Systeme, Bd. II, Springer-Verlag, Berlin, **1988**, S. 166ff.

[18] J. Dratler, Jr, „A proportional thermostat with 10 microdegree stability“, Rev. Sci. Instrum., Vol. 45, No 11, Nov. **1974**, S. 1435.

[19] P. Picker, C. Jolicouer, J. Desnoyers , „ Precise closed loop thermostat“, J. Chem. Educ., 45, **1968**, S. 614.

[20]D. W.Clarke, C. Mothadi, P.S.Tuffs, „Generalized predictive Control-Part I. The Basic Algorithm“, Automatica, Vol. 23, No 2, **1987**, S.137.