

Carl von Ossietzky
Universität Oldenburg

Bachelorstudiengang Engineering Physics

BACHELOR THESIS

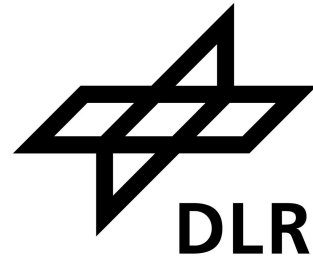
Aufbau und Kalibrierung eines Hitzedrahtanemometers für
eine Wetterballon-Sonde

Vorgelegt von:
Arne Schlichting
5787497

Betreuender Gutachter:
Prof. Dr. Niklas Nilius

Zweiter Gutachter:
Dr. Lars Witte

Oldenburg, den 30. August 2023



BACHELOR THESIS
SOMMERSEMESTER 2023

ENGINEERING PHYSICS

Aufbau und Kalibrierung eines Hitzedrahtanemometers für eine Wetterballon-Sonde

Autor:
Arne Schlichting

Gutachter:
Prof. Dr. Niklas Nilius
Dr. Lars Witte

30. August 2023

Abstract

Im Rahmen einer Mission zur Erkundung der Marsatmosphäre soll ein Wetterballon eingesetzt werden. Anders als bei bisherigen Vorschlägen soll dieser nach der Landung der Trägersonde vom Boden starten. Um dies ermöglichen, muss die Gondel und ihr Gewicht entsprechend klein dimensioniert werden. Als Teil der Sensorik der Ballonsonde soll ein Hitzedrahtanemometer die Fluidströmungen messen. Dieses wurde auf Grund der kleinen und gewichtsarmen Bauart ausgewählt, welches trotzdem ein breites Spektrum an Geschwindigkeiten zuverlässig und genau messen kann.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit einem möglichen Aufbau und verschiedenen Kalibrierungsarten für ein solches Hitzedrahtanemometer. Für eine praktische Erprobung wurde ein offen zugänglicher Schaltplan eines kommerziellen Sensors auf eine Platine übertragen und mit einem Windkanal abschnittsweise getestet. Dabei wurde anstatt eines Hitzedrahtes ein Thermistor verwendet, was die Erkenntnisse über die Funktion der Schaltung jedoch nicht beeinflusst.

Die einzelnen Elemente der Schaltung konnten durch das schrittweise Vorgehen charakterisiert und ihre Funktionsweise verstanden werden. Somit wurden in dieser Arbeit die Grundlage zum Aufbau eines Hitzedrahtanemometers erarbeitet und dokumentiert. Diese kann genutzt werden, um einen Sensor für die Ballonsonde zu entwickeln.

Selbstständigkeitserklärung

Hiermit versichere ich an Eides statt, dass ich diese Arbeit selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe. Außerdem versichere ich, dass ich die allgemeinen Prinzipien wissenschaftlicher Arbeit und Veröffentlichung, wie sie in den Leitlinien guter wissenschaftlicher Praxis der Carl von Ossietzky Universität Oldenburg festgelegt sind, befolgt habe.

Ort, Datum, Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	viii
Symbolverzeichnis	x
1 Einleitung	1
1.1 Hintergrund	1
1.2 Überblick	2
2 Messprinzip, Modellierung & Kalibrierung	3
2.1 Physikalische Beschreibung des Messdrahtes	3
2.2 Kalibrierung	5
2.3 Beispielhafte Auswertung	6
3 Elektronische Grundlagen	12
3.1 Wheatstonesche Messbrücke	12
3.2 Hitzedraht Anemometrie – Konstante Temperatur	12
3.3 Grundlagen eines Operationsverstärkers	13
3.4 Grundlagen eines Transistors	15
3.5 Schaltungsaufbau eines Constant Temperature Anemometers	15
4 Versuchsaufbau, Durchführung & Auswertung	20
4.1 Aufbau des Sensors und des Teststandes	20
4.2 Experimentelle Untersuchung der grundlegenden Funktionalität	23
4.3 Isolierung und Untersuchung der Messbrücke	28
4.4 Einfluss der zusätzlichen Spannungsversorgung am Messarm	41
4.5 Verhalten der Feedbackschleife und der Verstärkung	44
4.6 Funktionsweise der Signalkonditionierung in der Ausgabeschaltung	49
5 Fazit	54
5.1 Zusammenfassung	54
5.2 Ausblick	56
Literatur	57
Anhang	59

Abbildungsverzeichnis

1	Schematische Darstellung der Messdrahtsonde	5
2	Exemplarischer Datensatz für zwei Kalibrierungsmessreihen	7
3	Kalibrierungskurven Exponentialfunktion	9
4	Kalibrierungskurven Polynomfunktion	11
5	Schaltplan einer Wheatstoneschen Messbrücke	12
6	Schaltplan eines CTAs mit R_d als Hitzedraht	13
7	Schaltzeichen eines normalen Operationsverstärkers	14
8	Übertragungskennlinie eines VV Operationsverstärkers	14
9	Schaltzeichen eines NPN-Transistors	15
10	Schaltplan des verwendeten CTAs mit Ausgabeschaltung	16
11	Isolierter Schaltplan des Spannungsteilers aus R6 und Thermistor	17
12	Isolierter Schaltplan der Ausgabeschaltung	18
13	Isolierter Schaltplan des Operationsverstärkers U1C	18
14	Schaltplan der Platine	20
15	Bauteilanordnung der Platine	21
16	3D-Modell der Platine	21
17	Foto der Platinenvorderseite	21
18	Foto der Platinenrückseite	21
19	Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus	22
20	Fotos des Versuchsaufbaus	23
21	Schaltplan der isolierten Messbrücke	23
22	$U_{t,M}$ und $U_{b,M}$ bei Änderung von $U_{0,S} = 1,5$ V zu $U_{0,S} = 1,0$ V und zurück	24
23	$U_{t,M}$ und $U_{b,M}$ der Platine bei $U_{0,S} = 1,5$ V	25
24	Kennlinie des Thermistors	26
25	Schaltplan der Messbrücke mit Feedbackschleife	27
26	Gemessene Spannungen bei Hinzunahme der Feedbackschleife	27
27	Wärmebild des TC 1.1	29
28	Spannungsmessung des TC 1.5	29
29	Gemessene Spannungen bei $U_{0,S} = 1,4$ V und $v_{fan} = 0 \frac{m}{s}$	30
30	Gefilterte Spannungen bei $U_{0,S} = 1,4$ V und $v_{fan} = 0 \frac{m}{s}$	30
31	Thermistor (a) und Rest der Platine (b) im Betrieb, TC 2.2	31
32	Platine 30 s (a) und 5 min (b) nach Abschalten von U_0 & v_{fan} , TC 2.2	32
33	T_t , $U_{t,M}$ und $U_{b,M}$ über v_{fan} für die zweite Testreihe	32
34	$R_{t,exp}$ über T_t für die zweite Testreihe	33
35	Semilogarithmische Auftragung von $R_{t,exp}$ und $R_{t,nom}$ über T_t für Testreihe 2	34
36	Foto und Schaltplan der Platine mit Markierung der neuen Widerstände	35
37	Wärmebild des Thermistors (a) und der restlichen Platine (b), TC 3.1	36
38	Fotos der verwendeten Kabelart	38
39	Schaltplan des Versuchs mit Spannungen an den einzelnen Armen	40

40	Schaltplan des R6-Spannungsteiler Versuchs	41
41	Schaltplan des Versuchs mit Versorgung an Messbrücke und R6	43
42	Schaltplan der Messbrücke mit Feedbackschleife und R6	45
43	Gemessene Spannungen des TC 13.3	45
44	Schaltplan der Messbrücke mit Feedbackschleife ohne R6	48
45	Schaltplan des Operationsverstärkerversuchs	48
46	Schaltplan der Ausgabeschaltung	50
47	Schematische Darstellung des Potentiometers	50
48	Gemessene Ausgangsspannung für vier Ausrichtungen des Potentiometers .	51
49	Schematischer Aufbau des Windkanals	59
50	Fotos des 3D-Druck Lüfteradapters	59
51	Kalibrierungsdurchlauf für den Lüfter '9A0812S401' bei $U_{fan} = 8\text{ V}$	61
52	Kalibrierungskurven für die Lüfter '9S0812M401' (a) und '9A0812S401' (b)	61
53	Fotos des selbstgebauten Gleichrichters	62
54	Kalibrierungskurve für den Lüfter '9G0812H101'	62

Symbolverzeichnis

LATEINISCHES ALPHABET

Symbol	Definition	Symbol	Definition
A, a	Kalibrierungskonstanten	Nu	Nusselt-Zahl
A_D	Differenzverstärkung	P	Leistung
B, b	Kalibrierungskonstanten	Pr	Prandtl-Zahl
c	Kalibrierungskonstante	\dot{Q}	Wärmeenergiefluss
c_p	Spez. Wärmekapazität bei konstantem Druck	R	Elektrischer Widerstand
d	Drahtdurchmesser	Re	Reynolds-Zahl
f_g	Grenzfrequenz	t	Zeit
g	Erdbeschleunigung	T	Temperatur
Gr	Grashof-Zahl	TCR	Wärmeleitkoeffizient
I	Stromstärke	U	Elektrische Spannung
k	Kalibrierungskonstante	v	Strömungsgeschwindigkeit
l	Drahtlänge	V	Verstärkung
		x	Kalibrierungskonstante

SCHALTZEICHEN

Symbol	Definition	Symbol	Definition
C	Kondensator	GND	Nullpotential (Masse)
J	Jumperpin	Q	Transistor
R	Elektrischer Widerstand	U	Operationsverstärker

GRIECHISCHES ALPHABET

Symbol	Definition
α_R	Temperaturkoeffizient des Widerstandes
α_T	Temperaturleitfähigkeit
β	Thermischer Volumenausdehnungskoeffizient
ϵ	Normalisierte Standardabweichung
η	Dynamische Viskosität
λ	Wärmeleitfähigkeit
ν	Kinematische Viskosität
π	Kreiszahl
ρ	Dichte

INDIZES

Index	Definition	Index	Definition
0	Versorgung	<i>M</i>	Gemessen
<i>a</i>	Ausgang	<i>max</i>	Maximum
<i>amp</i>	Operationsverstärker	<i>min</i>	Minimum
<i>b</i>	Brücke	<i>nom</i>	Nominell
<i>c</i>	Leitung	<i>out</i>	Ausgabe
<i>d</i>	Draht	<i>pot</i>	Potentiometer
<i>D</i>	Differenz	<i>r</i>	Strahlung
<i>e</i>	Elektrisch	<i>raw</i>	Bezeichnung
<i>exp</i>	Experimentell bestimmt	<i>ref</i>	Referenz / Bezeichnung
<i>f</i>	Fluid	<i>s</i>	Speicherung
<i>fan</i>	Windkanallüfter	<i>S</i>	Eingestellt
<i>k</i>	Konvektion	<i>t</i>	Thermistor
<i>K</i>	Kabel	<i>T</i>	Theorie

1 Einleitung

1.1 Hintergrund

Der Mars und die Erkundung der dortigen Bedingungen landet zunehmend in der Wahrnehmung der Öffentlichkeit und wird von immer größerem Interesse. Dabei liegt der Fokus allerdings nicht nur auf der Oberfläche des Planeten, sondern auch auf der ihn umgebenden Atmosphäre und den in dieser herrschenden meteorologischen Phänomenen. Dies zeigt auch die 2018 aktualisierte Zielsetzung der *Mars Exploration Program Advisory Group*, welche unter anderem die nähere Erkundung der Grenzschicht zwischen Oberfläche und Atmosphäre anstrebt. Dabei ist besonders die Konvektion innerhalb dieser Schicht von großem Interesse, da diese als Mechanismus zum Transport von Oberflächenstaub in die obere Atmosphäre vermutet wird. [1, 2]

Diese Fluidströmungen in der Grenzschicht sollen durch eine Ballonsonde näher bestimmt werden. Anders als bei bisherigen Vorschlägen zum Einsatz einer solchen Sonde auf dem Mars, soll diese vom Boden starten und nicht direkt beim Eintritt in die Atmosphäre befüllt werden. Um einen Bodenstart sicher durchführen zu können, muss die Dimensionierung des Ballons deutlich kleiner ausfallen als bei den bisherigen Vorschlägen. Da somit der Auftrieb in der dünnen Marsatmosphäre recht klein ausfällt, wird das Gewicht der Gondel auf deutlich unter ein Kilogramm dimensioniert. [1]

Die Gondel der Ballonsonde wird mit einer Vielzahl an Sensoren, wie z.B. Radiometer, Kamera und Gyroskop, ausgestattet. Um die vertikale Windkomponente neben der Gondel zu messen soll ein Anemometer verwendet werden. Aus der Vielzahl an Methoden der Anemometrie passt ein Constant Temperature Anemometer (CTA) mit einem Hitzedraht am besten zu den Rahmenbedingungen dieser Mission. So kann dieses klein und mit nur sehr wenig Gewicht gebaut werden und trotzdem eine große Breite an Flussgeschwindigkeiten zuverlässig messen. [1]

Bereits die ersten beiden Marslander *Viking 1* und *Viking 2* benutzen ein CTA zur Windmessung, sodass diese Sensorart in der Marsatmosphäre bereits erfolgreich eingesetzt wurde [3]. Um die Anwendung eines CTAs als Teil einer Ballonsonde zu untersuchen, soll die Technik vorerst mit einem Wetterballon terrestrisch erprobt werden. Diese Arbeit schafft die Grundlage zum Bau eines Hitzedrahtanemometers, welches bei diesen Tests verwendet werden kann.

1.2 Überblick

Basierend auf der physikalischen Beschreibung des Messdrahtes werden in Kapitel 2 verschiedene Möglichkeiten der Kalibrierung eines CTAs beschrieben, exemplarisch durchgeführt und verglichen. Daraufhin wird in Kapitel 3 die Elektronik eines CTAs erläutert, ausgehend von dem Hitzedraht als Widerstand in einer Wheatstoneschen Messbrücke. Die Funktionsweise der Temperaturregelung des Sensors wird an Hand der verwendeten Operationsverstärker und des Transistors dargelegt.

Ein erster Testbau eines Sensors mit einem Thermistor anstelle eines Hitzedrahtes als temperaturabhängiges Element wird mit einem kleinen Windkanal in Kapitel 4 untersucht. Dabei werden einzelne Teile der Schaltung isoliert, um die Wirkung der Komponenten des Aufbaus zu charakterisieren und die Funktionsweise der Schaltung im Detail zu verstehen. Abgeschlossen wird die Arbeit in Kapitel 5 mit einer Zusammenfassung der gewonnenen Erkenntnisse und einem Ausblick auf fortführende Untersuchungen.

2 Messprinzip, Modellierung & Kalibrierung

2.1 Physikalische Beschreibung des Messdrahtes

Die Flussgeschwindigkeitsmessung mit einem CTA basiert auf einem temperaturabhängigen Widerstand. In diesem Kapitel wurde zur Beschreibung der physikalischen Vorgänge ein Messdraht gewählt, da der angestrebte Sensoraufbau einen solchen nutzen soll. Die beschriebenen Grundlagen können allerdings auch auf einen Thermistor übertragen werden. Die Abhängigkeit des Drahtwiderstandes R_d ist proportional zur Differenz zwischen Drahttemperatur T_d und Referenztemperatur T_{ref} :

$$R_d = R_{ref}[1 + \alpha_R(T_d - T_{ref})] \quad (1)$$

Hierbei ist R_{ref} der Referenzwiderstand des Drahtes, den dieser bei der Referenztemperatur T_{ref} annimmt und α_R der Temperaturkoeffizient des Widerstandes.

Statt eines Drahtes kann allerdings auch ein anderes Bauteil mit einem temperaturabhängigen Widerstand verwendet werden. In der späteren Umsetzung im Rahmen dieser Arbeit wird ein Thermistor verwendet. Da dieser deutlich kostengünstiger und mechanisch stabiler als ein Hitzedraht ist, eignet er sich für einen ersten Testbau deutlich besser.

Thermistoren gibt es sowohl mit einem positiven Temperaturkoeffizient des Widerstandes (PTC), wie beim Draht, als auch mit einem negativen (NTC). Für beide Fälle sind Gleichung 1 und die folgende Ausarbeitung gültig, allerdings muss die Schaltung je nach Charakteristik leicht angepasst werden. Dies wird in Kapitel 3.5 erneut aufgegriffen und beschrieben. Da die finale Version des Sensors einen Hitzedraht verwenden soll, wird sich in der theoretischen Ausarbeitung auf einen Draht bezogen.

Der Zustand des Hitzedrahtes kann durch das folgende Energiegleichgewicht beschrieben werden:

$$\dot{Q}_e = \dot{Q}_k + \dot{Q}_r + \dot{Q}_s + \dot{Q}_c \quad (2)$$

mit:

\dot{Q}_e = Heizleistung durch Joule-Effekt

\dot{Q}_k = Wärmeabfuhr durch Konvektion

\dot{Q}_r = Wärmestrahlung des Messdrahtes

\dot{Q}_s = Wärmespeicherung des Messdrahtes

\dot{Q}_c = Wärmeleitung vom Messdraht zur Leit- & Haltestruktur der Sonde

Die Heizleistung durch den Joule-Effekt \dot{Q}_e ist gleich der elektrischen Leistung P_e und wird beschrieben durch die Stromstärke I und die Spannung U :

$$\dot{Q}_e = P_e = I \cdot U \quad (3)$$

Bei der Wärmeabfuhr durch Konvektion \dot{Q}_k kann die freie Konvektion vernachlässigt werden, solange die folgende Bedingung zwischen Reynolds-Zahl Re und Grashof-Zahl Gr erfüllt ist [4]:

$$Re > 2\sqrt[3]{Gr} \quad (4)$$

Die Reynolds-Zahl Re ist eine Kennzahl, welche das Verhältnis von Trägheits- zu Zähigkeitskräften eines Systems beschreibt. Sie ist definiert durch die Dichte ρ des Fluids, den Drahtdurchmesser d , die Strömungsgeschwindigkeit v und die dynamische Viskosität η :

$$Re = \frac{\rho dv}{\eta} \quad (5)$$

Ebenfalls eine Kennzahl ist die Grashof-Zahl Gr , welche zur Beschreibung thermischer Konvektion bei Strömungen angewandt wird. Sie beschreibt den Quotienten aus Auftriebskräften zu den viskosen Kräften und wird berechnet aus der charakteristischen Länge l , dem thermischen Volumenausdehnungskoeffizienten β , der Erdbeschleunigung g , der Drahttemperatur T_d sowie der Fluidtemperatur T_f und der kinematischen Viskosität ν :

$$Gr = \frac{l^3 \beta g (T_d - T_f)}{\nu^2} \quad (6)$$

Da die Bedingung in Gleichung 4 mit dem gewählten Aufbau für den angepeilten Messbereich in der Regel erfüllt ist, bleibt bei der Konvektion \dot{Q}_k nur die erzwungene Konvektion. Diese kann berechnet werden durch die Kreiszahl π , die Länge l , die Nusselt-Zahl Nu , die Wärmeleitfähigkeit des Fluids λ , die Drahttemperatur T_d und die Fluidtemperatur T_f :

$$\dot{Q}_k = \pi l Nu \lambda (T_d - T_f) \quad (7)$$

Die Nusselt-Zahl Nu , welche eine Kennzahl für die Wärmeübertragung zwischen einer festen Oberfläche und einem strömenden Fluid ist, kann hierbei theoretisch angenähert werden durch Prandtl-Zahl Pr und Reynolds-Zahl Re [4]:

$$Nu = 0,42 Pr^{0,2} + 0,57 Pr^{0,33} Re^{0,5} \quad (8)$$

Die Prandtl-Zahl Pr beschreibt das Verhältnis von kinematischer Viskosität ν zur Temperaturleitfähigkeit α_T von Fluiden:

$$Pr = \frac{\nu}{\alpha_T} = \frac{\nu \rho c_p}{\lambda} = \frac{\eta c_p}{\lambda} \quad (9)$$

Hierbei ist ρ die Dichte des Fluids, c_p die spezifische Wärmekapazität bei konstantem Druck und η die dynamische Viskosität.

Die Wärmestrahlung des Drahtes \dot{Q}_r wird vernachlässigt, da die Drahttemperatur (meist um die $T_d \approx 200$ °C) im Vergleich zur Fluidtemperatur nicht hoch genug ist, damit die Wärmestrahlung relevant ist. [4]

Auch die Wärmespeicherung im Draht \dot{Q}_s kann vernachlässigt werden, da die Auswirkung im Vergleich zur erzwungenen Konvektion sehr gering ist. [4]

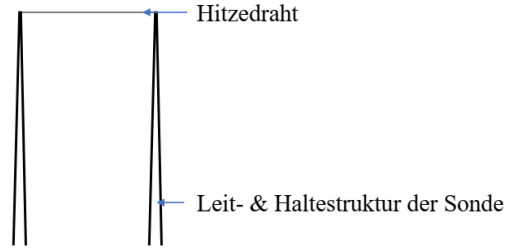


Abb. 1: Schematische Darstellung der Messdrahtsonde

Der in Abbildung 1 gezeigte Aufbau der Messdrahtsonde verdeutlicht die Position des Drahtes an der Leit- & Haltestruktur der Sonde. Es wird deutlich, dass eine Wärmeleitung vom Draht zur Leit- & Haltestruktur \dot{Q}_c stattfindet. Diese hat einen nennenswerten Einfluss auf das Energiegleichgewicht des Drahtes und kann somit nicht auf Grund ihrer Geringfügigkeit vernachlässigt werden. Allerdings ist die Wärmeleitung durch die Temperaturverteilungen im Draht, welche durch die sich ändernde Strömungsgeschwindigkeit des Fluids verursacht werden, sehr kompliziert und somit nur sehr ungenau theoretisch zu beschreiben. Daher wird sie in der theoretischen Modellierung nicht eingebunden. Die Wärmeleitung des Drahtes sorgt für die unbedingte Notwendigkeit einer Kalibrierung der Sonde. [4]

Entsprechend der vorangegangenen Erläuterung vereinfacht sich das Energiegleichgewicht des Drahtes (Gleichung 2) zu:

$$I \cdot U = \pi l N u \lambda (T_d - T_f) \quad (10)$$

Diese Gleichung dient als Ausgangspunkt für die folgende Kalibrierungsmethode des Sensors.

2.2 Kalibrierung

Da die in Gleichung 8 angenommene Annäherung der Nusselt-Zahl Nu durch die Prandtl-Zahl Pr und die Reynolds-Zahl Re ungenau ist, stellt dies einen weiteren Grund für die Kalibrierung der Sonde dar. Dabei wird die Form der Annäherung aus Gleichung 8 zwar beibehalten, jedoch wird die Nusselt-Zahl Nu mit den Kalibrierungskonstanten a_1 , b_1 und n bestimmt [4]:

$$Nu = a_1 + b_1 Re^n \quad (11)$$

Die Kalibrierungskonstanten a_1 , b_1 und n ergeben sich hierbei aus den spezifischen (Umgebungs-)Bedingungen der Kalibrierung und werden experimentell bestimmt. In der theoretischen Annäherung in Gleichung 8 zeigt sich dieser Einfluss der Bedingungen durch die physikalischen Größen des Fluids, aus welchen die Prandtl-Zahl Pr bestimmt wird.

Da die Reynolds-Zahl Re bis auf die Flussgeschwindigkeit v bei festen Bedingungen konstant ist, variiert die Nusselt-Zahl Nu nur durch die Flussgeschwindigkeit v [4]:

$$Nu = a + bv^n \quad (12)$$

Somit umfassen die Kalibrierungskonstanten a und b auch die drahtspezifischen Größen, die in Gleichung 11 durch die Reynolds-Zahl Re nur theoretisch eingeflossen sind.

Die Bestimmung der Nusselt-Zahl Nu in Gleichung 12 kann in das Energiegleichgewicht in Gleichung 10 eingesetzt werden. Das Ersetzen der Stromstärke I nach dem Ohmschen Gesetz, durch den Quotienten aus Spannung U und Widerstand R , ermöglicht die Bestimmung der Spannung U durch [4]:

$$U^2 = \pi l(a + bv^n)\lambda(T_d - T_f)R_d \quad (13)$$

Da die Drahttemperatur T_d bei einem CTA konstant ist, bleibt folglich auch der Drahtwiderstand R_d konstant. Somit können alle physikalische Größen in den Kalibrierungskonstanten A und B zusammenfasst werden [4]:

$$U^2 = (T_d - T_f)(A + Bv^n) \quad (14)$$

Die in Gleichung 14 gezeigte Gleichung ist elementar für die Hitzedrahtanemometrie und trägt den Namen 'King's Law'. Bei einer konstanten Fluidtemperatur T_f fließt die Temperaturdifferenz von Draht und Fluid mit in die Konstanten A_1 und B_1 ein und somit kann Gleichung 14 weiter vereinfacht werden zu:

$$U^2 = A_1 + B_1v^n \quad (15)$$

Dabei können die Kalibrierungskonstanten A_1 und B_1 basierend auf den grundlegenden physikalischen Größen angenähert werden durch:

$$A_1 = 0,42 \left(\frac{\eta c_p}{\lambda}\right)^{0,2} \pi l \lambda R_d (T_d - T_f) \quad (16)$$

$$B_1 = 0,57 \left(\frac{\eta c_p}{\lambda}\right)^{0,33} \left(\frac{\rho d}{\eta}\right)^{0,5} \pi l \lambda R_d (T_d - T_f) \quad (17)$$

2.3 Beispielhafte Auswertung

Im Folgenden werden die Konstanten ohne Index angegeben, da von einer durchweg konstanten Fluidtemperatur ausgegangen wird. Dementsprechend wird sich auf Gleichung 15 bezogen und nicht auf Gleichung 14, womit die Konstanten eindeutig sind.

Durch die Abhängigkeit von der Umgebung müssen die Konstanten A , B und n bei geänderten Bedingungen neu empirisch bestimmt werden. Zwei exemplarische Kalibrierungsmessreihen bei unterschiedlichen Umgebungsdruck, welche [5] entnommen sind, haben den in Abbildung 2 gezeigten Verlauf.

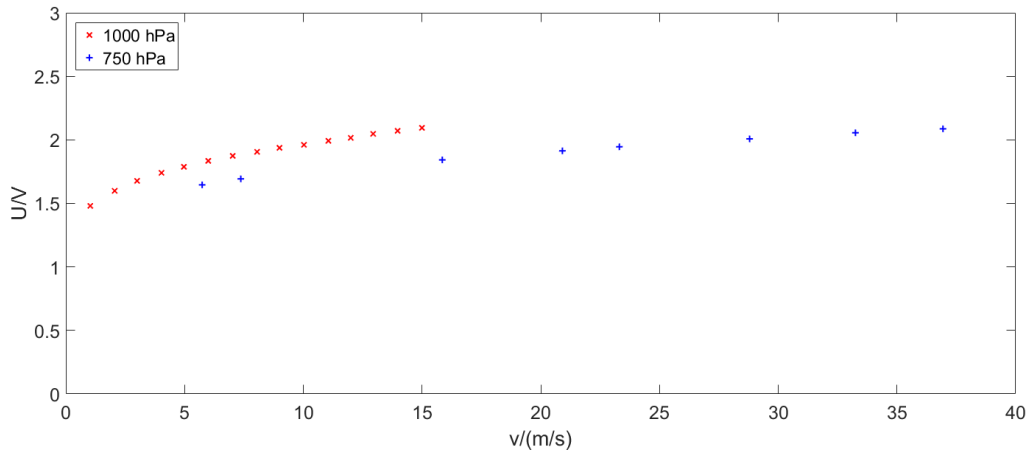


Abb. 2: Exemplarischer Datensatz für zwei Kalibrierungsmessreihen

Es gibt eine Vielzahl an Möglichkeiten, um die gegebenen Messreihen basierend auf King's Law auszuwerten, vier davon sind [6]:

1. n als konstant ($n = 0,5$ oder $n = 0,45$) annehmen; A und B analytisch bestimmen
2. A , B und n gleichzeitig numerisch bestimmen
3. A schrittweise erhöhen, B und n jeweils numerisch bestimmen und Lösung mit geringster Abweichung finden
4. n schrittweise erhöhen, A und B jeweils numerisch bestimmen und Lösung mit geringster Abweichung finden

2.3.1 Exponentialfunktion

Eine andere Möglichkeit der Kalibrierung basiert auf einer Exponentialfunktion. Dabei ist die Form der Funktion King's Law durchaus ähnlich, die Spannung ist jedoch nicht quadriert:

$$U = k_0 + k_1 v^{k_2} \quad (18)$$

Um die Kalibrierungskonstanten k_1 und k_2 zu bestimmen, wird k_0 in Abbildung 2 auf der Y-Achse bei $X = 0$ als $k_0 = 1,2$ abgelesen. Dieser Wert ergibt sich aus dem Vergleich der Messdaten mit bekannten Verläufen von Kalibrierungskurven, welche grundlegende Eigenschaften aufweisen. So haben alle Kalibrierungskurven bei sehr niedrigen Geschwindigkeiten unter $v < 1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ eine charakteristische Biegung. Gemäß dieser Verläufe, wie sie sich auch im Verlauf dieses Kapitels in Abbildung 3 ergeben, kann der Wert auf der Y-Achse bei $X = 0$ annäherungsweise bestimmt werden.

Durch die Bestimmung von k_0 , ergeben sich die Konstanten k_1 und k_2 aus dem Datensatz. Dafür wird das Gleichungssystem, welches sich aus den Messwerten und Gleichung 18 ergibt, folgendermaßen umgestellt:

$$\begin{aligned}
 U &= k_0 + k_1 \cdot v^{k_2} & | & -k_0 \\
 U - k_0 &= k_1 \cdot v^{k_2} \\
 U' &= k_1 \cdot v^{k_2} & | & \log \\
 \log(U') &= \log(k_1) + k_2 \cdot \log(v) \\
 U'' &= k_1' + k_2 \cdot v'
 \end{aligned}$$

Im Folgenden werden die Messwerte des Gleichungssystems als Matrizen behandelt:

$$\begin{aligned}
 \underline{U''} &= \begin{bmatrix} v' & \underline{1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} k_2 \\ k_1' \end{pmatrix} \\
 \underline{U''} &= \underline{\underline{M}} \begin{pmatrix} k_2 \\ k_1' \end{pmatrix} \\
 p &= \begin{pmatrix} k_2 \\ k_1' \end{pmatrix} = \underline{\underline{M}}^{-1} \underline{U''} & (19) \\
 k_1 &= e^{p(2)} ; k_2 = p(1) & (20)
 \end{aligned}$$

Die Lösung dieses Gleichungssystem kann zum Beispiel mit der 'pinv'-Funktion in MATLAB erfolgen, um die Inverse Matrix $\underline{\underline{M}}^{-1}$ zu berechnen. Diese Funktion bildet die Moore-Penrose Pseudoinverse der Matrix, wodurch die Inverse Matrix $\underline{\underline{M}}^{-1}$ ermittelt werden kann, ohne dass $\underline{\underline{M}}$ invertierbar sein muss.

Dieses Vorgehen ergab aus den Gleichungen 19 und 20 die folgenden Werte für die Kalibrierungskonstanten:

$$1000 \text{ hPa: } k_0 = 1,2 ; k_1 = 0,29 ; k_2 = 0,42$$

$$750 \text{ hPa: } k_0 = 1,2 ; k_1 = 0,24 ; k_2 = 0,37$$

Mit den gewonnenen Kalibrierungskonstanten ergaben sich die in Abbildung 3 gezeigten Kalibrierungskurven.

Da beide Kurven der Charakteristik der Messwerte folgen und keine systematischen Abweichungen auftreten, validiert dies die Kalibrierung mit einer Exponentialfunktion. Außerdem wird deutlich, dass die Kalibrierungsfunktion trotz der leichten Ungenauigkeiten bei der Bestimmung der Konstante k_0 sehr gut zu den Messwerten passt. Die Fehler zwischen den Messwerten und Kalibrierungskurve sind in ihrer Größe akzeptabel und die Kalibrierungsmethode funktioniert mit dem beschriebenen Vorgehen.

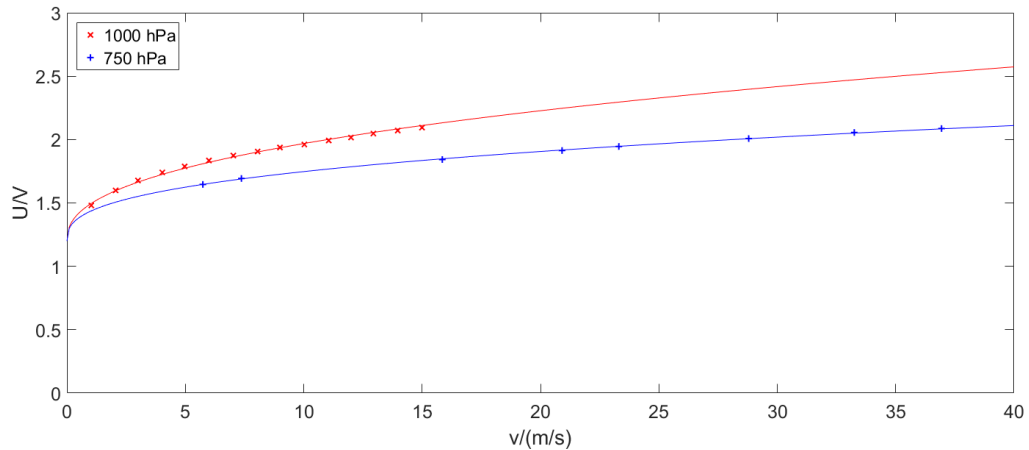


Abb. 3: Kalibrierungskurven Exponentialfunktion

2.3.2 Polynom

Neben der Kalibrierung über King's Law, gibt es auch eine Vielzahl an Methoden, welche den Zusammenhang von Spannung U und Flussgeschwindigkeit v durch Polynome beschreibt. Dabei wird die Flussgeschwindigkeit v dem Polynom gleichgesetzt, sodass der Schritt der Invertierung entfällt [6]:

$$v = c_0 + c_1 U + c_3 (U)^2 \quad (21)$$

Das Polynom in Gleichung 21 ist hierbei zweiten Grades, es kann allerdings auch ein Polynom dritten Grades verwendet werden [6]:

$$v = c_0 + c_1 U + c_2 (U)^2 + c_3 (U)^3 \quad (22)$$

Die Ordnung des Polynoms kann beliebig hoch gewählt werden. Dennoch ist ein Polynom dritten Grades schon ausreichend, um eine sehr genaue Kalibrierung zu ermöglichen, wie im Verlauf dieses Kapitels aufgezeigt wird. [6]

Die Kalibrierung mit einem Polynom kann weiterführend modifiziert werden, indem die Spannung U durch die Spannung im Quadrat U^2 ersetzt wird. So entstehen Gleichung 23 mit einem Polynom zweiten Grades und Gleichung 24 mit einem Polynom dritten Grades: [6]

$$v = c_0 + c_1 U^2 + c_3 (U^2)^2 \quad (23)$$

$$v = c_0 + c_1 U^2 + c_2 (U^2)^2 + c_3 (U^2)^3 \quad (24)$$

Die Gleichungen 21 bis 24 für die polynombasierte Kalibrierung wurden in [6] für einen exemplarischen Datensatz verwendet und ausgewertet.

Ihre Genauigkeit wurde dabei durch die normalisierte Standardabweichung ϵ bestimmt [6]:

$$\epsilon = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(1 - \frac{U_M}{U_T} \right)^2 \right)^{0.5} \quad (25)$$

Hierbei ist N die Zahl an Messwerten, U_M die gemessene Spannung und U_T die nach der Kalibrierung errechnete Spannung.

Ein Wert zwischen $\epsilon = 0,1 \%$ und $\epsilon = 0,15 \%$ spiegelt eine sehr hohe Genauigkeit der Kalibrierungsmethode wieder. [6]

Die Ergebnisse der Genauigkeitsauswertung aus [6] sind in Tabelle 1 zu sehen. Dabei wird sehr deutlich, dass die Genauigkeit der Gleichungen mit dem Grad der Polynome ansteigt und, dass Gleichungen mit der quadrierten Spannung U^2 genauer sind als Gleichungen gleichen Grades, welche nur die Spannung U beinhalten.

Tab. 1: Vergleich der Kalibrierungsmethoden und ihrer Genauigkeiten [6]

Beschreibung	Gleichung	$\epsilon / \%$
Polynom 2ten Grades, U einfach	$v = c_0 + c_1U + c_3(U)^2$	2,50
Polynom 3ten Grades, U einfach	$v = c_0 + c_1U + c_2(U)^2 + c_3(U)^3$	0,24
Polynom 4ten Grades, U einfach	$v = c_0 + c_1U + c_2(U)^2 + c_3(U)^3 + c_4(U)^4$	0,15
Polynom 2ten Grades, U quadriert	$v = c_0 + c_1U^2 + c_3(U^2)^2$	0,80
Polynom 3ten Grades, U quadriert	$v = c_0 + c_1U^2 + c_2(U^2)^2 + c_3(U^2)^3$	0,15

Die beiden Methoden mit den besten Ergebnissen erreichen dabei die gleichen Genauigkeiten wie die Methoden 3 und 4 aus dem Kapitel zur Kalibrierung mit King's Law [6].

Um die exemplarische Kalibrierung auf Basis einer Exponentialfunktion mit der Kalibrierung durch ein Polynom vergleichen zu können, wurde ein Polynom dritten Grades verwendet. Allerdings wurde entgegen Gleichung 22 die Spannung mit dem Polynom gleichgesetzt:

$$U = x_0 + x_1v + x_2v^2 + x_3v^3 \quad (26)$$

Mit dem bekannten Datensatz und Gleichung 26 kann ein Gleichungssystem in Matrixform aufgestellt und umgeformt werden:

$$\underline{U} = \begin{bmatrix} \underline{1} & \underline{v} & \underline{v^2} & \underline{v^3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$$

$$\underline{U} = \underline{V} \underline{X}$$

$$\underline{X} = \underline{V}^{-1} \underline{U} \quad (27)$$

Auch bei der Lösung dieses Gleichungssystems wurde die Moore-Penrose Pseudoinverse mit der Matlab 'pinv'-Funktion gebildet, um die Inverse Matrix \underline{V}^{-1} zu berechnen.

Somit ergaben sich die folgenden Konstanten für die Kalibrierungskurven:

$$1000 \text{ hPa: } x_0 = 1,38 ; x_1 = 0,12 ; x_2 = -0,01 ; x_3 = 3 \cdot 10^{-4}$$

$$750 \text{ hPa: } x_0 = 1,50 ; x_1 = 0,03 ; x_2 = -5 \cdot 10^{-4} ; x_3 = 5 \cdot 10^{-6}$$

Abbildung 4 zeigt die resultierenden Kalibrierungskurven, welche auf Polynomen basieren. Die Funktionen sind bei den äußeren Messwerten abgeschnitten, da die Kalibrierungskurven nur innerhalb der Messdaten ihre Gültigkeit besitzen.

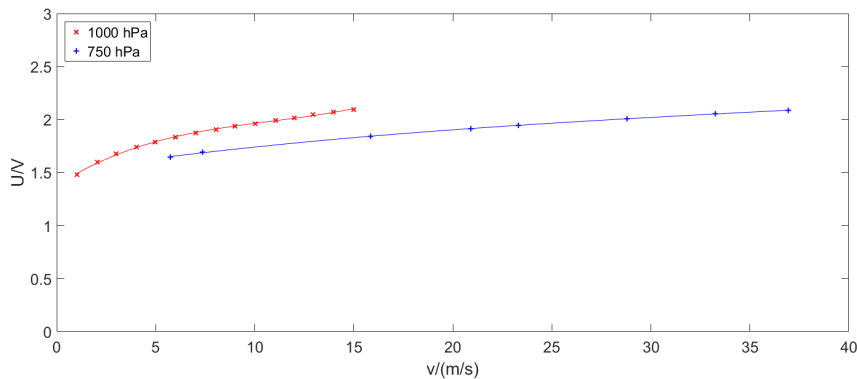


Abb. 4: Kalibrierungskurven Polynomfunktion

Auch diese Kalibrierungskurven passen sehr gut zu den Messdaten. Bei einer genauen Betrachtung der Kurven wird deutlich, dass ein Polynom einen geringeren Fehler zwischen Kurve und Messwerte erreicht als eine Exponentialfunktion. Dafür ist die Gültigkeit der polynombasierten Kalibrierung allerdings auf die Spanne der Messdaten begrenzt. So können die polynombasierten Kalibrierungskurven in Abbildung 4 nicht einfach bis $v = 0 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ fortgesetzt werden.

Somit haben beide durchgeführten Methoden ihre jeweiligen Vorteile. Während die Exponentialfunktion in Abschnitt 2.3.1 auch über den Kalibrierungsdatensatz hinaus für die Kalibrierungsbedingungen gültig ist, weist die polynombasierte Kalibrierung einen geringeren Fehler zwischen Messdaten und Kurve auf. Einen Vergleich der Fehler zwischen Kalibrierungskurve und Messdaten der beiden Methoden wurde nicht durchgeführt.

Für einen Kalibrierungsdatensatz, welcher alle in der Anwendung zu messenden Windgeschwindigkeiten erfasst, ist die Kalibrierung mit einer Polynomfunktion durch den geringeren Fehler zu bevorzugen. Falls der Datensatz allerdings nicht alle in der Anwendung möglichen Windgeschwindigkeiten abdeckt, ist eine Exponentialfunktion durch ihre allgemeinere Gültigkeit die besser geeignete Kalibrierungsmethode. Diese Einschätzung bezieht sich auf die beiden getesteten Methoden und bezieht anderen Vorgehen, wie die numerische Kalibrierung über King's Law, nicht mit ein.

3 Elektronische Grundlagen

3.1 Wheatstonesche Messbrücke

Der Hitzedraht wird als Widerstand in einer Wheatstoneschen Messbrücke verwendet, welche aus zwei Spannungsteilern besteht. Dabei besteht der eine aus dem Draht und dem Widerstand R_2 , während der andere aus den Widerständen R_3 und R_4 aufgebaut ist. Diese sind parallel zueinander geschaltet, wobei der Hitzedraht einen Widerstand R_d hat. Wie in Abbildung 5 zu sehen, wird die Brückenspannung U_b zwischen den Widerständen der Spannungsteiler gemessen.

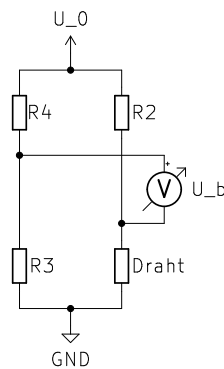


Abb. 5: Schaltplan einer Wheatstoneschen Messbrücke

Im abgeglichenen Zustand ist die Brückenspannung an dem Voltmeter $U_b = 0 \text{ V}$, da die beiden vorderen Widerstände (R_{R2} und R_{R4}) das gleiche Verhältnis zu den hinteren Widerständen (R_d und R_{R3}) haben:

$$\frac{R_{R3}}{R_{R4}} = \frac{R_d}{R_{R2}} \quad (28)$$

Die Spannung U_d , welche über den Draht abfällt, kann mit Hilfe der Speisespannung U_0 aus dem Widerstandsverhältnis in dem Brückenarm bestimmt werden:

$$U_d = U_0 \frac{R_d}{R_d + R_{R2}} \quad (29)$$

3.2 Hitzedraht Anemometrie – Konstante Temperatur

Der Widerstand des Hitzedrahtes ist abhängig von seiner Temperatur. Sobald sich diese ändert, entsteht eine Differenzspannung zwischen den beiden Armen der Messbrücke hinter den vorderen Widerständen. Diese wird genutzt, um die Temperaturänderung des Hitzedrahtes zu bestimmen, welche durch eine Änderung der Flussgeschwindigkeit des Fluids entstanden ist.

Die Differenzspannung wird an einen Operationsverstärker angelegt, welcher wiederum einen Transistor ansteuert. Dieser regelt, wie in Abbildung 6 verdeutlicht, die Spannung, welche an die Brücke angelegt wird. Somit regelt die Schaltung die Temperatur des Hit-

zedrahtes durch die Joulesche Wärme wieder auf die gewollte Betriebstemperatur. Daher wird zum Beispiel im Falle einer höheren Flussgeschwindigkeit, welche zu einem kühleren Draht führt, die Spannung erhöht. Diese erwärmt den Draht durch die Heizleistung wiederum auf die Betriebstemperatur.

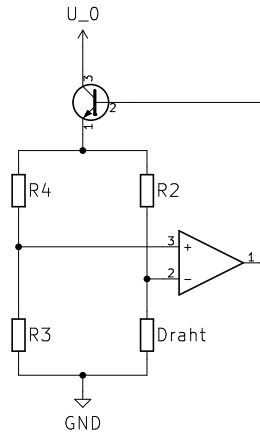


Abb. 6: Schaltplan eines CTAs mit R_d als Hitzedraht

Die vorderen Widerstände (R_{R2} und R_{R4}) sind deutlich kleiner und haben Widerstandswerte, welche ca. $\frac{1}{80}$ der hinteren Widerstände (R_d und R_{R3}) betragen. Somit fällt ein deutlich größerer Teil der Spannung über den Hitzedraht als über den vorderen Widerstand ab, wodurch die Betriebstemperatur des Drahtes effektiver erreicht werden kann. Außerdem sind die Widerstände des Referenzarms (R_{R3} und R_{R4}) zehnmal so groß wie die des Messarms (R_d und R_{R2}), um den Strom des Operationsverstärkers effektiv zu nutzen. Dieses Verhältnis wird Brückenverhältnis genannt und liegt typischerweise im Bereich zwischen 5 und 20. [6]

3.3 Grundlagen eines Operationsverstärkers

Ein Operationsverstärker, wie in dem Schaltplan in Abbildung 6 zu sehen, ist ein elektronisches Bauelement welches in der Regel als integrierter Schaltkreis vertrieben wird. Aufgebaut aus mehreren Transistoren, ist die genaue Funktionsweise abhängig von dem inneren Aufbau.

So können Operationsverstärker in vier Gruppen eingeteilt werden, wobei alle grundlegend eine Verstärkung der Differenz der Eingangssignale bewirken. Die Gruppen sind namentlich: der 'Normale Operationsverstärker' (VV), der 'Transkonduktanz-Verstärker' (VC), der 'Transimpedanz-Verstärker' (CV) und der 'Strom-Verstärker' (CC). Die Kürzel in den Klammern geben hierbei die Art des relevanten Signals an. Dabei steht die erste Stelle für das Eingangssignal und die zweite für das Ausgangssignal, während 'C' als Abkürzung für *current* (Stromstärke) und 'V' für *voltage* (Spannung) dient. [7]

Da die relevante Größe bei einem CTA die Brückenspannung ist und die Regelung des Transistors ebenfalls über die Spannung erfolgt, wird ein normaler Operationsverstärker mit dem in Abbildung 7 zu sehenden Schaltzeichen genutzt.

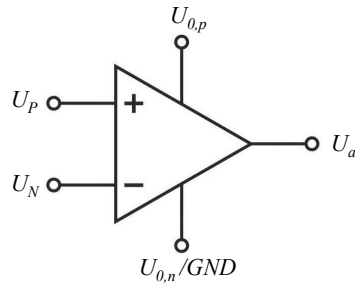


Abb. 7: Schaltzeichen eines normalen Operationsverstärkers [9]

Der nach oben zeigende Arm ist hierbei für die positive Betriebsspannung $U_{0,p}$, der nach unten zeigende Arm für die negative $U_{0,n}$ oder für den Anschluss an GND. Diese Arme werden in Schaltplänen, wie in Abbildung 6 auch, oftmals nicht eingezeichnet, um eine bessere Übersicht zu ermöglichen. Die Spannung am dem mit einem '-' gekennzeichneten Eingang U_N wird invertiert und mit der Spannung des nicht invertierten Einganges U_D , erkennbar durch das '+', addiert. Somit ergibt sich die Differenzspannung U_D als:

$$U_D = U_P - U_N \quad (30)$$

Die Ausgangsspannung U_a am rechten Arm des Schaltzeichens in Abbildung 7 wird bestimmt durch die Differenzverstärkung A_D :

$$U_a = A_D U_D \quad (31)$$

Die Differenzverstärkung A_D eines idealen Operationsverstärkers wird in der Literatur häufig als $A_D = \infty$ angegeben, in der Realität entspricht sie dem Verhältnis der Ausgangsspannung U_a zur Differenzspannung U_D und befindet sich in einer Größenordnung um die 100.000. In Abbildung 8 ist die Differenzverstärkung somit die Steigung der Übertragungskennlinie, welche wie abgebildet für ideale VV- und CV-Operationsverstärker gilt. [7]

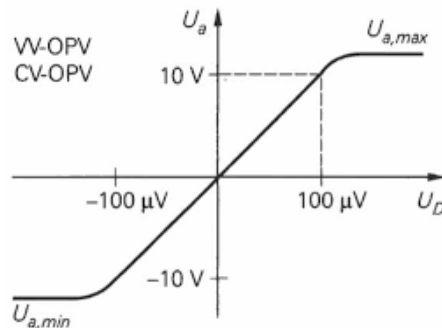


Abb. 8: Übertragungskennlinie eines VV Operationsverstärkers [7] (Beispielwerte)

Zwischen den Punkten $U_{a,min}$ und $U_{a,max}$ befindet sich der lineare Arbeitsbereich des Operationsverstärkers. Bei einer Differenzspannung U_D außerhalb dieses Bereiches wird

der Verstärker übersteuert und die Ausgangsspannung U_a ist gesättigt. Die Sättigungsspannungen $U_{a,min}$ und $U_{a,max}$ sind meist so groß, wie die Versorgungsspannungen $U_{0,n}$ und $U_{0,p}$. [7]

Die genaue Charakteristik einer Operationsverstärkerschaltung ergibt sich aus der Art der Rückkopplung, wobei die für diese Arbeit verwendeten in Abschnitt 3.5 erklärt werden.

3.4 Grundlagen eines Transistors

Die Obergruppe der Transistoren kann in Feldeffekttransistoren und Bipolare Transistoren geteilt werden. Diese unterscheiden sich sowohl in ihrer Funktionsweise als auch in ihrem Schaltzeichen. Von Bipolaren Transistoren gibt es zwei Arten, NPN-Transistoren und PNP-Transistoren. Beide bestehen aus drei Halbleiterschichten, deren Anordnung sich aus den Namen ergibt. Da in dieser Arbeit ein bipolarer NPN-Transistor genutzt wird, fokussiert sich dieses Kapitel auf dieses Bauteil.

Das Schaltzeichen eines NPN-Transistors, welches auch in dem Schaltplan eines CTAs in Abbildung 6 verwendet wurde, ist in Abbildung 9 dargestellt.

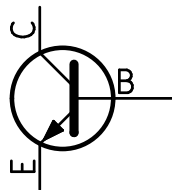


Abb. 9: Schaltzeichen eines NPN-Transistors

Die Buchstaben an den Ein- bzw. Ausgängen des Schaltzeichen stehen für Collector (dt. Kollektor), Basis und Emitter. Dabei sind Kollektor und Basis die Eingänge des Transistors, wovon die Basis als Steuereingang bezeichnet werden kann. Wenn die Spannung zwischen Basis und Emitter einen Schwellwert überschreitet, fließt ein Basisstrom. Dieser reguliert den Strom von Kollektor zu Emitter, wobei der Kollektorstrom 20 bis 10.000 mal größer als der Basisstrom ist. Somit kann durch eine Spannung an der Basis die Stromausgabe am Emitter gesteuert werden. Ohne diese Spannung an der Basis sperrt der Transistor. Falls die Spannung an der Basis größer als am Kollektor ist, befindet sich der Transistor im Sättigungsbetrieb. In diesem Fall erfolgt keine Verstärkung durch das Bauteil, allerdings entsteht auch kein technischer Schaden, solange der maximale Basisstrom nicht überschritten wird.

3.5 Schaltungsaufbau eines Constant Temperature Anemometers

Im Folgenden wird eine Schaltung mit einem NTC Thermistor anstatt eines Drahtes verwendet, welche etwas umfangreicher als die bisher gezeigten Schaltpläne ist. Dafür dient der frei zugängliche Schaltplan des Modern Device Windsensor Rev.C (MD REV.C) [10] als Vorlage. So wurde der Schaltplan des MD REV.C übernommen und verschiedene Schal-

tungselemente zu der Grundschaltung des CTAs (Abbildung 6) hinzugefügt. Zusätzlich wurde eine der Schaltplan um eine Ausgabeschaltung ergänzt, welche aus der Spannung an der Messbrücke U_{raw} durch Nullpunktgleichung und Verstärkung eine Ausgabesignal konditioniert. Außerdem ist auf Grund der NTC-Charakteristik des Thermistors der Anschluss der Brückenarme an den Operationsverstärker im Vergleich zu einem CTA mit einem Hitzedraht (Abbildung 6) vertauscht. Der daraus resultierende Schaltplan ist in Abbildung 10 zu sehen.

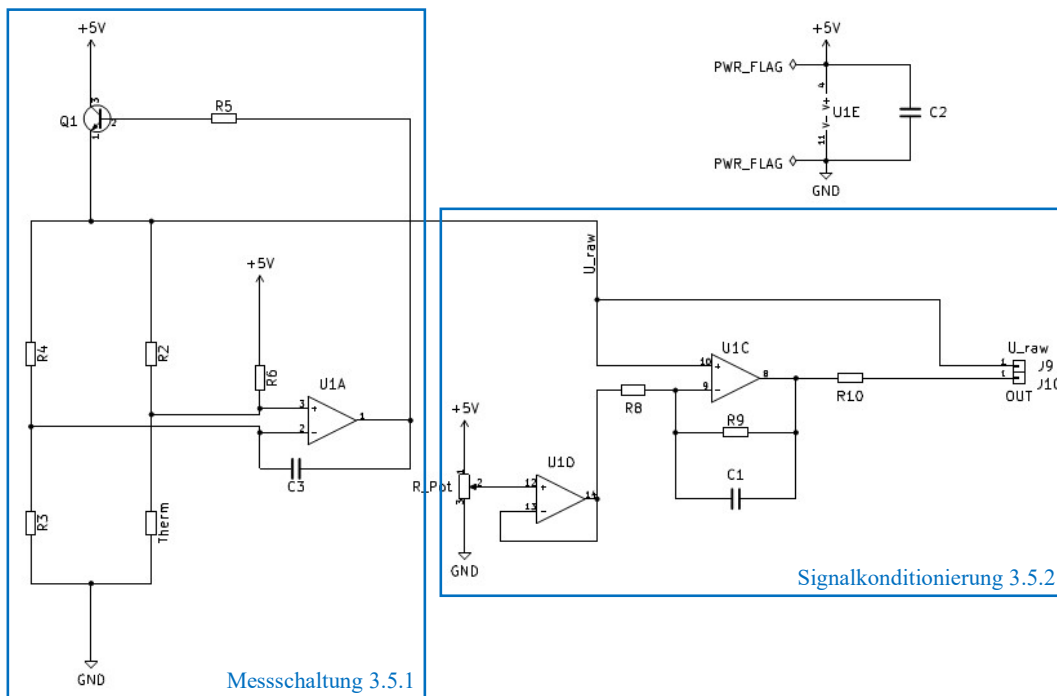


Abb. 10: Schaltplan des verwendeten CTAs mit Ausgabeschaltung

Die Schaltung kann grundlegend in zwei Teile getrennt werden, da die linke Hälfte zur Messung selbst dient, während die rechte Hälfte das Ausgabesignal konditioniert. Der Kondensator C2 außerhalb der blauen Kästen ist mit den Eingängen 4 und 11 des Integrated Circuits der Operationsverstärker verbunden und dient zur Bereinigung der Speisespannung von Rauschen.

3.5.1 Messbetrieb & Signalerfassung

Wie in Abbildung 10 zu sehen, ist die Brückenschaltung um den Widerstand R6 am Messarm und den Kondensator C3 am Operationsverstärker erweitert worden, ebenso wie um den Widerstand R5 zwischen Operationsverstärker und Transistor. Außerdem sind die Eingänge am Operationsverstärker U1A auf Grund des NTC-Verhaltens des Thermistors im Vergleich zur Abbildung 6 vertauscht. Zusätzlich wird die Spannung hinter dem Transistor an der Brücke als Rohspannung U_{raw} für die Ausgabeschaltung verwendet.

Die erste Änderung, der Widerstand R5, sorgt für eine Minderung der Spannung, welche die Basis des Transistors vom Ausgang des Operationsverstärkers erreicht. Dies garantiert, dass die Kollektorspannung auch bei Sättigung der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers größer ist als die Spannung an der Basis des Transistors.

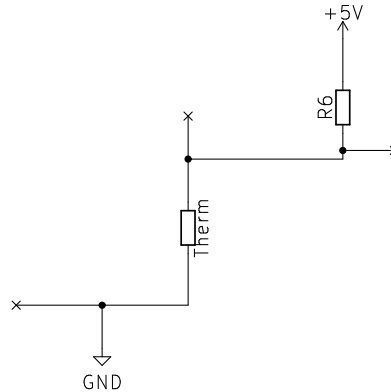


Abb. 11: Isolierter Schaltplan des Spannungsteilers aus R6 und Thermistor

Der Widerstand R6, welcher mit dem Thermistor wie in Abbildung 11 dargestellt einen Spannungsteiler ergibt, sorgt für ein Grundniveau am nicht invertierten Spannungseingang des Operationsverstärkers. Wie sich im Laufe der Experimente herausstellte, wird somit verhindert, dass der Transistor beim Einschalten des Sensors schließt und die Brückenspannung dadurch bei 0 V bleibt. Dies hätte zur Folge, dass der Operationsverstärker keine Spannung ausgibt und der Transistor geschlossen bleibt, ohne dass der Thermistor seine Betriebstemperatur erreichen könnte. In dem Schaltplan des MD REV.C ist der Widerstand R6 mehr als 120-fach so groß wie der Thermistorwiderstand bei einer ausgeglichenen Brücke. Somit fällt an diesem Betriebspunkt nach Gleichung 29 nur eine Spannung von 0,04 V über den Thermistor ab, was bestätigt, dass der Widerstand R6 eine ausgeglichene Brücke beim Start des Sensors verhindern soll ohne die Thermistorspannung merklich zu beeinflussen. Der Ansatz, dass R6 auch den Betriebspunkt des Thermistors festlegt, wurde im Verlauf der Versuche untersucht, jedoch nicht bestätigt.

Das dritte Bauteil, welches zu der Grundschialtung des CTAs hinzugefügt wurde, ist der Kondensator C3 als Gegenkopplung am Operationsverstärker. Ähnlich dem Prinzip eines Integrierer-Elements für Wechselstromkreise, dämpft der Kondensator als zeitabhängiges Element das Umschalten des Operationsverstärkers. Dies geschieht indem der Kondensator bei veränderter Ausgangsspannung des Operationsverstärkers nach seiner Charakteristik im Gleichstromkreis erst ge- bzw. entladen werden muss. Somit wird das sprunghafte Umschalten des Operationsverstärkers, welches durch den hohen Verstärkungsfaktor bedingt ist, etwas verlängert ohne die letztendlich erreichte Spannung zu beeinflussen. Neben der Dämpfung der Spannungsprünge wird auch die Ausgangsspannung vom Rauschen bereinigt. Da dieser Teil der Schaltung nicht elementar für das CTA ist, wurde sie auf Grund der begrenzten Zeit nicht in dieser Arbeit getestet.

3.5.2 Signalkonditionierung

Die Ausgabeschaltung in Abbildung 12 basiert auf der Verschaltung der Operationsverstärker. Während der Operationsverstärker U1D zusammen mit dem Potentiometer den Nullpunkt der Ausgangsspannung festlegt, bestimmt U1C die Skalierung des Signals.

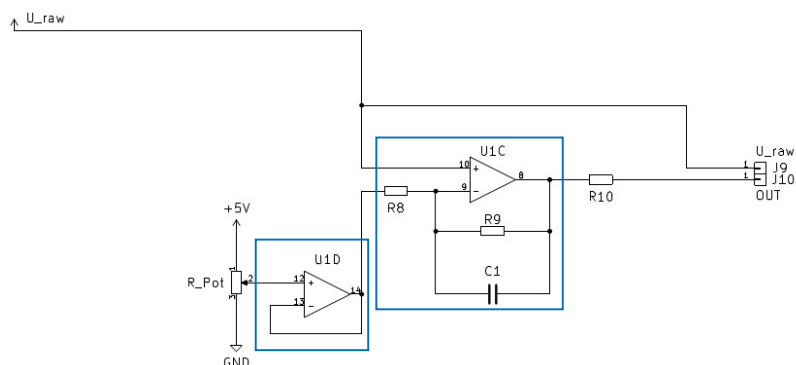


Abb. 12: Isolierter Schaltplan der Ausgabeschaltung

Durch die Ausrichtung des Potentiometer wird die Spannung geregelt, welche in den Operationsverstärker U1D geführt wird. Entsprechend der Schaltung als Spannungsfollower mit einer direkten Rückkopplung an invertierten Eingang findet keine Verstärkung der Eingangsspannung statt. Allerdings wird der Strom hinter dem Operationsverstärker nur noch durch das Bauteil selbst gespeist. Dafür sorgt der sehr hochohmige Eingang des Operationsverstärkers, welcher somit die Stromstärke, die durch das Potentiometer fließt, gering hält. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers U1D dient als Referenzspannung U_{ref} ohne Strom im folgenden Teil der Ausgabeschaltung. Dieser ist in Abbildung 13 dargestellt und regelt die Skalierung der Ausgangsspannung. Der abgebildete Aufbau ist der eines invertierten Operationsverstärkers mit nicht-invertierter positiver Referenzspannung mit einem zusätzlichen Kondensator.

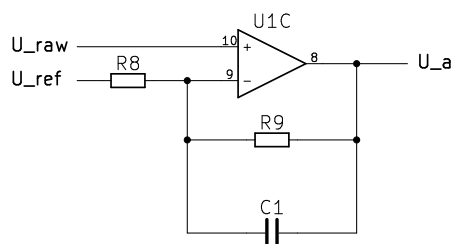


Abb. 13: Isolierter Schaltplan des Operationsverstärkers U1C

Die Ausgabespannung dieses Elements ohne Kondensator wird nach [8] beschrieben durch:

$$U_a = -U_{ref} \left(\frac{R_{R9}}{R_{R8}} \right) + U_{raw} \left(1 + \frac{R_{R9}}{R_{R8}} \right) \quad (32)$$

Da der Kondensator die letztendlich erreichte Ausgabespannung bei einem Gleichstromkreis nicht beeinflusst, wird die Verstärkung der Ausgabespannung allein durch das Verhältnis der Widerstände R8 und R9 bestimmt. Wie bei dem Operationsverstärker U1A auch, dämpft der Kondensator C1 den Spannungssprung und bereinigt die Ausgangsspannung. Somit kann der Nullpunkt bei keinem Wind festgelegt werden, indem die Referenzspannung U_{ref} folgende Bedingung erfüllt:

$$U_{ref} = \frac{U_{raw} \left(1 + \frac{R_{R9}}{R_{R8}} \right)}{\frac{R_{R9}}{R_{R8}}} \quad (33)$$

Die Ausgangsspannung U_a wird über den Widerstand R10 geführt, bevor sie am Jumperpin J10 als Ausgabespannung U_{out} des Sensors abgegriffen werden kann. Dies verhindert einen Kurzschluss, falls der Pin J10 an GND geschlossen wird, z.B durch ein falsch eingestelltes Messgerät. Bei einer Spannungsmessung beeinflusst R10 das Signal nicht, da der Eingangswiderstand/Messwiderstand des Messgeräts extrem hochohmig ist.

4 Versuchsaufbau, Durchführung & Auswertung

4.1 Aufbau des Sensors und des Teststandes

4.1.1 Entwurf und Umsetzung der CTA-Platine

Die Schaltung aus Abbildung 10 sollte umgesetzt und getestet werden. Da eine Durchsteckmontage in dem vorangegangenen Praktikum nur sehr verrauschte Ergebnisse lieferte, wurde die Schaltung auf eine Platine übertragen.

Dafür wurde ein Schaltplan in der Software KiCad angelegt, einer kostenlose Open-Source-Software, welche eine übergreifende Plattform zwischen Schaltplan, Platinentwurf und 3D Platinenmodell bietet. Dabei wurde die Schaltung um Jumper-Pins ergänzt, so dass Messwerte leicht abgegriffen und Teile der Schaltung einzeln getestet werden können. Der modifizierte Schaltplan ist in Abbildung 14 zu sehen.

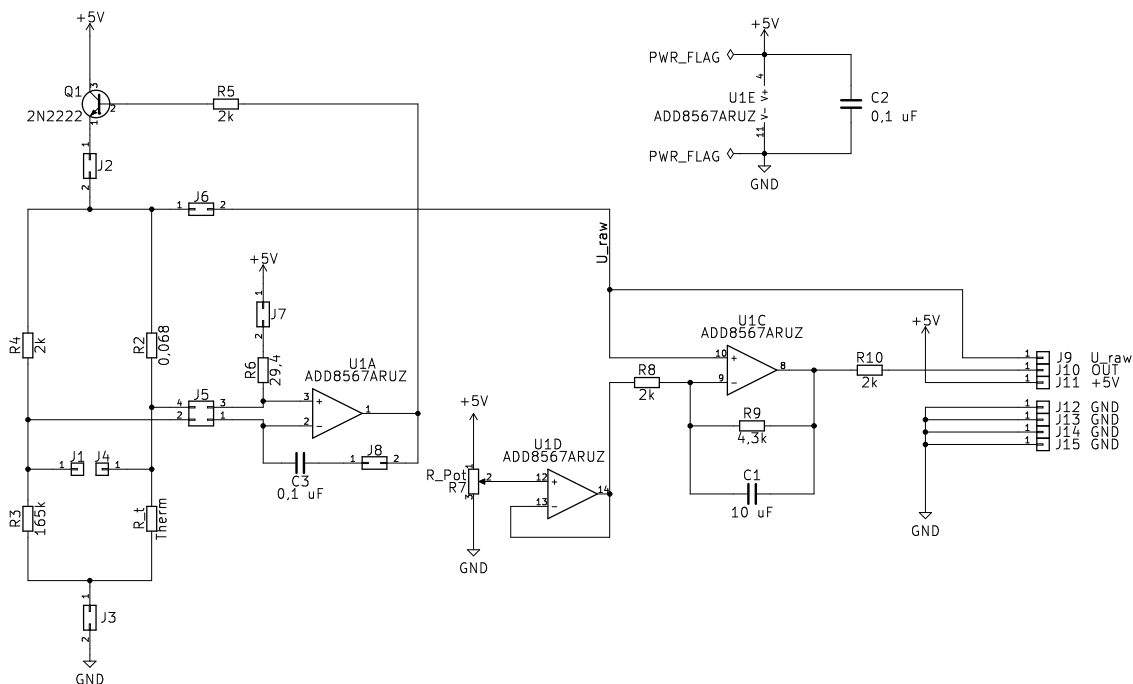


Abb. 14: Schaltplan der Platine

Die Kennwerte für die einzelnen Bauteile konnten dabei vom MD REV.C übernommen werden, allein für den Thermistor wurde kein Nennwert angegeben. Auf Grund der Schaltung konnte auf einen NTC Thermistor geschlossen werden, welcher für eine ausgeglichene Brücke einen Widerstand von $R_t = 82,5 \Omega$ aufweist. Darauf basierend wurde sich für den 0402 Thermistor *ERTJ0EA400H* entschieden, welcher den benötigten Widerstand bei einer Temperatur von $T_t \approx 10 \text{ }^\circ\text{C}$ annimmt.

Der Schaltung wurde anschließend innerhalb der Software von dem Schaltplaneditor in den Leiterplatteneditor importiert. Die Anordnung der Bauteile, welche in Abbildung 15 zu sehen ist, erfolgte so, dass Durchkontaktierungen ohne Bauteil ('Vias') auf eine Einzelne reduziert wurden. Weitere Durchkontaktierungen hätten den Fertigungsprozess, welcher durch das Elektroniklabor des Instituts für Raumfahrtssysteme des DLRs erfolgte, deutlich verkompliziert. Abbildung 16 zeigt die Platine als 3D-Modellierung, wobei für den Integrated Circuit mit den Operationsverstärkern, den Transistor und das Potentiometer keine Modelle gefunden werden konnten. Der Thermistor ist auf einen 4 cm langen Arm montiert, sodass bei späteren Messungen der Rest der Platine außerhalb der Anströmzone liegt.

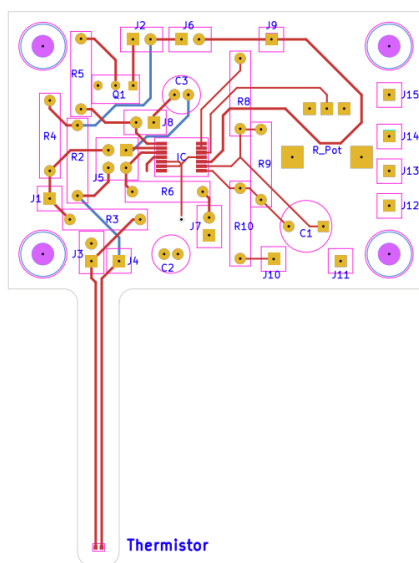


Abb. 15: Bauteilanordnung der Platine

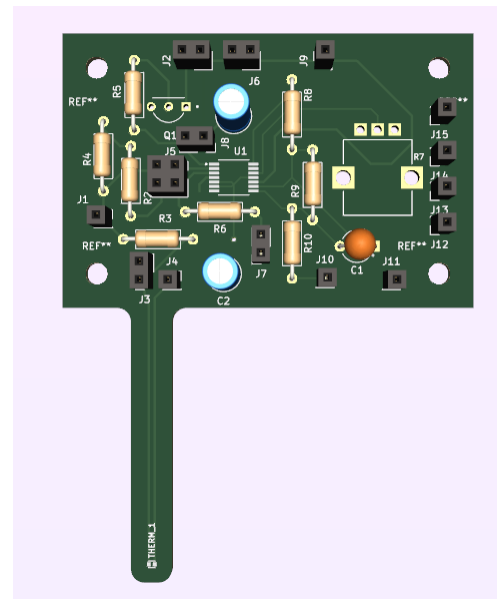


Abb. 16: 3D-Modell der Platine

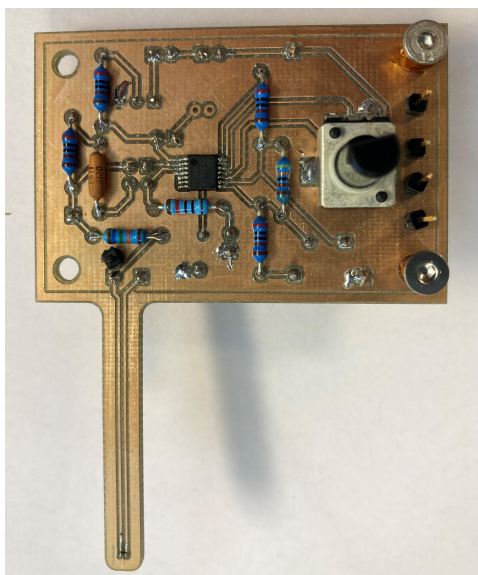


Abb. 17: Foto der Platinenvorderseite

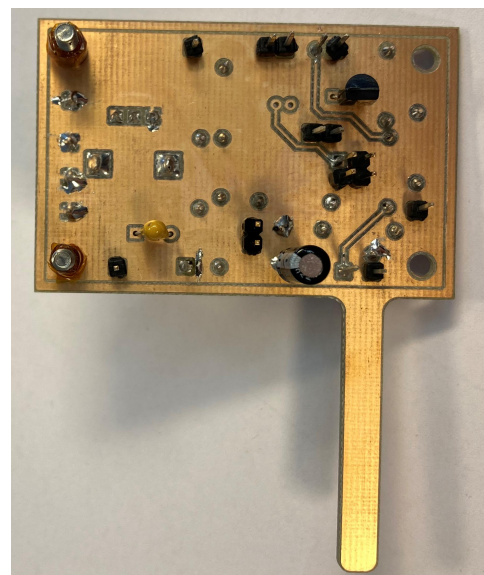


Abb. 18: Foto der Platinenrückseite

Die letztendlich gefertigte Platine ist in den Abbildungen 17 und 18 zu sehen, wobei von den vier Montagelöchern auf Grund des kleineren Aufwandes bei Auf- und Abbau nur zwei genutzt wurden. Bei den genutzten Windgeschwindigkeiten ist diese Befestigung ausreichend, um die Platine senkrecht im Wind zu halten.

Bis auf die Jumperpins, welche mit GND verbunden wurden, sind alle Pins auf der Rückseite der Platine angebracht. Somit können bei Messungen die Kabel einfacher verbunden werden ohne im Weg zu sein. Da die Oberfläche der Rückseite auf GND gesetzt ist, während die Vorderseite an die Platinenspeisespannung von $U_0 = 5\text{ V}$ geschlossen ist, darf die Platine während des Betriebs nicht beidseitig angefasst werden. Dieses Design dient zur Verringerung der benötigten Leiterbahnen, wird nach Rücksprache mit der Elektronikabteilung in der nächsten Version jedoch geändert. Ein Entwurf, bei dem beide Oberflächen auf GND gelegt sind, verringert das Risiko eines Kurzschlusses deutlich.

4.1.2 Versuchsaufbau

Um die beschriebene Platine zu testen, wurde diese in einem Aufbau platziert, welcher schematisch in Abbildung 19 dargestellt ist.

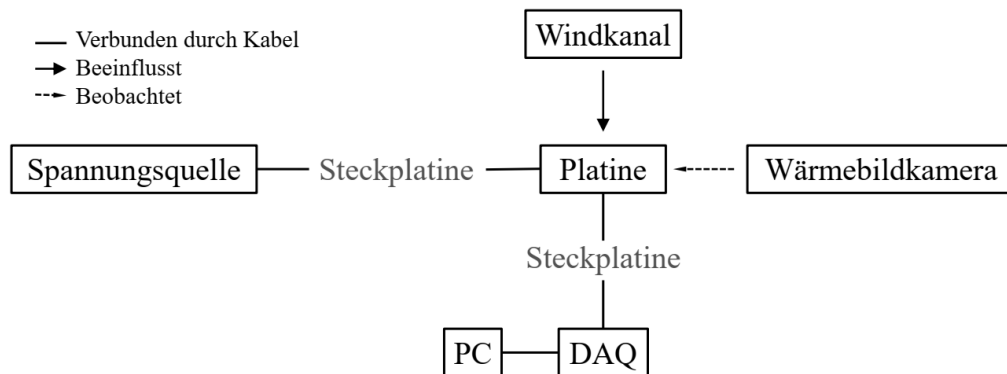


Abb. 19: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus

Die Spannungsversorgung der Platine erfolgte durch eine *TTi PL601* Spannungsquelle. Diese wurde, wie in Abbildung 19 ersichtlich, über eine Durchsteckplatine mit Kabeln verbunden, welche wiederum an die Pins der Platine führten.

Die Spannungen der Platine wurden alle mit dem Dataacquisition (DAQ) System *USB-6210* der Firma National Instruments aufgenommen und in der dazugehörigen Software *DAQExpress* am PC ausgewertet. Die gleiche Durchsteckplatine diente dabei auch als Verbindung, um Spannungen der Platine gleichzeitig mit mehreren Eingängen der DAQ zu verbinden. So wurde zum Beispiel die Thermistorspannung einerseits gegen GND gemessen und andererseits gegen die Spannung im Referenzarm als Brückenspannung.

Die Temperatur des Thermistors wurde während des Versuchsdurchführung mit der Wärmebildkamera *testo 875* beobachtet. Ein Foto dieser Konfiguration ist in Abbildung 20a zu sehen, wobei die Wärmebildkamera durch ein anwinkelbares Klemmstativ fixiert ist.

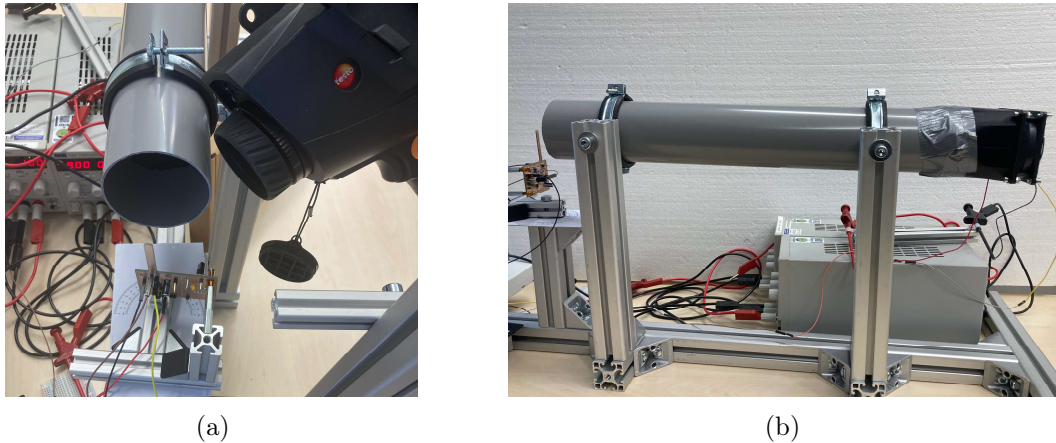


Abb. 20: Fotos des Versuchsaufbaus

Um die Reaktion der Spannungen auf einen Wind am Thermistor zu untersuchen, wurde ein Windkanal verwendet, welcher im Rahmen dieser Arbeit gebaut wurde. Dieser ist in Abbildung 20b zu sehen und wird mit einem Lüfter betrieben, welcher Windgeschwindigkeiten bis zu $v_{max} = 1,57 \frac{m}{s}$ erreicht. Eine ausführliche Beschreibung zusammen mit einer Geschwindigkeitskalibrierung befindet sich im Anhang.

4.2 Experimentelle Untersuchung der grundlegenden Funktionalität

4.2.1 Änderung der Versorgungsspannung ohne Wind

Im ersten Schritt der Untersuchung der Platine wurde die Messbrücke durch die offenen Jumper-Pins isoliert und die Versorgungsspannung direkt an die Messbrücke angelegt. Der daraus resultierende Schaltplan ist in Abbildung 21 dargestellt.

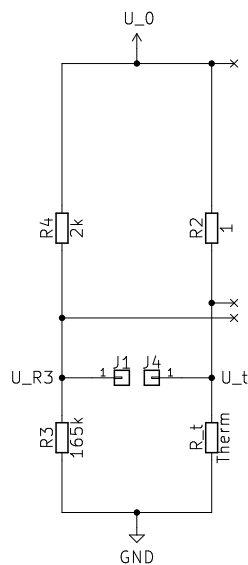


Abb. 21: Schaltplan der isolierten Messbrücke

Dabei wurden die Thermistorspannung $U_{t,M}$ und die Brückenspannung $U_{b,M}$ gemessen, während die Speisespannung von $U_{0,S} = 1,5$ V auf $U_{0,S} = 1,0$ V und wieder auf $U_{0,S} = 1,5$ V gedreht wurde.

Dieses Vorgehen ermöglicht eine erste Einordnung für die Größenordnung der Brückenspannung U_b und ihr Verhalten. Dabei ist in Abbildung 22 deutlich zu sehen, dass die gemessenen Spannungen sich zwischen $t = 7$ s und $t = 14$ s, sowie zwischen $t = 34$ s und $t = 44$ s der Änderung der Speisespannung anpassen. Da die Regelung der Versorgungsspannung per Drehen am Knopf der Spannungsquelle erfolgte, ist die Änderung nicht kontinuierlich sondern leicht stockend.

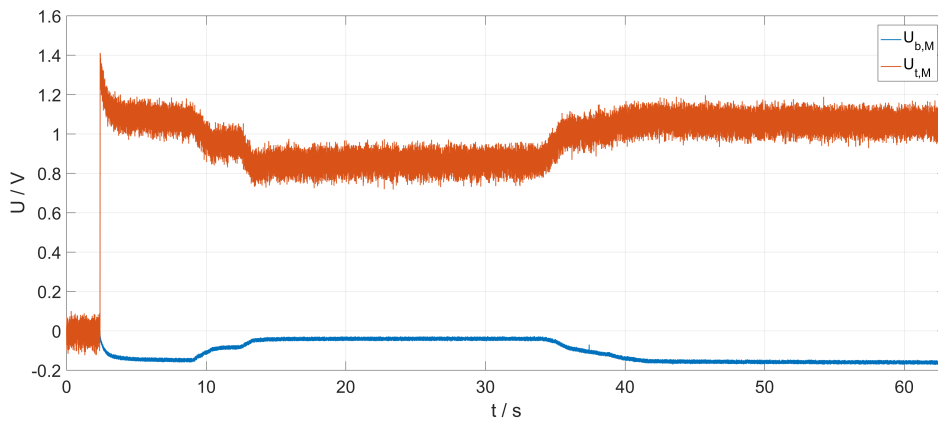


Abb. 22: $U_{t,M}$ und $U_{b,M}$ bei Änderung von $U_{0,S} = 1,5$ V zu $U_{0,S} = 1,0$ V und zurück

Sowohl die Thermistorspannung $U_{t,M}$ als auch der Betrag der Brückenspannung $U_{b,M}$ reagieren deutlich und proportional zur Änderung der Speisespannung $U_{0,S}$. Somit kann davon ausgegangen werden, dass die grundlegenden Verbindungen in der Messbrücke funktionieren. Die Indizes S für die eingestellte und M für die gemessene Spannung werden auch im weiteren Verlauf der Arbeit genutzt.

4.2.2 Anströmen des Thermistors durch Windkanal

Für den Versuch wurde die Reaktion von Thermistorspannung $U_{t,M}$ und Brückenspannung $U_{b,M}$ auf das Einschalten des Windkanals bei einer Speisespannung von $U_{0,S} = 1,3$ V gemessen. Dabei wurde der Windkanallüfter mit seiner maximalen Windgeschwindigkeit von $v_{fan} = 1,57 \frac{m}{s}$ betrieben, um eine möglichst deutliche Reaktion der Brücke zu erreichen. Die gemessenen Spannungen sind in Abbildung 23 zu sehen.

Das Rauschen des Pulsesensors von ca $t \approx 175$ s bis $t \approx 275$ s zeigt die Zeitspanne, in welcher der Lüfter eingeschaltet war. Dies geschah erst nach einer recht großen Zeitspanne, da somit der Gleichgewichtszustand der Platine erreicht wurde. Um die Abbildung möglichst übersichtlich zu gestalten, wurde die Spannungsquelle des Pullup-Widerstandes nicht eingeschaltet, was zu dem Rauschen des Lüftersignals führt. Somit ist zwar keine Messung der Drehgeschwindigkeit des Lüfters möglich, die An- und Ausschalten des Lüfters ist dennoch klar ersichtlich und die Ergebnisse sind besser erkennbar.

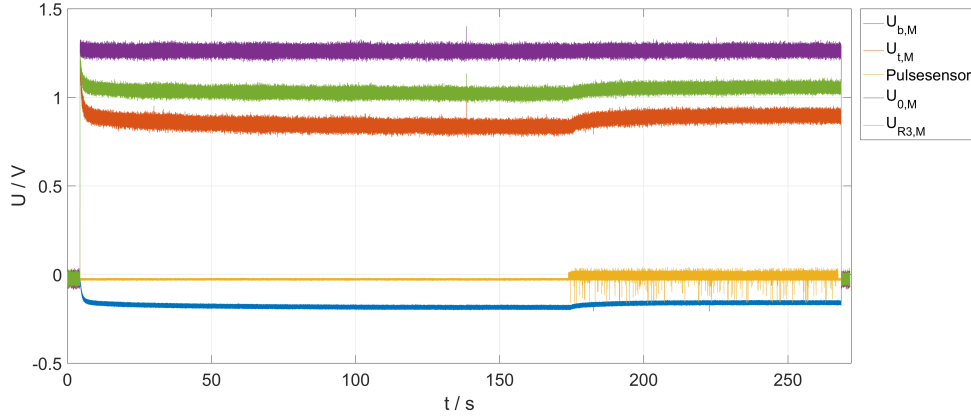


Abb. 23: $U_{t,M}$ und $U_{b,M}$ der Platine bei $U_{0,S} = 1,5$ V

Der Ausreißer von Thermistorspannung $U_{t,M}$, Spannung im Referenzarm $U_{R3,M}$ und Brückenspannung $U_{b,M}$ bei $t \approx 140$ s ist nur durch den ungewollten Peak der Speisespannung $U_{0,M}$ erklärbar, da alle drei Signale dieses Verhalten aufweisen. Auf das Einschalten des Windkanals reagiert die Messbrücke zwar nur sehr gering aber dafür wie erwartet, indem die Thermistorspannung durch den größeren Thermistorwiderstand ansteigt. Folglich verringert sich die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Brückenarme und die Brückenspannung nähert sich an null an.

Da die Datensätze der gemessenen Spannungen zu groß waren konnten die Messungen nicht durch die Funktion der Dataaquisitionsoftware vom Rauschen bereinigt werden. Dementsprechend sind die Werte in Tabelle 2 sehr ungenau, reichen dennoch aus, um das Verhalten der Platine zu erkennen.

Tab. 2: Gemessene Spannungen bei $t \approx 160$ s und $t \approx 225$ s

$U_{0,M} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$
1,27	0	0,85	1,03	-0,18
1,27	1,57	0,90	1,06	-0,16

Die Beobachtung mit der Wärmebildkamera ergab, dass der Thermistor ohne Einschalten des Lüfters eine Temperatur von $T_t \approx 82$ °C erreichte, mit dem eingeschalteten Windkanal eine Temperatur von $T_t \approx 67$ °C. Für diese Temperaturen wurden die Widerstandswerte der Kennlinie B aus dem Datenblatt, dargestellt in Abbildung 24, abgelesen.

Die entnommenen Werte wurden zusammen mit den nach Gleichung 29 entstehenden theoretischen Thermistorspannungen $U_{t,T}$, Spannungen im Referenzarm $U_{R3,T}$ und Brückenspannungen $U_{b,T}$ in Tabelle 3 dargestellt.

Tab. 3: Theoretische Werte mit und ohne Wind

$U_{0,M} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$T_t / \text{°C}$	$R_{t,nom} / \Omega$	$U_{t,T} / \text{V}$	$U_{R3,T} / \text{V}$	$U_{b,T} / \text{V}$
1,27	0	82	5,5	1,07	1,25	-0,18
1,27	1,57	67	10	1,15	1,25	-0,10

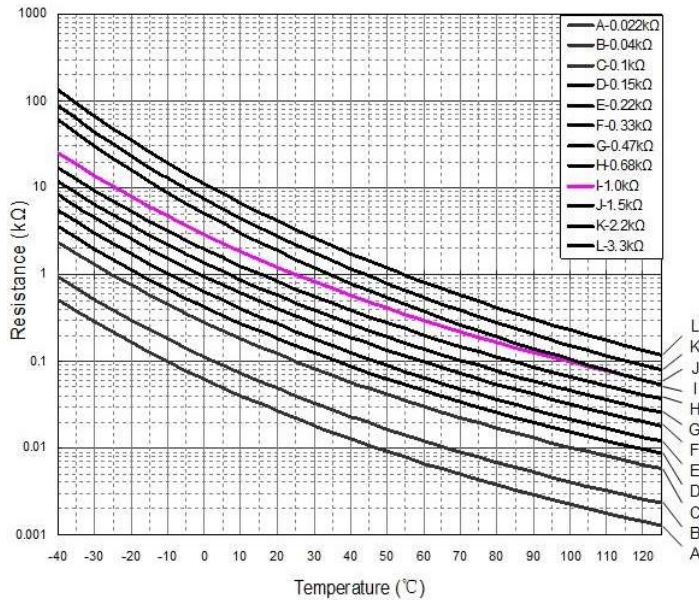


Abb. 24: Kennlinie des Thermistors (B), [11]

Bei dem Vergleich der theoretischen Werte in Tabelle 3 zu den gemessenen Werten in Tabelle 2, bestätigt sich das grundlegend erwartete Verhalten der Platine. Die Abweichungen zwischen den theoretischen und gemessenen Spannungen für Thermistor und den Widerstand R_3 sind zwar nicht vernachlässigbar, werden jedoch erst in Abschnitt 4.3.3 behandelt. Auffallend ist allerdings vor allem die nicht konstante Spannung $U_{R_3,M}$, welche sich bei Einschalten des Lüfters bei $t \approx 175$ s ändert, deutlich sichtbar in Abbildung 23. Dies widerspricht der Theorie, wonach die Spannung $U_{R_3,T}$ in Tabelle 3 konstant bleibt, und verfälscht folglich die Brückenspannung $U_{b,M}$. Da diese sich in dem Versuch trotzdem grundlegend wie erwartet verhält, wird sich auch diesem Phänomen in Abschnitt 4.3.4 gewidmet.

Insgesamt stimmt die Größenordnung der Ergebnisse mit den theoretischen Werten überein und bis auf die nicht konstante Spannung im Referenzarm verhält sich die Messbrücke wie erwartet.

4.2.3 Hinzunahme der Feedbackschleife

Mit diesem Wissen, wurde im nächsten Schritt die Feedback-Regelung aus Operationsverstärker und Transistor durch Verbinden der Jumper-Pins hinzugenommen. Der Jumper zum Widerstand R_6 wurde jedoch weiterhin offen gelassen, sodass sich die in Abbildung 25 gezeigte Schaltung ergibt.

In diesem Versuch wird die Platine mit einer Spannung von $U_{0,S} = 5$ V versorgt, um die Betriebsspannung des Operationsverstärkers von mindestens $U_{min} = 4,5$ V zu erreichen. Die gemessenen Spannungen sind in Abbildung 26 zu sehen, wobei im unteren Plot die Speisespannung nicht mit abgebildet wurde, um eine genauere Auflösung der anderen Spannungen zu ermöglichen. Beide Plots zeigen die gemessenen Daten des selben Versuchs.

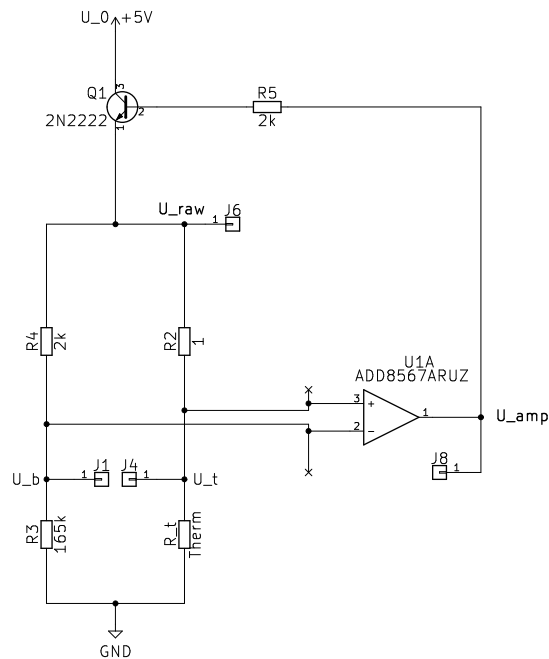


Abb. 25: Schaltplan der Messbrücke mit Feedbackschleife

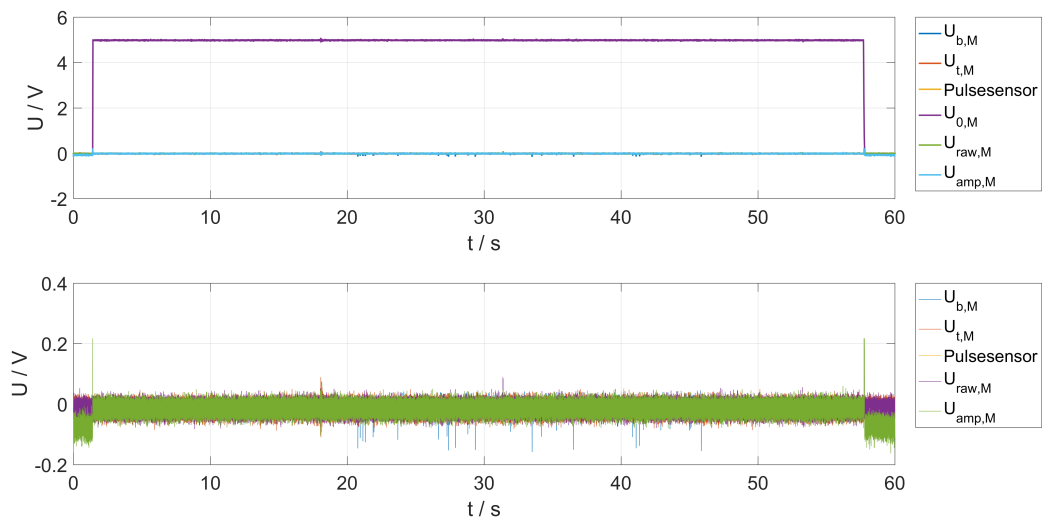


Abb. 26: Gemessene Spannungen bei Hinzunahme der Feedbackschleife

Nach dem Einschalten der Speisespannung U_0 bei $t \approx 2$ s, sind alle gemessenen Spannungen bei $U = 0$ V. Eine mögliche Erklärung ist, dass beim Einschalten der Versorgung die Brückenspannung $U_b = 0$ V ist, sodass der Operationsverstärker auch keine Spannung ausgibt, der Transistor schließt und zu keinem Punkt eine Spannung an der Brücke anliegt. Folglich würde der Widerstand R6 dieses Verhalten verhindern, indem immer eine Spannung an dem nicht invertierten Eingang des Operationsverstärkers anliegt.

Um diese Theorien zu testen und die Vorgänge innerhalb der Schaltung genau zu verstehen, wurde im Folgenden die Platine detaillierter getestet.

4.3 Isolierung und Untersuchung der Messbrücke

4.3.1 Auswahl der Versorgungsspannung

Um die Messbrücke und ihre Reaktion auf einen Wind am Thermistor genauer zu untersuchen, wurden drei verschiedene Versorgungsspannungen U_0 an die Brücke angelegt und drei Einstellungen des Windkanals genutzt. Dabei wurde erneut der Schaltungsaufbau aus Abbildung 21 verwendet. Auch wenn der Thermistor für eine Betriebstemperatur bis maximal $T_{t,max} = 125$ °C ausgelegt ist, sollte die erreichte Temperatur $T_t = 100$ °C nicht überschreiten, um kein Risiko einer Beschädigung einzugehen [11].

Um die passende Spannung für eine geeignete Betriebstemperatur zu finden, wurde bei ausgeschaltetem Windkanal eine Versorgungsspannung $U_{0,S} = 2$ V mit einer Stromstärkegrenze von $I_{0,max} = 0,22$ A an die Messbrücke angelegt. Wie in Tabelle 4 zu sehen, wurden die letztendlich ausgegebene Spannung $U_{0,M}$ und Stromstärke I_0 zusammen mit der Thermistortemperatur T_t gemessen. Die Wiederholungen des Versuchs bei gleichen Parametern ergab sich aus den unerwartet niedrigen Werten der gelieferten Spannung $U_{0,M}$.

Tab. 4: Temperaturtest des Thermistors ohne Wind und $I_{0,max} = 0,22$ A

TC	$U_{0,S}$ / V	I_0 / A	$U_{0,M}$ / V	T_t / °C
1.1	2	0,217	2,00	96
1.2	2	0,220	1,85	83
1.3	2	0,220	1,66	80
1.4	2	0,220	1,45	81
1.5	2	0,220	1,40	80

Die Thermistortemperatur T_t wurde durch die Wärmebildkamera beobachtet und durch die zugehörige Software *testo IRSoft* dokumentiert, wie in Abbildung 27 exemplarisch für den Testcase 1.1 gezeigt. Dabei wurde die Thermistortemperatur T_t auf ganze Grade gerundet, da eine Genauigkeit auf eine Nachkommastelle einerseits auf Grund der Fokussierung der Kamera durchaus fragwürdig und andererseits nicht relevant für die Auswertung ist. Das rote 'X' mit der Bezeichnung 'HS1' zeigt die Stelle, wo diese Maximaltemperatur, welche über der Skala am rechten Rand dargestellt ist, gemessen wurde. Somit kann die Temperatur von $T_t \approx 96$ °C dem Thermistor zugeordnet werden.

Besonders auffallend in Tabelle 4 ist die Abnahme der tatsächlichen Versorgungsspannung $U_{0,M}$ im Laufe der Versuche trotz gleichbleibender Bedingungen. Dabei wurde sie durch die Stromstärkegrenze I_{max} begrenzt, welche dazu diente den Thermistor zu schützen.

Eine Beobachtung der Platine nach Ausschalten der Versorgung ergab, dass sowohl Platine als auch Thermistor nach 10 Minuten wieder Raumtemperatur erreicht haben. Die Testcases 1.1 bis 1.6 wurden nacheinander mit sehr unterschiedlichen, zufälligen Zeitabständen von weniger als einer Minute bis zu mehr als 10 Minuten durchgeführt. Somit kann eine durchgängige Erwärmung der Platine nicht komplett ausgeschlossen werden, allerdings ist es sehr wahrscheinlich, dass sie zwischen einzelnen Testläufen wieder Raumtemperatur erreicht hat.

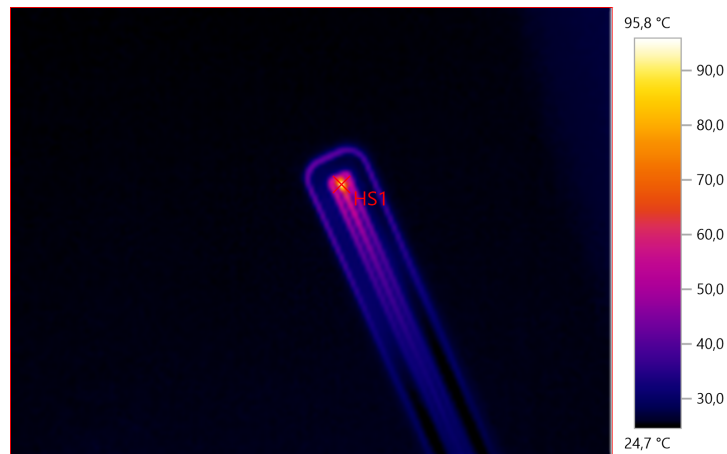


Abb. 27: Wärmebild des TC 1.1

Tageszeitabhängige Einflüsse, wie die Sonneneinstrahlung auf den Aufbau konnten durch die Platzierung des Experiments im Vorhinein verhindert werden und sind somit als Ursache auszuschließen.

Eine sichere Erklärung dieses Verhaltens war somit vorerst nicht möglich und die Problematik wird in Abschnitt 4.3.2 erneut aufgegriffen.

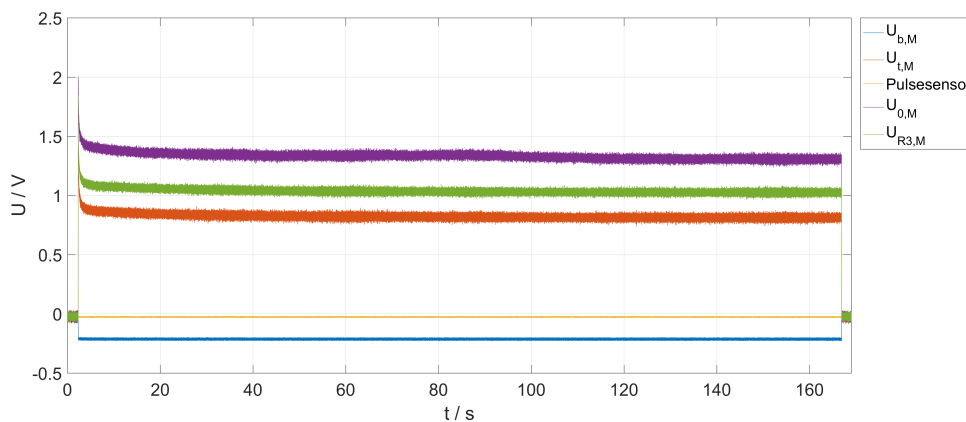


Abb. 28: Spannungsmessung des TC 1.5

Die gemessenen Spannungsdaten des Testcase 1.5, die in Abbildung 28 dargestellt sind, zeigen das leichte Absinken der Versorgungsspannung $U_{0,M}$ im Laufe des Experiments. Dies kann durch die Erwärmung des Thermistors auch nach dem ersten Anpassungssprung erklärt werden. So sinkt der Widerstand des Bauteils langsam weiter und die Spannung passt sich nach dem Ohmschen Gesetz an, da die Stromstärke an der Quelle begrenzt ist. Dadurch sinkt wiederum die Leistung über den Thermistor und die Temperatur steigt nur langsam weiter. Folglich tritt nach spätestens zwei Minuten ein Ausgleichszustand ein.

Aus den Testcases 1.4 und 1.5 wurde geschlossen, dass die Brückenschaltung mit einer maximalen Spannung von $U_{0,max} = 1,4 \text{ V}$ versorgt werden kann, ohne dass die Gefahr der Überhitzung des Thermistors besteht.

4.3.2 Anströmen des Thermistors bei isolierter Messbrücke

Da die Konstellation aus der Versorgungsspannung $U_{0,S} = 1,4 \text{ V}$ und der Windgeschwindigkeit $v_{fan} = 0 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ die höchste Thermistortemperatur T_t zur Folge hat, wurde diese Einstellung als erstes getestet. Dabei wurden die Thermistorspannung $U_{t,M}$, die Spannung im Referenzarm $U_{R3,M}$ und die Brückenspannung $U_{b,M}$, sowie die erreichte Versorgungsspannung $U_{0,M}$ mit der DAQ gemessen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 29 dargestellt.

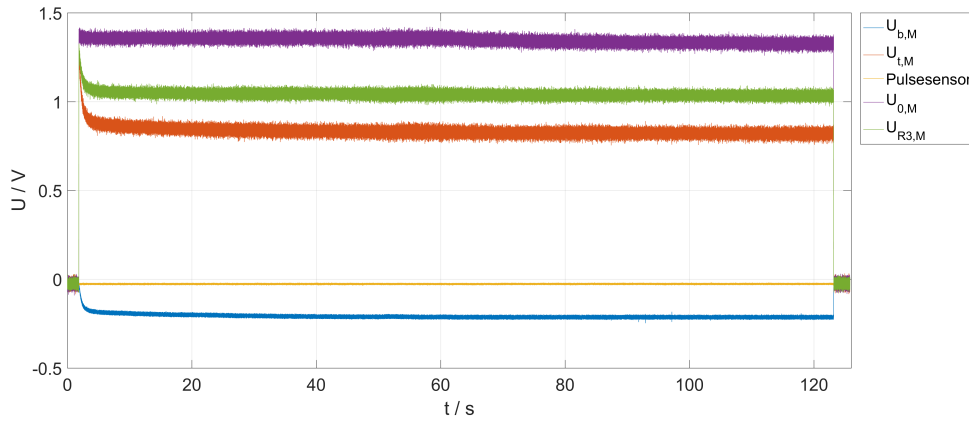


Abb. 29: Gemessene Spannungen bei $U_{0,S} = 1,4 \text{ V}$ und $v_{fan} = 0 \frac{\text{m}}{\text{s}}$

Da die Ergebnisse, wie in Abbildung 29 zu sehen, sehr verrauscht sind, wurden die Daten mit der Filterfunktion der *DAQExpress* Software bereinigt. Dafür wurde ein Butterworth Tiefpassfilter zweiten Grades mit einer Grenzfrequenz von $f_g = 1 \text{ Hz}$ angewendet. Dieser eignet sich für das Spannungssignal sehr gut, da die Reaktion der Platine im Vergleich zum Rauschen sehr niedrig frequent ist. Dementsprechend lässt sich Signal gut mit dem auch nah an der Grenzfrequenz horizontalen Übertragungsfunktion filtern. Somit ergab sich das in Abbildung 30 dargestellte Ergebnis. Hierbei wird sehr deutlich, dass durch das bereits beschriebene Verhalten bei $t \approx 62 \text{ s}$ die Stromstärkegrenze I_{max} erreicht wird und die Versorgungsspannung $U_{0,M}$ daraufhin abfällt.

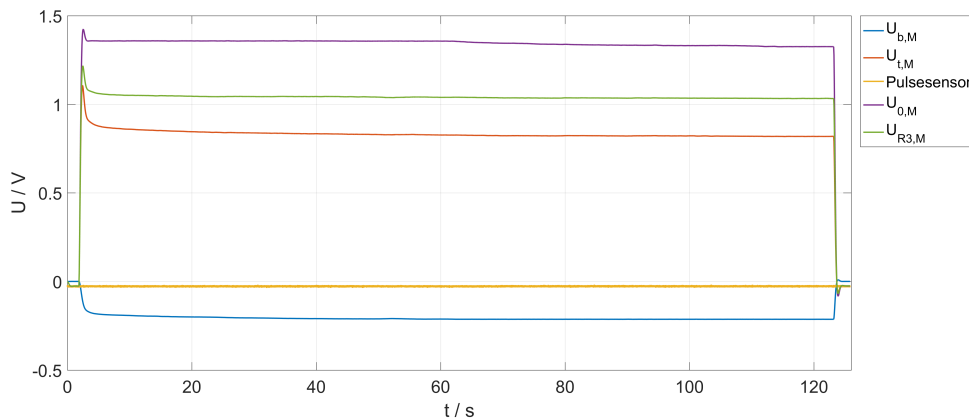


Abb. 30: Gefilterte Spannungen bei $U_{0,S} = 1,4 \text{ V}$ und $v_{fan} = 0 \frac{\text{m}}{\text{s}}$

Die Werte der einzelnen Spannungen wurden bei $t = 55$ s abgelesen und zusammen mit der Thermistortemperatur T_t und der erreichten Stromstärke I in Tabelle 5 zusammengetragen. Diese Versuchsdurchführung mit der anschließenden Bereinigung der Werte wurde mit verschiedenen Windgeschwindigkeiten v_{fan} und Versorgungsspannungen $U_{0,S}$ wiederholt. Dabei sinkt die Thermistortemperatur T_t bei steigender Windgeschwindigkeit v_{fan} und sinkender Versorgungsspannung $U_{0,S}$ wie grundsätzlich erwartet.

Tab. 5: Bereinigte Spannungen bei verschiedenen $U_{0,S}$ und v_{fan}

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$T_t / ^\circ\text{C}$	I / mA
2.1	1,4	0	1,357	0,828	1,040	-212	83	220
2.2	1,4	0,5	1,357	0,858	1,064	-205	76	220
2.3	1,4	1,5	1,358	0,880	1,077	-197	70	208
2.4	1,0	0	0,974	0,804	0,867	-62	44	71
2.5	1,0	0,5	0,977	0,835	0,882	-46	36	56
2.6	1,0	1,5	0,976	0,846	0,889	-42	35	52
2.7	0,5	0	0,481	0,448	0,455	-7,6	27	14
2.8	0,5	0,5	0,481	0,448	0,456	-7,3	26	13
2.9	0,5	1,5	0,483	0,449	0,457	-7,2	26	13

Im Folgenden wird mit Hilfe der Fotos der Wärmebildkamera Testcase 2.2 genauer betrachtet. Wie erwartet entwickelt der Thermistor eine hohe Temperatur, die durch den leichten Wind des Windkanals auf $T_t \approx 76$ °C gekühlt wird. Dies ist in Abbildung 31a zu sehen. Ein weiteres Bauteil, welches sichtbar Hitze entwickelt, ist der 1Ω Widerstand R2 mit $T_{R3} \approx 30$ °C. Dieser ist das einzige Element auf der Platine, welches eine Temperatur über der Raumtemperatur aufweist, wie in Abbildung 31b deutlich wird.

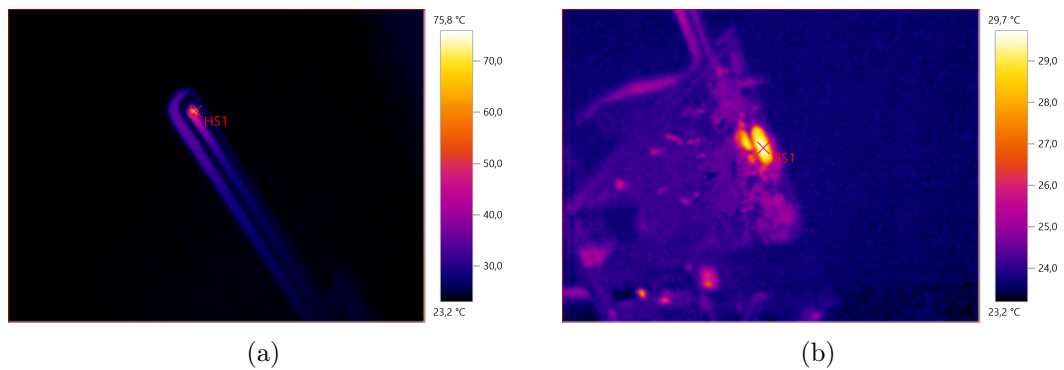


Abb. 31: Thermistor (a) und Rest der Platine (b) im Betrieb, TC 2.2

Nach dem Abschalten der Versorgungsspannung U_0 hält die Platine noch mehrere Minuten die Wärme. Dies ist in Abbildung 32a gut ersichtlich, in welcher die Platine in der Seitenperspektive ungefähr 30 Sekunden nach dem Abschalten gezeigt wird. Dabei wird deutlich, dass neben dem Thermistor auch die Isolationsschicht zwischen den leitenden Oberflächen die Wärme hält. Erst nach ungefähr fünf Minuten erreicht die Platine wieder den in Abbildung 32b gezeigten Zustand, in welchem sich ihre Temperatur auf Raumtemperatur befindet.

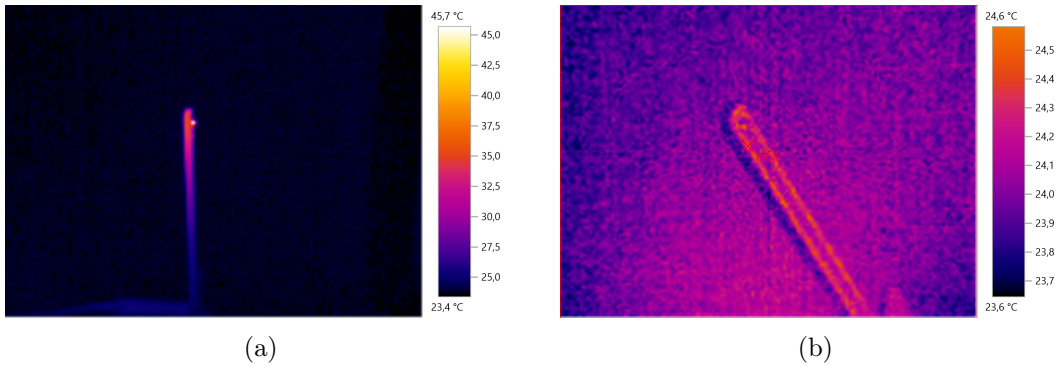


Abb. 32: Platine 30 s (a) und 5 min (b) nach Abschalten von U_0 & v_{fan} , TC 2.2

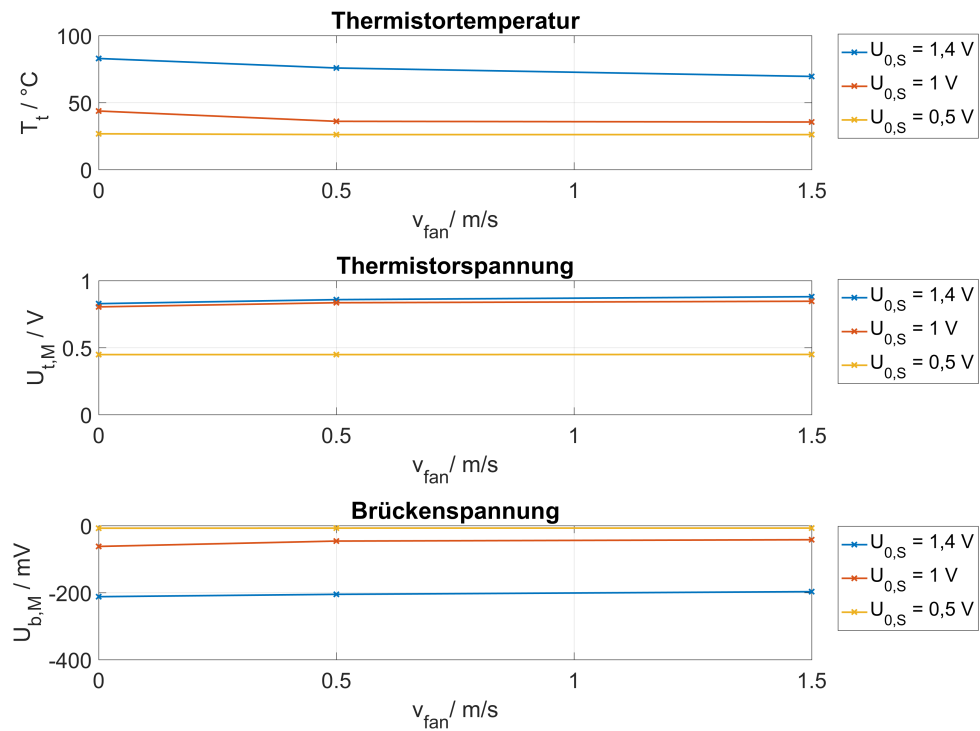


Abb. 33: T_t , $U_{t,M}$ und $U_{b,M}$ über v_{fan} für die zweite Testreihe

Die in Tabelle 5 gesammelten Daten für die Thermistortemperatur T_t , die Thermistorspannung $U_{t,M}$ und die Brückenspannung $U_{b,M}$ wurden in Abbildung 33 jeweils über der Windgeschwindigkeit v_{fan} aufgetragen.

Bei einer Versorgungsspannung von $U_{0,S} = 0,5 \text{ V}$ steigt die Thermistortemperatur T_t kaum über die Umgebungstemperatur, sodass auch keine Abkühlung durch den Wind erfolgt. Dies ist bei den Versorgungsspannungen $U_{0,S} = 1 \text{ V}$ und $U_{0,S} = 1,4 \text{ V}$ deutlich anders. Bei diesen ist die Temperaturänderung sehr deutlich und auch die Thermistorspannung U_t folgt dem Zusammenhang eines NTC Thermistors, welcher bei niedrigeren Temperaturen einen höheren Widerstand aufweist, wodurch mehr Spannung über das Bauteil abfällt.

Da die Spannung in dem Referenzarm $U_{R3,M}$ über den Widerstand $R3$ höher als die Thermistorspannung $U_{t,M}$ ohne Wind ist, wird die Differenz kleiner und die Brückenspannung nähert sich der Ausgeglichenheit bei steigenden Windgeschwindigkeiten.

Dass die Brückenspannung $U_{b,M}$ trotz deutlichen Anstiegs der Thermistorspannung $U_{t,M}$ sich nur um kleine Beträge anpasst, liegt an der sich ebenfalls ändernden Spannung im Referenzarm $U_{R3,M}$. Diese wächst fast um den gleichen Betrag, wie die Thermistorspannung $U_{t,M}$ bei steigender Windgeschwindigkeit, obwohl sie nach dem Prinzip der Messbrücke konstant sein sollte. Da unabhängig der Windgeschwindigkeit v_{fan} die gleiche Spannung über die Arme abfällt, muss dieses Verhalten durch eine Widerstandsänderung in dem Referenzarm ausgelöst werden.

Dafür wurden die Datenblätter der Widerstände auf ihre Wärmeleitkoeffizienten TCR überprüft, um eine Änderung durch Erwärmung des Bauteils auszuschließen. Da beide einen Koeffizienten von $TCR = 100 \frac{\text{ppm}}{\text{K}}$ haben, ergibt sich selbst bei einer Temperatur des Bauteils von $T_R = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ eine verhältnismäßig kleine Widerstandsänderung von nur $250 \text{ } \Omega$ für den $165 \text{ k}\Omega$ Widerstand und $3 \text{ } \Omega$ für den $2 \text{ k}\Omega$ Widerstand [12, 13]. Da beide Widerstände auch den gleichen Wärmeleitkoeffizienten TCR haben, verändern sich die Widerstände im gleichen Verhältnis, sodass dies die gemessene Spannung $U_{R3,M}$ zwischen den Bauteilen nicht beeinflussen sollte. Somit kann die Hitzeentwicklung in den Bauteilen als Ursache der Verhaltens ausgeschlossen werden, gerade da die Widerstände sich nicht signifikant erwärmen, wie in Abbildung 31b zu sehen. In Abschnitt 4.3.4 wird dieses Verhalten genauer betrachtet.

Aus der in Tabelle 5 aufgezeichneten Stromstärke I , lässt sich mit der Versorgungsspannung $U_{0,M}$, dem Widerstand R_{R2} und dem Widerstand des Referenzarms $R_{R3\&R4}$ der Thermistorwiderstand $R_{t,exp}$ berechnen:

$$R_{t,exp} = \left(\frac{I}{U_{0,M}} - \frac{1}{R_{R3\&R4}} \right)^{-1} - R_{R2} \quad (34)$$

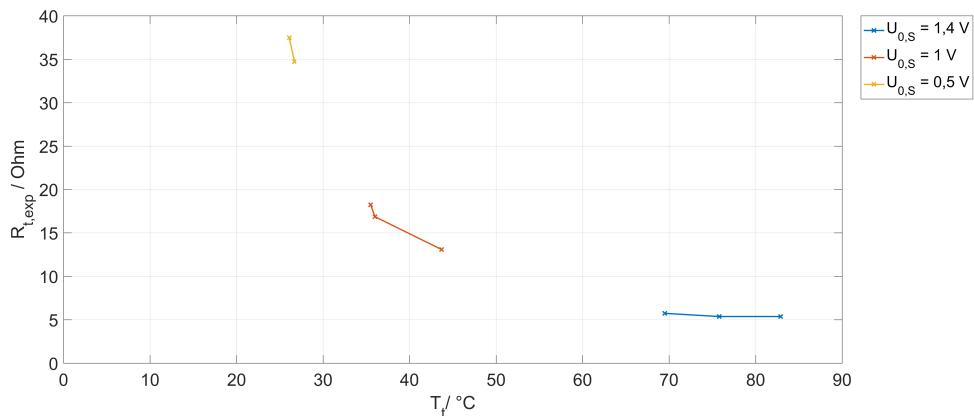


Abb. 34: $R_{t,exp}$ über T_t für die zweite Testreihe

Der Thermistorwiderstand $R_{t,exp}$ ist in Abbildung 34 über die Thermistortemperatur T_t aufgetragen und zeigt ein charakteristisches NTC Verhalten. An Hand von Abbildung 34 lässt sich die relativ geringe Differenz der Thermistorspannungen $U_{t,M}$ bei $U_{0,S} = 1$ V und $U_{0,S} = 1,4$ V in Abbildung 33 erklären, da die Thermistorwiderstände sich in ihrer Größenordnung nah an $R_{R2} = 1 \Omega$ bewegen. Somit verändert sich das Widerstandsverhältnis im Messarm zwischen dem Thermistor und R2 recht stark bei der Änderung von $U_{0,S} = 1$ V zu $U_{0,S} = 1,4$ V. Folglich fällt bei $U_{0,S} = 1,4$ V in dem Spannungsteiler ein deutlich größerer Anteil über R2 ab und die Thermistorspannung $U_{t,M}$ ist kleiner. Dementsprechend liegen die Thermistorspannungen $U_{t,M}$ bei $U_{0,S} = 1$ V und $U_{0,S} = 1,4$ V nah beieinander. Die errechneten Werte für den Thermistorwiderstand $R_{t,exp}$ sind zusammen mit der Thermistortemperatur T_t und den nominellen Widerständen $R_{t,nom}$, die von der Kennlinie B aus dem Datenblatt in Abbildung 24 abgelesen wurden, in Tabelle 6 dokumentiert. Dabei passen experimentelle und nominelle Werte sehr gut zueinander, gerade da die Ungenauigkeit beim Ablesen der Kennlinie zu berücksichtigen ist.

Tab. 6: Experimentelle und nominelle Thermistorwiderstände

$T_t / ^\circ\text{C}$	$R_{t,exp} / \Omega$	$R_{t,nom} / \Omega$
26	37	39
27	35	37
35	18	18
36	17	17
44	13	12
70	6	8
76	5	7
83	5	7

Die Daten aus Tabelle 6 sind in Abbildung 35 grafisch dargestellt, indem die Widerstandswerte $R_{t,exp}$ und $R_{t,nom}$ semilogarithmisch über die Thermistortemperatur T_t aufgetragen wurden. Somit wurde noch einmal verdeutlicht, dass der Thermistor entsprechend seiner Charakteristik sehr gut funktioniert.

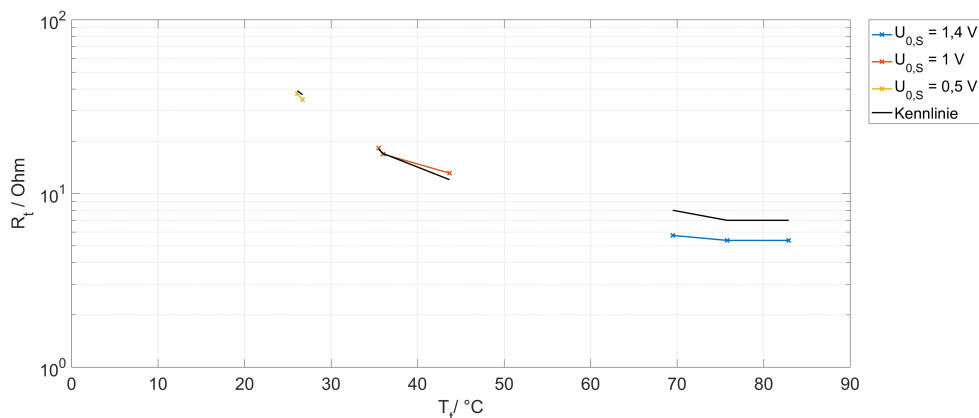


Abb. 35: Semilogarithmische Auftragung von $R_{t,exp}$ und $R_{t,nom}$ über T_t für Testreihe 2

Allerdings konnte in dieser Versuchsreihe bei keiner der angelegten Versorgungsspannungen U_0 eine ausgeglichene Brücke erreicht werden, da der Thermistor immer einen zu niedrigen Widerstand hatte. Damit die Messbrücke ausgeglichen ist, benötigt der Thermistor einen Widerstand von $R_t = 82,5 \Omega$, welchen er bei einer Temperatur von $T_t \approx 10 \text{ }^\circ\text{C}$ hat. Um diesen Fehler in der Dimensionierung des Thermistors auszugleichen wurde entschieden, die Widerstände R2 und R6 (in Abbildung 14) auszutauschen. Der Widerstand R6 wurde in diesem Zuge ebenfalls ersetzt, da untersucht wurde, ob die Betriebstemperatur über den Seitenarm geregelt wird. Das Vorgehen dieser Anpassungen wird im folgenden Abschnitt 4.3.3 beschrieben.

4.3.3 Anpassung der Messbrückenwiderstände

Um eine signifikante Abkühlung des Thermistors auch bei Raumtemperatur zu garantieren, ohne die Betriebstemperatur des Bauteils zu überschreiten, wurde $T_t \approx 80 \text{ }^\circ\text{C}$ als Betriebspunkt ausgewählt. In diesem Temperaturbereich hat der Thermistor einen Widerstand um die $R_t \approx 5 \Omega$. Um das Brückenverhältnis des Referenzarms beizubehalten, musste R2 entsprechend klein dimensioniert werden. Da in dem vorherigen Versuch bei einer Spannung von $U_{t,M} \approx 800 \text{ mV}$ die Temperatur des gewählten Betriebspunktes erreicht wurde, wurde R6 so ausgewählt, dass ungefähr diese Spannung über den Thermistor abfällt. Gleichzeitig sollte das Verhältnis von R2 zu R6 entsprechend klein sein, damit der Großteil des Stroms durch den Thermistor aus dem Brückenarm geliefert wird und nicht durch den Seitenarm.

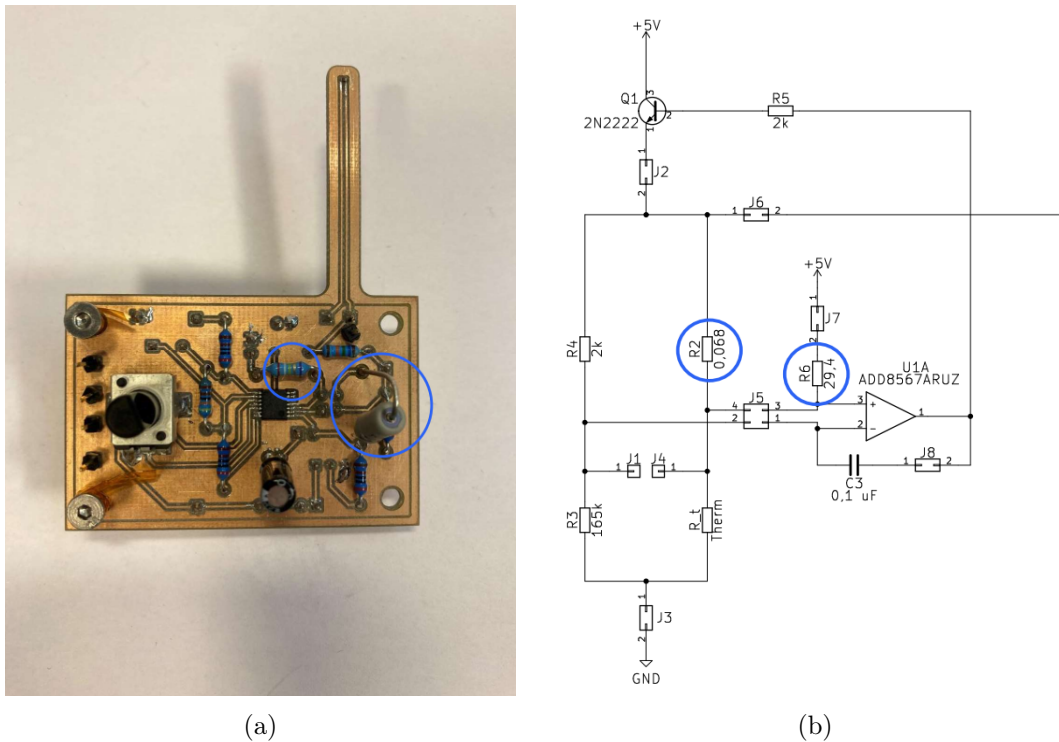


Abb. 36: Foto und Schaltplan der Platine mit Markierung der neuen Widerstände
Anmerkung zu (a): links R6, rechts R2

So wurde aus den lieferbaren Widerständen die Bauteile $R_{R2} = 0,068 \Omega$ und $R_{R6} = 29,4 \Omega$ ausgewählt und ausgetauscht, wie in Abbildung 36 gezeigt. Mit diesen Widerständen ist die Brücke bei einem Thermistorwiderstand von $R_t = 5,61 \Omega$ ausgeglichen, welcher nach der Kennlinie bei einer Temperatur von $T_t \approx 85^\circ\text{C}$ erreicht wird. In diesem Fall fällt zur Festlegung des Betriebspunktes durch den Spannungsteiler aus Thermistor und dem Seitenarm R6 eine Spannung von $U_t = 0,801 \text{ mV}$ über den Thermistor ab.

Mit den ausgetauschten Widerständen wurde sowohl das experimentelle Vorgehen als auch das Bereinigen der Daten aus 4.3.2 wiederholt. Die Ergebnisse der Messungen sind in Tabelle 7 zusammengefasst. Dabei ist die Brücke deutlich näher an ihrem ausgeglichenen Zustand, wie sich aus der Brückenspannung $U_{b,M}$ ablesen lässt. So kann man aus Thermistortemperatur T_t und gemessener Brückenspannung $U_{b,M}$ der Testcases 3.1 bis 3.3 darauf schließen, dass die Thermistortemperatur $T_t \approx 55^\circ\text{C}$ erreichen muss, um eine ausgeglichene Brücke zu erhalten.

Tab. 7: Ergebnisse des Messbrückentests mit neu dimensionierten Widerständen

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{mV}$	$T_t / ^\circ\text{C}$	I / mA
3.1	1,4	0	1,368	0,929	0,928	1	51	90
3.2	1,4	0,5	1,368	0,959	0,957	2	47	86
3.3	1,4	1,5	1,366	0,977	0,975	3	45	83
3.4	1,0	0	0,974	0,785	0,780	5	38	41
3.5	1,0	0,5	0,974	0,794	0,788	6	35	37
3.6	1,0	1,5	0,974	0,800	0,794	6	34	36
3.7	0,5	0	0,477	0,415	0,411	4	30	13
3.8	0,5	0,5	0,476	0,417	0,413	4	29	13
3.9	0,5	1,5	0,475	0,419	0,415	4	28	13

Die Wärmebilder in Abbildung 37a und 37b zeigen eine Detailaufnahme des Thermistors zur Temperaturbestimmung und die Platine für den Testcase 3.1. Dabei ist bemerkenswert, dass trotz der höchsten Versorgungsspannung U_0 und des größten Stroms I keines der Bauteile außer des Thermistors eine von außen beobachtbare Wärme entwickelt.

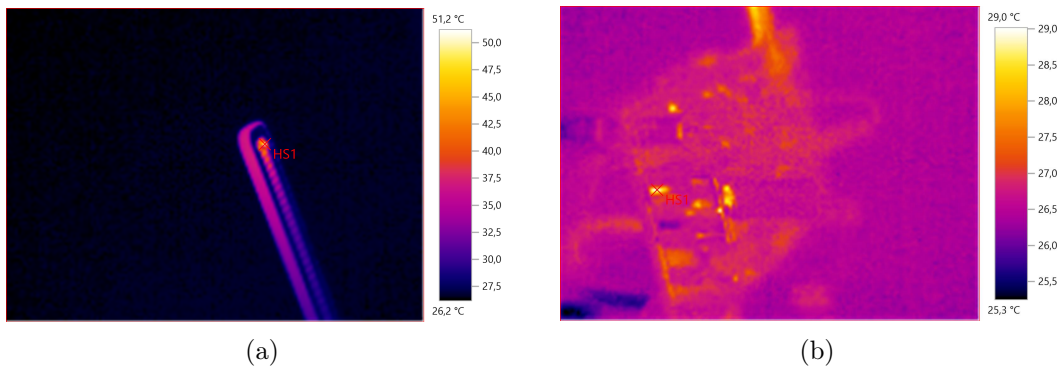


Abb. 37: Wärmebild des Thermistors (a) und der restlichen Platine (b), TC 3.1

Allerdings ist die Thermistortemperatur $T_t = 51\text{ °C}$ im Testcase 3.1 mit einer Versorgungsspannung von $U_{0,S} = 1,4\text{ V}$ und ohne Wind deutlich unter der angestrebten Betriebstemperatur. Zwar ist die Brücke in dem Fall nahezu ausgeglichen, allerdings weicht dies deutlich von der vorherigen Auslegung ab. Um dieses Verhalten zu bestätigen, wurde im nächsten Schritt die Versorgungsspannung $U_{0,S}$ an der Brücke schrittweise erhöht, während Brückenspannung $U_{b,M}$ und Thermistortemperatur T_t beobachtet wurden. Diese Ergebnisse sind in Tabelle 8 zusammengetragen.

Tab. 8: U_b und T_t bei steigender U_0

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{mV}$	$T_t / \text{°C}$	I / mA
4.1	1,0	0	0,966	0,811	0,808	3	51	79
4.2	1,1	0	1,070	0,809	0,811	-2	63	130
4.3	1,2	0	1,165	0,816	0,823	-7	73	173
4.4	1,3	0	1,261	0,828	0,838	-10	84	205

Besonders auffällig ist hierbei Testcase 4.1, welcher mit den gleichen Parametern wie Testcase 3.4 durchgeführt wurde, jedoch deutlich andere Ergebnisse produziert hat. So fällt im Testlauf 4 deutlich mehr Spannung über den Thermistor ab als in Testlauf 3, wodurch eine höhere Thermistortemperatur T_t erzeugt wird. Folglich sinkt der Thermistorwiderstand R_t und der gelieferte Strom I steigt. Da Testcase 4.1 einen Tag nach Testcase 3.4 durchgeführt wurde, könnte dieses Verhalten entweder durch eine besser gesteckte Kabelverbindung erklärt werden, welche sich bei den Durchläufen vor Testcase 3.4 gelöst hat. Oder die bereits angesprochene Wärmespeicherung der Platine verursacht dieses Verhalten. Beide Möglichkeiten werden im Laufe dieses Kapitels erneut aufgegriffen.

Die Messwerten in Tabelle 8 bestätigen, dass entgegen der Auslegung die Brücke nicht bei $T_t \approx 85\text{ °C}$ sondern zwischen $T_t = 50\text{ °C}$ und $T_t = 60\text{ °C}$ ausgeglichen ist. Somit benötigt der Thermistor letztendlich eine Widerstand zwischen $R_t = 12\ \Omega$ (TC 4.1) und $R_t = 8\ \Omega$ (TC 4.2) um die Brücke auszugleichen. Diese Werte wurden nach Gleichung 34 berechnet und decken sich ausreichend genau mit der Kennlinie in Abbildung 24.

Da auch in diesem Versuch die Spannung im Referenzarm $U_{R3,M}$ nicht konstant ist, beeinflusst sie die Brückenspannung $U_{b,M}$ und folglich auch den Thermistorwiderstand R_t , der für eine ausgeglichene Brücke benötigt wird. Darum wurde untersucht, ob dieses Verhalten durch die DAQ ausgelöst wurde. Denkbar waren zum Beispiel ein ungewollter Kontakt oder eine fehlerhafte Einstellung in der Differentialmessung der Brückenschaltung. Allerdings ergab die Untersuchung, dass die Ursache der Spannungsanpassung nicht in der Messschaltung liegt. Ein weiterer Versuch zur Ergründung dieses Verhaltens wird in Abschnitt 4.3.4 durchgeführt.

Im Rahmen der Fehlersuche wurden jedoch auch die in Abbildung 38 gezeigten Kabel auf ihren Widerstand getestet, was zu dem unerwarteten Ergebnis von $R_K = 0,3\ \Omega$ pro Kabelstück führte. Dies ist sehr überraschend, allerdings lässt sich somit die Differenz zwischen experimentell gemessenen und theoretisch errechneten Spannungen erklären, wie sie zum Beispiel in Abschnitt 4.2.2 auftrat.

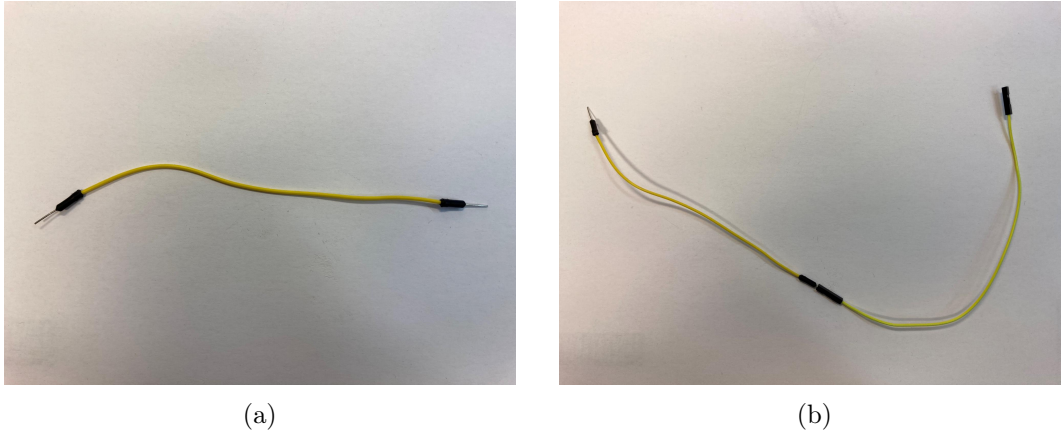


Abb. 38: Fotos der verwendeten Kabelart

Für die nächste Messung wurde die Steckverbindung aller Kabel überprüft und basierend auf Testcase 4.2 der Windkanal hinzugenommen. Dabei wurde die Platine mit zwei verschiedenen Windgeschwindigkeiten v_{fan} angeströmt, um die Reaktion der Brückenspannung nahe dem Ausgleichszustand zu untersuchen. Wie in Tabelle 9 zu sehen, erreichte die Brücke allerdings keinen Ausgleich mit einer Versorgungsspannung von $U_{0,S} = 1,1$ V, sodass sie auf $U_{0,S} = 1,0$ V angepasst wurde. Eine mögliche Erklärung für die Unterschiede der Ergebnisse zwischen den Testreihen 4 und 5 könnten erneut die überprüften Steckverbindungen sein, welche zu einem leichten Anstieg der Spannung an der Platine geführt haben könnten.

Tab. 9: Reaktion der Messbrücke auf Wind am Ausgleichspunkt

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$T_t / ^\circ\text{C}$	I / mA
5.1	1,1	0	1,062	0,835	0,844	-9	81	195
5.2	1,1	0,5	1,067	0,862	0,869	-7	72	177
5.3	1,1	1,5	1,073	0,880	0,882	-2	59	127
5.4	1,0	0	0,974	0,812	0,812	0	55	101
5.5	1,0	0,5	0,977	0,839	0,837	2	48	77
5.6	1,0	1,5	0,977	0,858	0,855	3	45	74

Somit hat sich bestätigt, dass die Arbeitstemperatur bei $T_t = 55^\circ\text{C}$ liegt und die Brücke an diesem Punkt ausgeglichen ist. Ein Anströmen sorgt für eine positive Brückenspannung U_b , welcher bei angeschlossener Feedbackschleife die Spannung an der Brücke erhöhen würde, sodass der Thermistor wieder seine Arbeitstemperatur erreicht. Nach Gleichung 34 erreicht der Thermistor am Ausgleichspunkt in Testcase 5.4 einen Widerstand von $R_t = 10 \Omega$, was zwar deutlich von dem ursprünglich erwarteten Wert abweicht, jedoch die Ergebnisse aus der Testreihe 4 bestätigt. Da die Brücke bei einem höheren Thermistorwiderstand R_t ausgeglichen ist, muss auch der Widerstand R_2 größer sein als erwartet mit einem Wert von $R_{R2} \approx 0,12 \Omega$. Da dieser Wert immer noch sehr klein ist, könnte diese Abweichung durch die Befestigung des Widerstandes an der Platine und die resultierenden Kontaktstellen verursacht sein. Durch die Auslegung der Löcher für einen Widerstand mit kleineren Di-

mensionen, musste das Elektroniklabor dabei improvisieren, wie in Abbildung 36a durch die senkrechte Platzierung deutlich sichtbar ist.

Am nächsten Morgen wurden die Testcases 5.1 und 5.4 noch einmal wiederholt, da eine Abkühlung über das Wochenende eine kalte Platine garantierte. Um zu testen, ob dadurch ein anderes Ergebnis erzielt würde, wurden auch vor diesem Versuch die Steckverbindungen genau kontrolliert. Die Messwerte in Tabelle 10 unterscheiden sich allerdings deutlich von der Testreihe 5, so dass sogar die Brücke bei einer anderen Thermistortemperatur von $T_t = 67\text{ °C}$ ausgeglichen ist. In diesem Fall ist der Widerstand des Thermistors nach Gleichung 34 $R_t = 11\ \Omega$. Der Widerstand des Thermistors in Testcase 6.1 bei $T_t = 55\text{ °C}$ ist allerdings $R_t = 14\ \Omega$. Somit nimmt der Thermistor bei gleicher Temperatur einen anderen Widerstand als in Testcase 5.4 an.

Da dies durch die festgelegte Kennlinie des Thermistors nicht möglich sein sollte, kann dieses Ergebnis nur durch einen Unterschied in den Widerständen der restlichen Schaltung erklärt werden. Sowohl Platine als auch die festgelöteten Bauteile können auf Grund ihrer (thermischen) Stabilität ausgeschlossen werden, wodurch Kabel und Durchsteckplatine als Ursache vermutet werden. Es ist nicht auszuschließen, dass sich diese im Betrieb erwärmen und somit die Leitung beeinflussen. Eine Betrachtung mit der Wärmebildkamera fand nicht statt, da diese Hypothese erst nach Abschluss des praktischen Teils erarbeitet wurde.

Tab. 10: Wiederholung zweier Testcases mit abgekühlter Platine

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$T_t / \text{°C}$	I / mA
6.1	1,0	0	0,973	0,795	0,792	3	55	70
6.2	1,1	0	1,074	0,796	0,796	0	67	99

Die Stromstärke, welche in den Testreihen 4, 5 und 6 bei gleichen Parametern (Tabellen 8, 9 und 10) geliefert wurden, unterscheiden sich auch deutlich. Dies beeinflusst die Thermistortemperatur T_t , welche mit zunehmendem Strom höher wird, und somit auch den Thermistorwiderstand R_t . Auch dieses Verhalten könnte durch einen sich ändernden Widerstand zwischen Spannungsquelle, Steckplatine und Kabeln verursacht sein.

Es ist außerdem nicht auszuschließen, dass die Wärmespeicherung der Platine die Schaltung an Punkten beeinflusst, die zu diesem Punkt nicht ersichtlich sind.

Insgesamt konnte für die unterschiedlichen Ergebnisse des gleichen Versuchs an unterschiedlichen Tagen keine eindeutige Erklärung gefunden werden. Somit wurde dieses Verhalten der Schaltung im Rahmen dieser Arbeit hingenommen, um mit der Untersuchung der Schaltungscharakteristik fortfahren zu können.

4.3.4 Spannung an einzelnen Messbrückenarmen

Um die Ursache der Spannungsänderung im Referenzarm $U_{R3,M}$ zu ergründen, wurde eine Spannung an die Jumper 1 und 4 gelegt. Somit wurde getestet, ob es zu einem Kontakt zwischen Referenzarm und Messarm kommt, welcher eine Spannungsanpassung zur Folge hat. Der Schaltplan der Versuchsdurchführung ist in Abbildung 39 dargestellt.

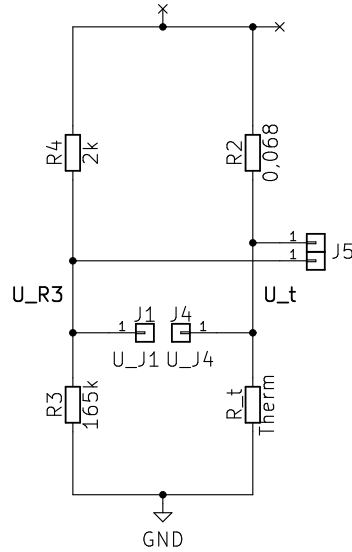


Abb. 39: Schaltplan des Versuchs mit Spannungen an den einzelnen Armen

Die gemessenen Werte für die Spannungen an den Jumpern 1 und 4 ($U_{t,M1}$ und $U_{R3,M1}$), an der Brücke und an dem Jumper 5 ($U_{t,M2}$ und $U_{R3,M2}$), sind zusammen mit der Thermistortemperatur T_t in Tabelle 11 gesammelt.

Tab. 11: Gemessene Werte bei Versorgung durch Jumperpin J4/J1

TC	$U_{J4,S} / \text{V}$	$U_{J1,S} / \text{V}$	$U_{t,M1} / \text{V}$	$U_{R3,M1} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$U_{t,M2} / \text{V}$	$U_{R3,M2} / \text{V}$	$T_t / ^\circ\text{C}$
7.1	0,8	0	0,747	0,712	0,068	0,719	0,711	33
7.2	0,5	0	0,479	0,446	0,034	0,451	0,446	27
7.3	0,2	0	0,195	0,165	0,012	0,168	0,166	26
7.4	0	0,2	0,014	0,181	0,195	-0,013	0,181	26
7.5	0	0,5	0,020	0,480	0,488	-0,007	0,480	26
7.6	0	0,8	0,026	0,788	0,791	-0,002	0,787	26

Durch diese Schaltung entsteht für eine Spannung am Jumperpin 4 eine Parallelschaltung aus einerseits dem Thermistor und andererseits R2, R3 und R4. In diesem Fall kann die Spannung über den Widerstand R3 nach Gleichung 35 berechnet werden:

$$U_{R3} = U_0 \left(\frac{R_{R3}}{R_{R2} + R_{R3} + R_{R4}} \right) \quad (35)$$

Bei einer Temperatur von $T_t \approx 30 \text{ } ^\circ\text{C}$ erreicht der Thermistor nach der Kennlinie in Abbildung 24 einen Widerstand von $R_t \approx 35 \text{ } \Omega$. Somit lässt sich nach dem Vorgehen in Gleichung 35 auch die Thermistorspannung U_t theoretisch berechnen, wenn eine Spannung an Jumperpin 1 anliegt. Folglich kann die Messung mit ausreichender Genauigkeit überprüft werden. Die errechneten Ergebnisse sind zusammen mit den gemessenen Spannungen in Tabelle 12 dargestellt.

Tab. 12: Übersicht von gemessenen und theoretischen Spannungen

TC	$U_{J4,S} / V$	$U_{J1,S} / V$	$U_{t,M1} / V$	$U_{t,M2} / V$	$U_{t,T} / V$	$U_{R3,M1} / V$	$U_{R3,M2} / V$	$U_{R3,T} / V$
7.1	0,8	0	0,747	0,719	0,800	0,712	0,711	0,790
7.2	0,5	0	0,479	0,451	0,500	0,446	0,446	0,494
7.3	0,2	0	0,195	0,168	0,200	0,165	0,166	0,189
7.4	0	0,2	0,014	-0,010	0,003	0,181	0,181	0,200
7.5	0	0,5	0,020	-0,007	0,009	0,480	0,480	0,500
7.6	0	0,8	0,026	-0,002	0,014	0,788	0,787	0,800

Aus Tabelle 12 wird deutlich, dass die Messungen an den Jumperpins J1 und J4 etwas näher an dem theoretischen Wert liegen als die Messungen an dem Jumper J5. Der noch bleibende Unterschied kann einerseits durch die ungenaue Annäherung an den Thermistorwiderstand T_t und andererseits durch den Kabelwiderstand erklärt werden. Insgesamt wird allerdings deutlich, dass die Spannungen über die Bauteile sich gemäß den theoretischen Berechnungen verhalten. Dementsprechend kann ein Kontakt zwischen den Armen als Grund für die Anpassung der Spannung im Referenzarm ausgeschlossen werden. Um die Untersuchung der Schaltung selbst weiterzuführen, wurde dieses Verhalten hingenommen ohne eine zufriedenstellende Erklärung gefunden zu haben.

4.4 Einfluss der zusätzlichen Spannungsversorgung am Messarm

4.4.1 Einfluss auf Thermistorspannung ohne Versorgung an Messbrücke

Nachdem die grundlegende Funktion der Brückenschaltung bestätigt und verstanden wurde, sollte der Einfluss der Widerstandes R6 untersucht werden. Dabei wurde versucht den Arbeitspunkt der Brücke festzulegen und einen Brückenausgleich durch geschlossenen Transistor zu verhindern, wie in Abschnitt 4.2.4 beschrieben.

Als erstes wurde nur der Widerstand R6 mit einer Spannung versorgt, so dass er und der Thermistor einen Spannungsteiler bilden, wie in Abbildung 40 sichtbar. Der Parallelarm aus R2, R3 und R4 kann dabei ignoriert werden, da er das Verhalten des Spannungsteilers nicht beeinflusst.

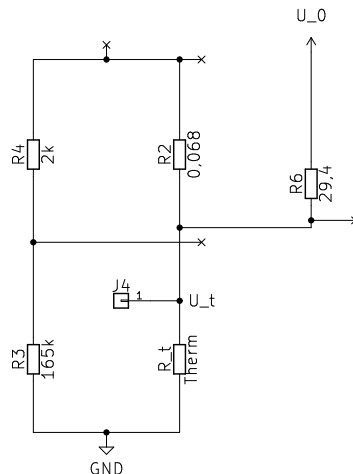


Abb. 40: Schaltplan des R6-Spannungsteiler Versuchs

Gemessen wurde die tatsächliche Versorgungsspannung $U_{0,M}$, die Thermistorspannung $U_{t,M}$, die Thermistortemperatur T_t und die Stromstärke I . Die Spannungen wurden wie in den vorausgegangenen Experimenten mit der DAQ aufgenommen und dann mit einem Filter bereinigt. Aus den Ergebnissen in Tabelle 13 sind die Testcases 8.4 und 8.6 hervorzuheben. In Testcase 8.4, bei einer Versorgungsspannung von $U_{0,S} = 3,5$ V, erreicht der Thermistor eine Temperatur von $T_t = 57$ °C, welche nah an der Ausgleichstemperatur von $T_t = 55$ °C liegt. Bei der Versorgungsspannung von $U_{0,S} = 5$ V in Testcase 8.6 ist die Thermistortemperatur T_t somit deutlich über den Ausgleichszustand.

Tab. 13: Messdaten bei angelegter Spannung an R6

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$T_t / \text{°C}$	I / mA
8.1	0,5	0,481	0,254	<30	8
8.2	1,5	1,481	0,656	36	27
8.3	2,5	2,472	0,797	47	55
8.4	3,5	3,479	0,830	57	87
8.5	4,5	4,475	0,849	67	119
8.6	5,0	4,965	0,851	75	135

Ein sehr positives Ergebnis dieses Versuchs ist, dass der Thermistor sich auch bei maximaler Spannung an R6 nicht über die ursprünglich angestrebte Betriebstemperatur von $T_t \approx 80$ °C hinaus erwärmt. Allerdings ist es durchaus wahrscheinlich, dass bei einer Betriebsspannung von $U_{0,S} = 5$ V an der Platine und folglich auch an R6, der Thermistor nicht genug abkühlen kann, um die Brücke auszugleichen. Diese Vermutung wird in einem späteren Versuch erneut aufgegriffen, auf Grund des zeitlichen Rahmens dieser Arbeit jedoch nicht abschließend geklärt.

4.4.2 Einfluss auf Thermistorspannung mit Versorgung an Messbrücke

Als nächstes wurde das Verhalten des Thermistors und der Schaltung getestet, wenn sowohl an der Brücke als auch an R6 die gleiche Spannung angelegt wird. Dies wurde durch die Schaltung in Abbildung 41 umgesetzt.

Gemäß dem Vorgehen in Testreihe 8, sollte die Spannung in 1 V Schritten steigen, wie in Tabelle 14 sichtbar. Bereits bei der zweiten Messung (TC 9.2), überschritt die Thermistortemperatur T_t den eingestellten Messbereich der Wärmebildkamera, welcher Temperaturen bis 100 °C abdeckte. Außerdem limitierte die Stromstärkegrenze $I_{max} = 250$ mA die Versorgungsspannung U_0 , sodass die tatsächlich gelieferte Spannung $U_{0,M}$ unter dem eingestellten Wert lag. Um den Thermistor zu schützen, wurde dieser Durchlauf möglichst schnell abgebrochen und vorerst nur ein dritte Messung mit $U_{0,S} = 1$ V durchgeführt.

Tab. 14: Messungen bei $U_{0,S}$ in 1 V Schritten an Brücke und an R6

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$T_t / \text{°C}$	I / mA
9.1	0,5	0	0,498	0,464	0,459	4	30	15
9.2	1,5	0	1,138	0,872	0,887	-14	>100	250 (max)
9.3	1,0	0	0,961	0,806	0,811	-5	81	148

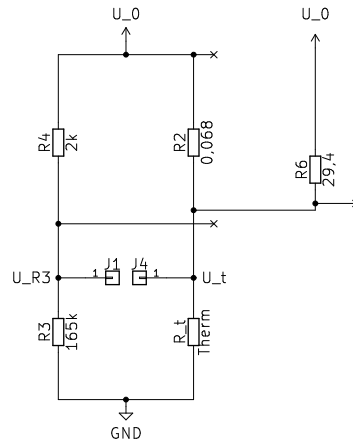


Abb. 41: Schaltplan des Versuchs mit Versorgung an Messbrücke und R6

Da sowohl die Thermistortemperatur T_t als auch die Brückenspannung $U_{b,M}$ im Testcase 9.3 in den zu untersuchenden Bereich passten, wurde der Versuchsaufbau nochmal in kleineren Schritten wiederholt. Die gemessenen und bereinigten Werte sind in Tabelle 15 dargestellt.

Tab. 15: Messungen bei $U_{0,S}$ in 0,1 V Schritten an Brücke und an R6

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$T_t / ^\circ\text{C}$	I / mA
10.1	0,6	0	0,584	0,565	0,560	5	31	19
10.2	0,7	0	0,687	0,662	0,656	5	34	26
10.3	0,8	0	0,785	0,748	0,743	5	40	37
10.4	0,9	0	0,876	0,817	0,813	4	50	59
10.5	1,0	0	0,968	0,852	0,853	-1	70	116
10.6	1,1	0	1,054	0,873	0,880	-7	88	178

Die Messwerte der Versuchsreihe 10 zeigen das grundlegend erwartete Verhalten mit einer ausgeglichenen Brücke bei einer Thermistortemperatur im Bereich von $T_t \approx 55^\circ\text{C}$. Auffallend ist die zunehmend größer werdende Steigerung von Thermistortemperatur T_t und Stromstärke I bei gleichbleibender Zunahme der Versorgungsspannung U_0 . Dieses Verhalten kann durch die Abnahme des Thermistorwiderstandes R_t bei steigenden Temperaturen erklärt werden, welcher somit wiederum den Strom I steigen lässt und einen wärmeren Ausgleichszustand bedingt.

Wenn das allgemeine Verhalten der Daten bei steigender Versorgungsspannung U_0 betrachtet wird, fällt auf, dass der Testcase 9.1 sehr passend vor den Testcase 10.1 gehängt werden könnte. Allerdings unterscheidet sich der Testcase 10.5 mit einer niedrigeren Thermistortemperatur T_t und kleinerem Strom I doch deutlich von dem Testcase 9.3. Da diesem mit dem Versuchsdurchlauf 9.2 eine sehr starke Erwärmung vorausgegangen ist, erscheint die Wärmespeicherung der Platine und des Thermistors über mehrere Minuten als naheliegendste Erklärung dieses Verhaltens.

Insgesamt funktioniert die Versorgung durch Anlegen der Spannung U_0 an Brücke und R6 jedoch wie erwartet mit einer passenden Reaktion der Brückenspannung $U_{b,M}$.

4.4.3 Einfluss auf Verhalten der Messbrücke bei Anströmen des Thermistors

Im nächsten Schritt wurde der Windkanal genutzt, um die Brückenreaktion bei einer Spannungsversorgung wie im vorangegangenen Versuch auf eine Anströmung zu untersuchen. Dafür wurde sich an dem Testcase 10.5 orientiert, da dieser ohne Wind eine nahezu ausgeglichene Brücke aufwies. Tabelle 16 zeigt die gemessenen Werte, wobei die Brückenspannung $U_{b,M}$ bei Abkühlung des Thermistors durch den Wind wie erwartet ins Positive steigt.

Tab. 16: Reaktion der Brücke auf Wind bei $U_0 = 1$ V an Brücke und an R6

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$T_t / ^\circ\text{C}$	I / mA
11.1	1,0	0	0,962	0,859	0,859	0	57	89
11.2	1,0	0,5	0,964	0,882	0,879	3	47	78
11.3	1,0	1,5	0,972	0,901	0,897	4	45	68

Die Ausgangslage in Testcase 11.1 war auf Grund der ausgeglichenen Brücke sogar optimal, auch wenn sich damit die Testcases 9.3, 10.5 und 11.1 trotz gleicher Parameter recht deutlich unterscheiden. Da vor dem Testlauf eine recht große Pause eingelegt wurde, kann von einer vollständig abgekühlten Platine ausgegangen werden. Somit wäre basierend auf den Ergebnissen aus dem Abschnitt 4.4 ein deutlicher Einfluss der Wärmespeicherung von Platine und Thermistor denkbar. Dabei könnte sich auch Restwärme zwischen Bauteil und Platine oder innerhalb der Isolationsschicht halten, welche von außen mit der Wärmebildkamera nicht ersichtlich ist. Trotzdem würden die (Wieder-)Erwärmung des Thermistors, dessen Widerstand und somit die Versuchsergebnisse signifikant beeinflusst werden.

Zwar weist die Brückenschaltung noch zwei weitere unerwünschte Verhalten auf, die Anpassung der Spannung im Referenzarm und die Veränderung der Ergebnisse bei gleichen Parametern, funktioniert grundsätzlich jedoch wie erwartet.

4.5 Verhalten der Feedbackschleife und der Verstärkung

4.5.1 Messbrücke mit Feedbackschleife und zusätzlicher Spannungsversorgung

Mit den gewonnen Erkenntnissen konnte sich der Feedbackschleife gewidmet werden. Im ersten Schritt wurden der Operationsverstärker, R5 und der Transistor durch schließen der Jumperpins J2 und J5 zur Messbrückenschaltung hinzugefügt. Außerdem wurde die Platine selbst und nicht einzelne Pins an die Versorgungsspannung U_0 geschlossen, um auch den Operationsverstärker zu versorgen.

Für die Durchführung wurde der Jumper J7 zu dem Widerstand R6 geschlossen, wodurch sich die Schaltung in Abbildung 42 ergab. Die Versorgungsspannung wurde auf die minimale Betriebsspannung des Operationsverstärkers $U_{0,S} = 4,5$ V eingestellt. So sollte ein Überhitzen des Thermistors möglichst unwahrscheinlich gemacht werden, was sich als erfolgreich herausstellte, wie in Tabelle 17 zu sehen. Daraufhin wurde der Windkanal bei maximaler Geschwindigkeit $v_{fan} = 1,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ eingeschaltet, um die Änderungen in Brückenspannung $U_{b,M}$, Rohspannung zur Ausgangsschaltung $U_{raw,M}$ und Spannung hinter dem Verstärker $U_{amp,M}$ zu untersuchen. Da diese konstant blieben und sich der Thermistor

durch den laufenden Betrieb weiter erwärmte, wodurch die Brückenspannung U_b wuchs, wurde die Versorgungsspannung $U_{0,S}$ erhöht. Dies sollte ausschließen, dass die Spannung für den Operationsverstärker zu niedrig ist. Während alle anderen gemessenen Spannungen auf die Veränderung reagierten und leicht stiegen, blieben Rohspannung $U_{raw,M}$ und Verstärkerspannung $U_{amp,M}$ jedoch ohne Rauschen komplett konstant. Dieses Verhalten ist in Abbildung 43 zu sehen. Da die Stromstärke I durch die Steigerung der Versorgungsspannung $U_{0,S}$ sehr schnell wuchs und auch die Thermistortemperatur T_t sich den 100 °C näherte, wurde der Versuch bei $U_{0,S} = 4,85\text{ V}$ gestoppt.

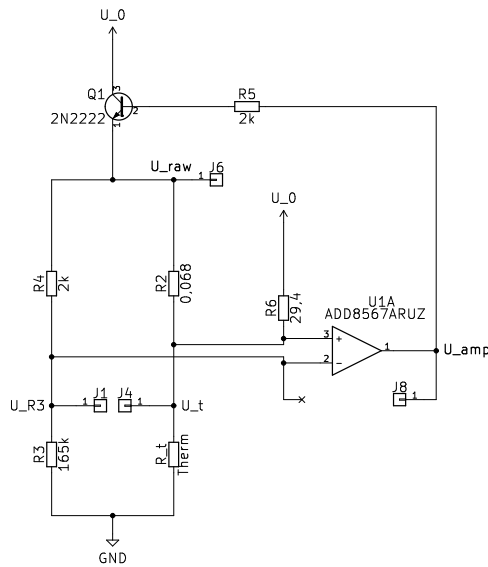


Abb. 42: Schaltplan der Messbrücke mit Feedbackschleife und R6

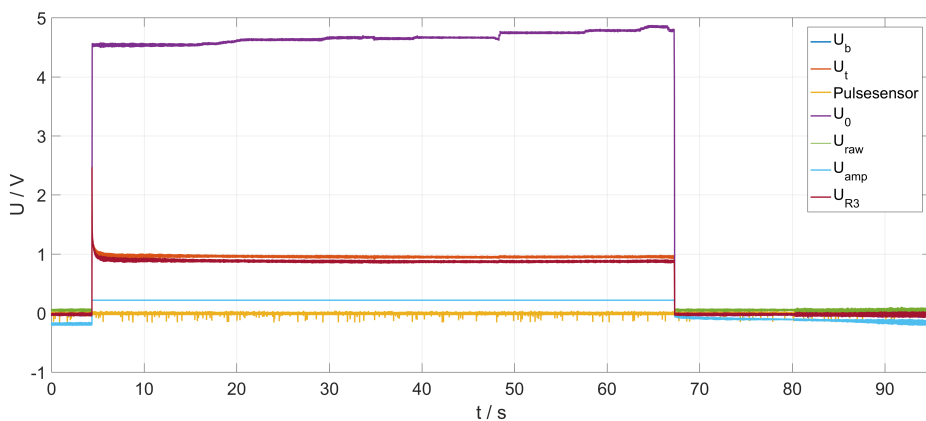


Abb. 43: Gemessene Spannungen des TC 13.3

In den Ergebnissen des Versuchs ist die Spannung $U_{R3,M}$ auffällig, da diese bei Betrachtung des Schaltplans in Abbildung 42 nicht größer als die Rohspannung $U_{raw,M}$ sein dürfte. Ein ungewollter Kontakt der Leiterbahnen wurde in 4.3.4 bereits ausgeschlossen, sodass dieses Verhalten vorerst nicht erklärbar ist.

Tab. 17: Ergebnisse des Messbrückenversuchs mit Feedbackschleife und R6

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	I_{max} / mA	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$U_{raw,M} / \text{V}$	$U_{amp,M} / \text{V}$	$T_t / ^\circ\text{C}$
12.1	4,5	250 (erreicht)	0	3,912	0,902	0,850	-10	0,217	0,217	85 bis 91
12.2	4,5	300	1,5	4,445	0,955	0,885	-12	0,217	0,217	87 bis 92
12.3	4,5 bis 4,85	300 bis 600	1,5	-	-	-	-	0,217	0,217	90 bis 95

Tab. 18: Ergebnisse des Messbrückenversuchs mit Feedbackschleife ohne R6

TC	$U_{0,S} / \text{V}$	I_0 / mA	$v_{fan} / \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$U_{0,M} / \text{V}$	$U_{t,M} / \text{V}$	$U_{R3,M} / \text{V}$	$U_{b,M} / \text{V}$	$U_{raw,M} / \text{V}$	$U_{amp,M} / \text{V}$	$T_t / ^\circ\text{C}$
13.1	4,5	2	0	4,483	-0,012	-0,011	-1	-13	-12	27
13.2	4,5	2	0,5	4,484	-0,012	-0,011	-1	-12	-12	27
13.3	4,5	2	1,5	4,482	-0,013	-0,012	-1	-13	-13	27

Außerdem haben bei allen drei Versuchen sowohl die Rohspannung $U_{raw,M}$ als auch die Verstärkerspannung $U_{amp,M}$ den gleichen Wert $U_{raw,M} = U_{amp,M} = 0,217$ V angenommen. Zusätzlich weisen sie weder ein Rauschen noch eine Reaktion auf die veränderten Parameter auf. Dabei ist besonders das Fehlen des Rauschens auffällig, da alle anderen Spannungen dieses aufweisen und es wahrscheinlich durch die Versorgungsspannung U_0 induziert wird. Ein Großteil der Spekulationen, die dieses Verhalten erklären könnten, basieren auf dem Verhalten des Operationsverstärkers, welcher somit das Ziel des nächsten Versuchs werden sollte. Ein Fehler an der DAQ konnte durch Überprüfung des Aufbaus und der Software ausgeschlossen werden. Eine vom Operationsverstärker unabhängige Hypothese ist das Ergebnis des Abschnitts 4.4.1. In diesem wurde gezeigt, dass bei einer Spannung von $U_{0,S} = 5$ V am Seitenarm der Thermistor bereits zu heiß wird, um die Brücke auszugleichen. Wie dies das beobachtete Verhalten mit den beschriebenen Auffälligkeiten begründet, ist aktuell nicht nachvollziehbar. Allerdings ist dies ein möglicher Ansatz für eine tiefgreifendere Lösungssuche, die im zeitlichen Rahmen dieser Arbeit leider nicht mehr möglich war.

Insgesamt lieferte dieser Versuch somit keine Ergebnisse, die einen Schluss auf das Verhalten der Schaltung zuließen. Dementsprechend sollte ein kleinerer Teil der Schaltung, die Feedbackschleife, einzeln getestet werden, um daraufhin Rückschlüsse auf die Reaktion der Schaltung in diesem Testlauf ziehen zu können. Vorher wurde noch ein weiterer Test an der Brücke mit angeschlossener Feedbackschleife durchgeführt, um den Aufbau dieser Testreihe vor dem Umstecken nochmal zu nutzen.

4.5.2 Messbrücke mit Feedbackschleife ohne zusätzliche Spannungsversorgung

Die gesteckten Verbindungen wurden aus dem vorherigen Versuch bis auf den Jumperpin J7 übernommen. Somit wurde die Speisung über den Widerstand R6 aus der Schaltung entnommen, wie in Abbildung 44 sichtbar.

Auch in diesem Durchlauf wurde eine Versorgungsspannung von $U_{0,S} = 4,5$ V an die Platine angelegt. Mit dem Windkanal wurde die Platine mit den bekannten Einstellungen angeströmt.

Die Ergebnisse in Tabelle 18 zeigen deutlich, dass der Operationsverstärker durch die negative Brückenspannung $U_{b,m}$ durchweg den Transistor geschlossen hält, sodass Rohspannung $U_{raw,M}$ und Verstärkerspannung $U_{amp,M}$ leicht negativ sind. Durch die Rundung der Messdaten ergaben sich zwar häufig die gleichen Werte für die beiden Spannungen in Tabelle 18, allerdings unterscheiden sie sich sehr leicht. Auch weisen beide das bekannte Rauschen auf, anders als Rohspannung $U_{raw,M}$ und Verstärkerspannung $U_{amp,M}$ in Testreihe 12.

Somit bestätigt sich das Ergebnis aus Abschnitt 4.2.3, wo der Thermistor sich nicht erwärmt, da die Brückenspannung zu keinem Zeitpunkt positiv wird. Das Ergebnis zeigt allerdings auch, dass $U_{amp,M} = 0,217$ V nicht die minimale Ausgabespannung ist, was die Notwendigkeit des folgenden Versuchs zum Verhalten des Operationsverstärkers bestätigt.

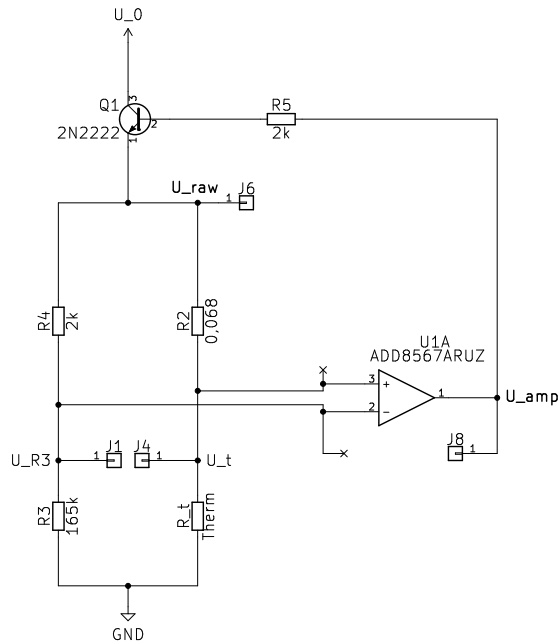


Abb. 44: Schaltplan der Messbrücke mit Feedbackschleife ohne R6

4.5.3 Verhalten des Operationsverstärkers

Um die Reaktion des Operationsverstärkers auf die Brückenspannung U_b zu untersuchen, wurde die Versorgungsspannung U_0 über die Jumperpin J5 an die Eingänge des Bauteils geschlossen. Währenddessen wurde eine Spannung von 5 V auf die Platine gelegt, so dass der Operationsverstärker ebenfalls versorgt wird und auch die Rohspannung U_{raw} hinter dem Transistor untersucht werden konnte. Dieser Aufbau ergibt den Schaltplan in Abbildung 45.

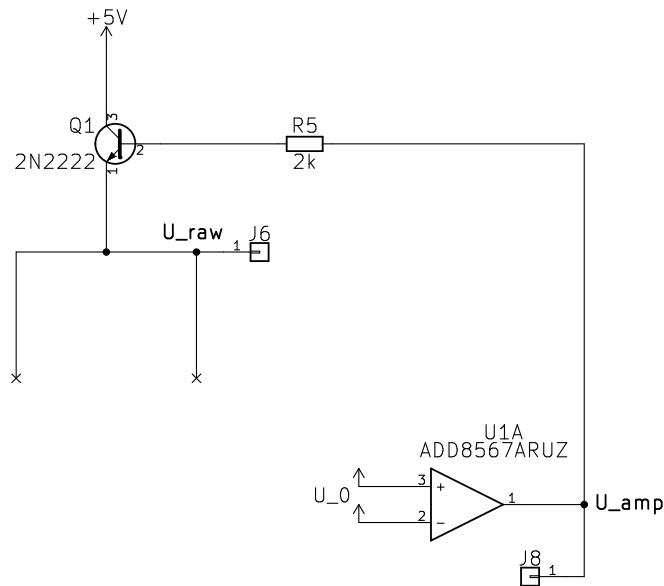


Abb. 45: Schaltplan des Operationsverstärkerversuchs

Die Messungen sind zusammen mit der Spannung hinter dem Verstärker $U_{amp,M}$ in Tabelle 19 dargestellt.

Tab. 19: $U_{amp,M}$ und $U_{raw,M}$ bei anlegen von U_0 an OPV Eingang

TC	$U_{0,S}$ / V	$U_{0,M}$ / V	$U_{amp,M}$ / V	$U_{raw,M}$ / V
14.1	0	0,008	0	-0,66
14.2	0,01	0,011	4,995	4,59
14.3	0,05	0,046	4,995	4,59
14.3	-0,01	-0,008	0	-0,58
14.3	-0,05	-0,042	0	-0,58

Die Ergebnisse der Testreihe 14 zeigen sehr deutlich, dass der Operationsverstärker bereits bei einem sehr kleinen positiven Differential am Spannungseingang sättigt. Dies deckt sich mit dem in der Regel sehr hohen Verstärkungsfaktor eines Operationsverstärkers in der Größenordnung von 100.000. Ein nomineller Verstärkungsfaktor zum Vergleich konnte in dem Datenblatt des Operationsverstärkers nicht gefunden werden [14].

Im Fall der Sättigung, wie in Testcases 14.2 und 14.3, erreicht die Rohspannung ihren Maximalwert von $U_{raw,M} = 4,59$ V. Eine höhere Spannung wird im Betrieb der ganzen Schaltung nicht an der Brücke anliegen.

Sobald das Spannungsdifferential am Eingang allerdings null oder negativ wird, gibt der Operationsverstärker keine Spannung aus. Auch dies ist gemäß des angestrebten Verhaltens eines Operationsverstärkers. Die Rohspannung U_{raw} reagiert darauf, indem sie negativ wird. Dies sollte nach dem aktuellen Verständnis der Schaltung nicht möglich sein, da als Versorgung 5 V und GND angelegt sind. Ein Fehler in der DAQ beim Abgleich mit GND kann auch ausgeschlossen werden, sodass für dieses Verhalten zu diesem Zeitpunkt keine Erklärung ersichtlich ist.

Trotz diesen Verhaltens funktionierte die Feedbackschleife aus Operationsverstärker und Transistor insgesamt wie erwartet. Somit lassen sich allerdings keine neuen Rückschlüsse für die Ergebnisse in 4.5.1 ziehen, weshalb das Verhalten in dem Versuch mit Messbrücke und Feedbackschleife zu diesem Zeitpunkt nicht erklärt werden kann.

4.6 Funktionsweise der Signalkonditionierung in der Ausgabeschaltung

Im letzten Schritt dieser Arbeit wurde die Ausgabeschaltung untersucht. Dafür wurde die Versorgungsspannung U_0 an den Pin J6 geschlossen, so dass sie als Rohspannung U_{raw} für die Ausgabe fungierte. Dabei wurde die Platine selbst erneut mit 5 V versorgt und an GND geerdet, um die Operationsverstärker zu betreiben. Diese Schaltung ist in Abbildung 46 dargestellt.

Durch vier verschiedene Ausrichtungen der Aussparung am Drehknopf des Potentiometers wurde dessen Auswirkung auf die Ausgangsspannung U_{out} sichtbar gemacht. Die Positionen sind in Abbildung 47 dargestellt und werden durch die Anfangsbuchstaben der Ecke (z.B. Oben Links - OL) abgekürzt.

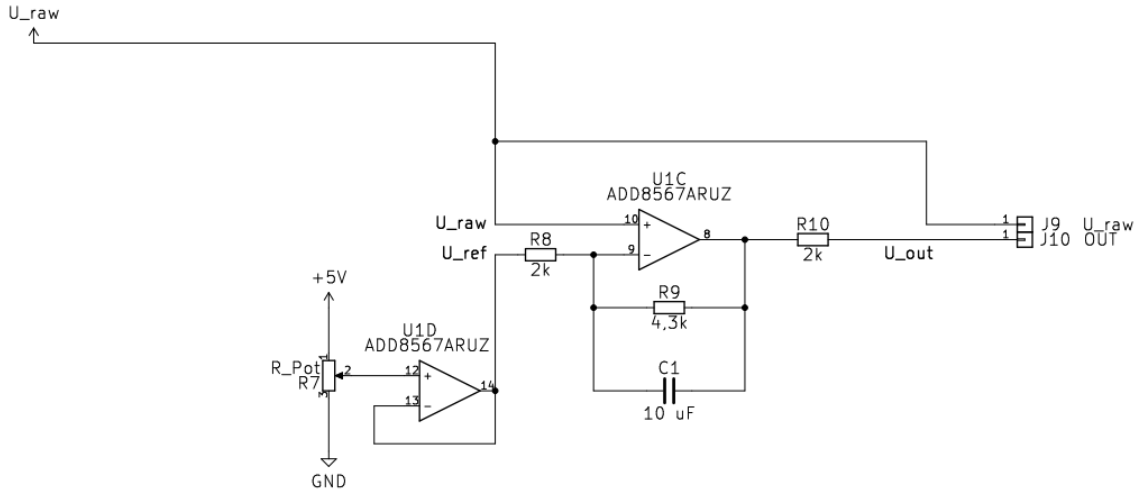


Abb. 46: Schaltplan der Ausgabeschaltung

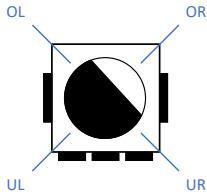


Abb. 47: Schematische Darstellung des Potentiometers

Tab. 20: Aus Potentiometerausrichtung resultierende Spannungen

Ausri.	$R_{pot,M} / \Omega$	U_{pot} / V	$U_{ref,1} / V$
OL	10290	4,995	0,005
UL	6970	3,384	1,616
UR	3523	1,710	3,290
OR	1	0,001	4,999

Der aus den jeweiligen Ausrichtungen entstandene Widerstand R_{pot} ist zusammen mit der Spannung, welche über das Potentiometer abfällt, in Tabelle 20 zu sehen. Dementsprechend ist die Spannung am nicht invertieren Eingang des ersten Operationsverstärkers $U_{ref,1} = 5 V - U_{pot}$, ebenfalls zugeordnet in Tabelle 20. Dabei ist zu beachten, dass diese Spannung in keiner Weise mit der Spannung im Referenzarm der Messbrücke zusammenhängt.

Um einen guten Überblick des Verhaltens zu ermöglichen, werden die Messungen für fünf eingestellte Rohspannungen $U_{raw,S}$, welche auch durch den Transistor möglich wären, in Tabelle 21 gezeigt.

Dazu wurde die theoretische Ausgangsspannung $U_{out,T}$ mit der Gleichung 32 aus Abschnitt 3.5.2 und den Referenzspannungen $U_{ref,1}$ aus Tabelle 20 berechnet und in Tabelle 21 mit angegeben.

Bei dem Vergleich der tatsächlichen Ausgabespannung mit der theoretisch errechneten wird die Sättigungsgrenze des Operationsverstärkers sehr deutlich. Da dieser mit +5 V und GND versorgt ist, kann die Ausgangsspannung $U_{out,M}$ diese Werte nicht überschreiten. So wird in den blau markierten Fällen, in denen die Referenzspannung U_{ref} in Gleichung 36 überwiegt, eine Spannung um die $U_{out,M} \approx 0 V$ ausgegeben. Wenn die Rohspannung U_{raw} im Vergleich zur Referenzspannung U_{ref} zu groß wird, sättigt die Ausgangsspannung bei $U_{out,M} \approx 4,965 V$ (rot markiert).

Tab. 21: Ergebnisse des Versuchs zur Ausgabeschaltung
rot: Sättigung Maximum, *blau*: Sättigung Minimum

TC	Ausri.	$U_{raw,S}$ / V	$U_{raw,M}$ / V	$U_{out,M}$ / V	$U_{out,T}$ / V
15.1	OL	0,5	0,486	1,551	1,520
15.2	OL	1,0	0,973	3,082	3,054
15.3	OL	1,5	1,484	4,684	4,664
15.4	OL	2,5	2,479	4,961	7,798
15.5	OL	3,5	3,484	4,961	10,964
15.6	UL	0,5	0,486	-0,009	-1,944
15.7	UL	1,0	0,974	-0,011	-0,406
15.8	UL	1,5	1,483	0,823	1,197
15.9	UL	2,5	2,479	3,751	4,335
15.10	UL	3,5	3,484	4,968	7,500
15.11	UR	0,5	0,485	-0,006	-5,546
15.12	UR	1,0	0,975	-0,006	-4,002
15.13	UR	1,5	1,483	-0,006	-2,402
15.14	UR	2,5	2,479	0,914	0,735
15.15	UR	3,5	3,483	3,639	3,898
15.16	OR	0,5	0,485	0,005	-9,220
15.17	OR	1,0	0,977	0,005	-7,670
15.18	OR	1,5	1,483	0,004	-6,076
15.19	OR	2,5	2,479	0,004	-2,939
15.20	OR	3,5	3,483	0,876	0,224

Die Abweichungen zwischen der gemessenen Ausgangsspannung $U_{out,M}$ und der errechneten Ausgangsspannung $U_{out,T}$ werden im weiteren Verlauf des Kapitels aufgegriffen.

Die gemessene Ausgangsspannung $U_{out,M}$ wurde in Abbildung 48 über die Rohspannung $U_{raw,S}$ aufgetragen, wodurch der Arbeitsbereich und die Sättigung noch einmal sehr deutlich wird.

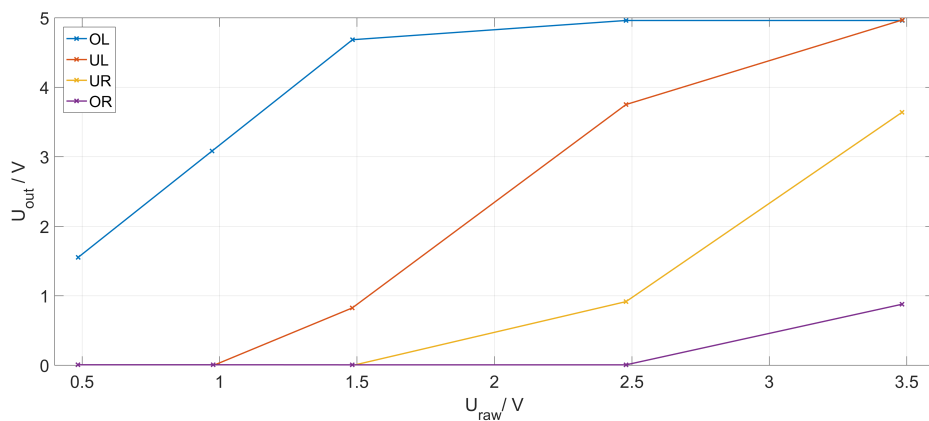


Abb. 48: Gemessene Ausgangsspannung für vier Ausrichtungen des Potentiometers

Aus den Messwerten, die im Arbeitsbereich liegen und somit in in Tabelle 21 nicht farblich hinterlegt sind, kann die experimentelle Verstärkung V_{exp} der Schaltung errechnet werden. Dies konnte für alle Ausrichtungen bis auf OR durchgeführt werden, wobei für OL die Testcase 15.1 und 15.3 verwendet wurde.

Dafür wurde Gleichung 32 vereinfacht zu:

$$U_{out} = -U_{ref}V + U_{raw} (1 + V) \quad (36)$$

Für eine theoretische Berechnung ergibt sich die Verstärkung V_T aus den Widerständen R8 und R9:

$$V_T = \frac{R_{R9}}{R_{R8}} = 2,15 \quad (37)$$

Für die experimentelle Bestimmung wird die Verstärkung V_{exp} durch ein Gleichungssystem der Messdaten ermittelt. Die folgende Umformung, ausgehend von Gleichung 36, wurde genutzt um das Gleichungssystem anschließend in Matrix-Form lösen zu können:

$$\begin{aligned} U_{out} &= -U_{ref}V_{exp} + U_{raw}V_{exp} + U_{raw} \\ U_{out} - U_{raw} &= -U_{ref}V_{exp} + U_{raw}V_{exp} \quad | \cdot \frac{1}{V_{exp}} \\ \frac{1}{V_{exp}}(U_{out} - U_{raw}) &= U_{raw} - U_{ref} \quad | +U_{ref} \\ U_{raw} &= \frac{1}{V_{exp}}U' + U_{ref} \end{aligned}$$

Übertragen in Matrixform können V_{exp} und U_{ref} nach dem gleichen Vorgehen wie in Abschnitt 2.3.1 bestimmt werden:

$$\begin{aligned} \underline{U_{raw}} &= \begin{bmatrix} U' & \underline{1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{V_{exp}} \\ U_{ref} \end{pmatrix} \\ \underline{U_{raw}} &= \underline{A} \underline{P} \\ \underline{P} &= \begin{pmatrix} \frac{1}{V_{exp}} \\ U_{ref} \end{pmatrix} = \underline{A}^{-1} \underline{U_{raw}} \end{aligned} \quad (38)$$

$$V_{exp} = \frac{1}{P(1)}; U_{ref} = P(2) \quad (39)$$

Um die Inverse Matrix \underline{A}^{-1} zu bilden, wurde diesmal die normale Inverse genutzt, da die Matrix \underline{A} invertierbar ist.

Die Referenzspannungen $U_{ref,2}$ und Verstärkungen V_{exp} , die so errechnet wurden, sind in Tabelle 22 zu sehen, zusammen mit der theoretischen Verstärkung V_T , der Potentiometerausrichtung und der in Tabelle 20 gezeigten Referenzspannung $U_{ref,1}$.

Tab. 22: Errechnete Verstärkung der Ausgabeschaltung

Ausrichtung	V_{exp}	$U_{ref,2} / V$	V_t	$U_{ref,1}$
OL	2,139	-0,012	2,15	0,005
UL	1,940	1,823	2,15	1,616
UR	1,714	3,392	2,15	3,290

Wenn das Potentiometer so eingestellt ist, dass die Referenzspannung $U_{ref} = 0 \text{ V}$ ist, verhält sich die experimentelle Verstärkung V_{exp} wie erwartet. Je höher die Referenzspannung U_{ref} gedreht wird, desto schwächer wird die Verstärkung und umso stärker weicht sie von dem theoretischen Wert V_T ab. Diese Charakteristik ist auch in Tabelle 21 zu sehen, wo die gemessenen Ausgangsspannungen $U_{out,M}$ deutlicher von den theoretischen Ausgangsspannungen $U_{out,T}$ abweichen, je größer die Referenzspannung U_{ref} wird.

Der Hintergrund dieses Verhaltens konnte im Rahmen dieser Arbeit nicht geklärt werden. Eine möglicher Ansatz ist, dass Referenzspannungen U_{ref} , welche sich der maximalen Ausgangsspannung von 5 V nähern, das Verstärkungsverhalten beeinflussen, ohne dass dieses Verhalten in Gleichung 32 berücksichtigt wurde.

Insgesamt konnten diese Messungen zeigen, dass das Potentiometer wie in 2.4 beschrieben zur Abgleichregelung und Skalierung der Ausgangsspannung U_{out} dient. Dabei verstärkt die Schaltung die Differenz zwischen der einstellbaren Abgleichspannung U_{ref} und der Rohspannung U_{raw} . Die Verstärkung basiert auf dem Verhältnis der Widerstände R9 und R8, während der Kondensator C1 als Tiefpassfilter das Signal vom Rauschen bereinigt. Der Widerstand R10 vor dem Jumperpin zur Abnahme des Ausgangssignal U_{out} schützt eine möglicherweise falsch eingestellte DAQ vor Schäden, indem er den Stromfluss begrenzt. Bei einer richtig eingestellten DAQ ist der Eingangswiderstand groß genug, dass R10 keinen Einfluss hat.

5 Fazit

5.1 Zusammenfassung

Neben der Erörterung der physikalischen und der elektronischen Grundlagen eines CTAs, sowie dem Beschreiben des Verfahrens einer Kalibrierung, wurde eine CTA-Schaltung mit einem Thermistor statt einem Draht analysiert, umgesetzt und getestet. Dabei ergaben sich eine Vielzahl an unerwarteten Ergebnissen, insgesamt konnten jedoch grundlegende Erkenntnisse gewonnen werden, welche im Folgenden zusammengefasst werden.

Die gemessenen Spannungen der Platine zeigten stets einen kurzen Anpassungszeitraum von etwa zehn Sekunden nach Einschalten der Versorgungsspannung. Bis zu zwei Minuten danach pendelten sich die Thermistortemperatur und die gemessenen Spannungen noch ein, blieben allerdings in diesem Zeitraum konstant genug, um auswertbare Ergebnisse zu liefern.

So konnte die Grundfunktion der Messbrücke erfolgreich umgesetzt werden, wobei jedoch erkannt wurde, dass die Auslegung des Thermistors einen Fehler enthielt. Dieser wurde durch das Austauschen des Widerstandes R2 behoben, sodass die Brücke bei einer geeigneten Betriebstemperatur des Thermistors ausgeglichen war.

Im gleichen Schritt wurde auch der Widerstand R6 getauscht mit der Absicht zu untersuchen, ob der Betriebspunkt des Thermistors über den Seitenarm der Schaltung festgelegt werden kann. Dies gelang nicht, allerdings bestätigte sich die Funktion von R6 zum Verhindern einer ausgeglichenen Brücke beim Einschalten der Versorgungsspannung.

Die daraufhin getestete Feedbackschleife wies jedoch trotz negativer Brückenspannung einen konstant positiven Wert auf, obwohl der Operationsverstärker wie in der Theorie beschrieben funktionierte. Somit konnte das Verhalten der Feedbackschleife im (zeitlichen) Rahmen dieser Arbeit leider nicht geklärt werden.

Zuletzt wurde die Ausgabeschaltung untersucht, welche sowohl einen Nullpunktgleich als auch eine Skalierung der Ausgabespannung ermöglicht. Dabei ergab sich allerdings eine niedrigere Verstärkung je größer die Referenzspannung gewählt wurde. Auch dies konnte leider nicht abschließend geklärt werden.

Durch das Verhalten der Feedbackschleife kam es nicht zu einem Test der Schaltung als Ganzes, die Funktion der einzelnen Elemente wurde jedoch erfolgreich getestet und bestimmt.

Nicht abschließend geklärt werden konnten der Grund der Spannungsänderung im Referenzarm sowie der Auslöser der unterschiedlichen Ergebnisse bei gleichen Testparametern. Während für Erstere keine möglichen Erklärungen gefunden werden konnten, werden Wärmespeicherung von Platine und Thermistor, sowie das unbekannt Verhalten der Kabel(-verbindungen) als Ursachen des Letzteren vermutet.

Die gewonnenen Erkenntnisse zum Aufbau eines CTAs sind im folgenden in Stichpunkten zusammengefasst:

- Der Thermistor muss so dimensioniert sein, dass er bei seiner Betriebstemperatur ohne Wind die Brücke ausgleicht.
- In der Messbrücke sind die vorderen Widerstände deutlich kleiner (ca. 1:80) als die hinteren Widerstände.
- Das Brückenverhältnis ist laut der Literatur in etwa 10, kann wie in dieser Arbeit allerdings auch deutlich größer ausfallen.
- Ein Seitenarm am Thermistor verhindert einen Ausgleich bei Einschalten des Sensors.
- Durch den Seitenarm darf der Thermistor im Betrieb nicht über seinen Ausgleichstemperatur erhitzt werden.
- Der Seitenarm kann nicht den Betriebspunkt des Thermistors festlegen.
- Die Ausgangsspannungen der Operationsverstärker sind bereits bei kleinen Differenzen an den Eingängen gesättigt.
- Kondensatoren können genutzt werden, um die Sprünge der Operationsverstärker abzuschwächen ohne den erreichten Wert zu mindern.
- Die verwendete Ausgangsschaltung ermöglicht einen Nullpunktgleich und Skalierung der Ausgabespannung
- Die Skalierung der Ausgabespannung wird durch das Verhältnis der Widerstände R_8 und R_9 bestimmt

5.2 Ausblick

Mit den gewonnen Erkenntnissen und dem eingerichteten Versuchsaufbau kann die Entwicklung eines Sensors für die terrestrische Erprobung an einem Wetterballon weitergeführt werden.

Dazu soll ein 'commerical off-the-shelf' CTA, bestehend aus einem beschichteten Sensorelement und der Auswertungs elektronik, mit den beschriebenen Methoden kalibriert werden. Zusätzlich wird auch die Richtungsabhängigkeit des Sensors Ziel der Versuche sein. Somit können sowohl weitere Erkenntnisse über das Verhalten eines CTAs gewonnen werden, als auch über den Kalibrierungsprozess selbst.

Daraufhin soll die Schaltung, welche zur Auswertung des Sensorelements genutzt wird, mit den Erfahrungen aus dieser Arbeit an den Hitzedraht angepasst werden. Somit können erste Versuche Aufschluss darüber geben, wie der Hitzedraht in den bereits erprobten Umständen reagiert.

Ein möglicher Schritt, um sich an diesem Entwicklungspunkt der terrestrischen Erprobung weiter zu nähern, wäre das hinzufügen der Signalkonditionierung, welche in dieser Arbeit behandelt wurde. Außerdem steht noch eine Kalibrierung des gesamten Sensors an, bevor er bei einem ersten Flug an einem Wetterballon getestet werden kann.

Das beschriebene Vorgehen wird im Anschluss an diese Arbeit im Rahmen einer Werkstudententätigkeit umgesetzt.

Literatur

- [1] L. Witte, G. Arnold, J. Bertram, M. Grott, C. Krämer, A. Lorek, T. Wippermann; 'A Concept for a Mars Boundary Layer Sounding Balloon: Science Case, Technical Concept and Deployment Risk Analysis'; *Aerospace*; 04.03.2022; Link: <https://www.mdpi.com/2226-4310/9/3/136> (abgerufen: 17.08.2023)
- [2] D. Banfield (Ed.) MEPAG; *Mars Scientific Goals, Objectives, Investigations, and Priorities: 2018*; White Paper Posted October, 2018 by the Mars Exploration Program 2018; MEPAG Goals Committee: Pasadena, CA, USA, 2018; Link: https://mepag.jpl.nasa.gov/reports/MEPAG%20Goals_Document_2018.pdf (abgerufen: 17.08.2023)
- [3] M. Domínguez, V. Jiménez, J. Ricart, L. Kowalski, J. Torres, S. Navarro, J. Romeral, L. Castañer; 'A hot film anemometer for the Martian atmosphere'; *Planetary and Space Science*; Jun 2008; Link: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S003206330800072X> (abgerufen: 17.08.2023)
- [4] G. P. Russo; *Aerodynamic Measurements – From physical principles to turnkey instrumentation*; Woodhead Publishing; 2011; chapter 3 – Hot wire anemometer
- [5] A. Theuerkauf; *Stratospheric turbulence observations with the new balloon-borne instrument LITOS*; Inaugural-Dissertation; Dez 2012
- [6] H. H. Bruun; *Hot-Wire Anemometry – principles and signal analysis*; Oxford University Press; 1995; chapter 2 – basic principles of hot-wire anemometry
- [7] U. Tietze, C. Schenk, E. Gamm; *Halbleiter-Schaltungstechnik*; Springer Verlag; 2012 (14. Auflage)
- [8] Texas Instruments; *Inverting op amp with non-inverting positive reference voltage circuit*; Analog Engineer's Circuit: Amplifiers; Feb 2018 – Revised Feb 2019; Link: <https://www.ti.com/lit/an/sboa264a/sboa264a.pdf?ts=1691348912202> (abgerufen: 17.08.2023)

Schaltplan, Bilder und Datenblätter

- [9] Bild entnommen von:
<https://www.conrad.de/de/ratgeber/handwerk-industrie-wiki/elektronik-bauteile/lm324.html> (abgerufen: 17.08.2023)
- [10] Modern Device Windsensor Rev. C:
<https://moderndevice.com/products/wind-sensor> (abgerufen: 17.08.2023)
benutzter Schaltplan: C01, aktuelle Version (am 17.08.23): C04
- [11] Thermistor:
<https://abracon.com/Magnetics/inductors/ABNTC-0402.pdf>
(abgerufen: 17.08.2023)
- [12] R3:
https://www.koaglobal.com/-/media/Files/KOA_Global/EN/product/commonpdf/mf.pdf?la=en&hash=66F29E064A644B3BB6EA555499D26B68 (abgerufen: 17.08.2023)
- [13] R4:
<https://www.farnell.com/datasheets/3689365.pdf> (abgerufen: 17.08.2023)
- [14] Operationsverstärker:
<https://rocelec.widen.net/view/pdf/kb5db6obzw/ANDIS14996-1.pdf?t.download=true&u=5oefqw> (abgerufen: 17.08.2023)
- [15] Anleitung Windkanal:
https://www.dlr.de/next/portaldata/69/resources/downloads/9_downloads/DLR_next_Anleitungen-windkanal.pdf (abgerufen: 17.08.2023)
- [16] Fallrohr:
https://images.obi.de/PROD/DE/document/327/327547_datasheet_1.pdf
(abgerufen: 17.08.2023)

Anhang

Bau des Windkanals

Um das Verhalten der Platine zu testen und eine Kalibrierung des Sensors zu ermöglichen, wurde ein Windkanal gebaut. Dieser sollte Windgeschwindigkeiten zwischen $v_{min} \approx 1 \frac{m}{s}$ und $v_{max} \approx 7 \frac{m}{s}$ abdecken, da dieser Bereich charakteristisch für die spätere Kalibrierung ist.

Bei dem Bau des Windkanals wurde sich an einer Anleitung [15] des "DLR_next", dem Jugendportal des DLRs, orientiert. Dieser für Schüler*innen ausgelegter Windkanal besteht aus einem Rohr mit einem Gleichrichter und zwei Gittern. Der Luftstrom wird durch einen Lüfter erzeugt und durch Rauchfäden sichtbar gemacht. Sowohl die Rauchfäden als auch die Gitter werden in dem genutzten Aufbau ausgelassen, da diese keinen Nutzen in den geplanten Tests haben. Somit sieht der Aufbau wie in Abbildung 49 aus, wobei der gesamte Aufbau durch Aluprofile gehalten und ausgerichtet wird.

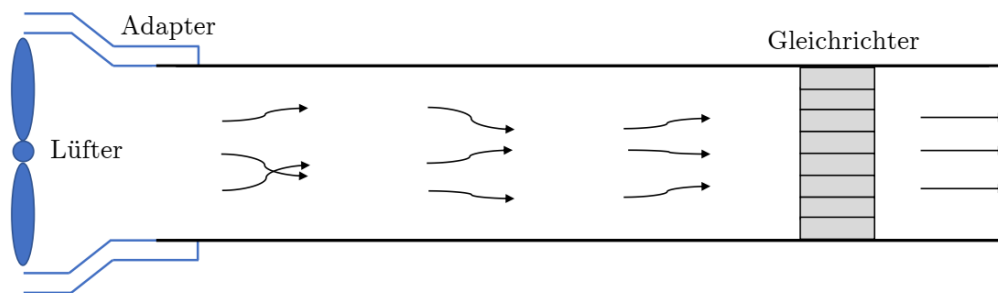
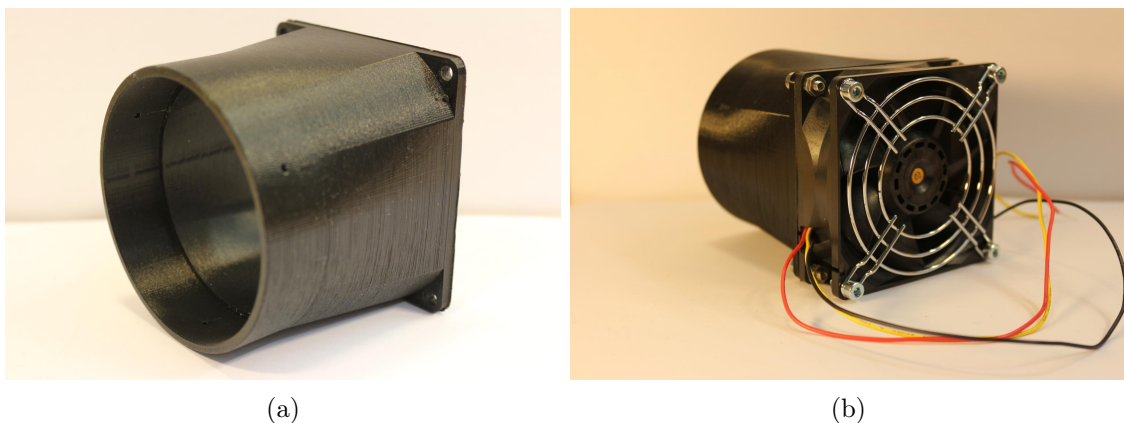


Abb. 49: Schematischer Aufbau des Windkanals

Der Adapter, welcher den Lüfter am Rohr fixiert, wurde in der 3D-Druckfarm des DLR produziert. Das Foto in Abbildung 50a zeigt den Adapter und Abbildung 50b die Montage von Lüfter und Adapter.



(a)

(b)

Abb. 50: Fotos des 3D-Druck Lüfteradapters

Da Lüfter durch ihren Luftdurchsatz in Volumen dV pro Zeiteinheit dt charakterisiert werden, kann die erreichte Windgeschwindigkeit v_{fan} annäherungsweise berechnet werden durch:

$$dV = A \cdot ds = A \cdot v \cdot dt \quad | \cdot (A \cdot dt)^{-1} \quad (40)$$

$$v = \frac{dV}{A \cdot dt} = \frac{1}{A} \frac{dV}{dt} \quad (41)$$

Dabei ergibt sich die Kreisoberfläche A durch den Innendurchmesser des ausgewählten Rohrs. Im ersten Schritt wurde sich für ein DN75 Fallrohr [16] mit einem Innendurchmesser von $d = 0,072$ m entschieden, welches eine Kreisoberfläche von $A = 0,0041$ m² aufweist. Die Größe des Rohrs wurde auf Grund der Monitierbarkeit, benötigter Lüftergröße und Ausrichtbarkeit des Sensors am Ende des Windkanals ausgewählt.

Um den Windkanal bei der minimalen Windgeschwindigkeit $v_{min} \approx 1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ zu betreiben, wird ein Lüfter mit einem Luftdurchsatz von $(\frac{dV}{dt})_{min} = 0,25 \frac{\text{m}^3}{\text{min}}$ benötigt. Für die maximale Windgeschwindigkeit $v_{max} \approx 7 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ muss ein Luftdurchsatz von $(\frac{dV}{dt})_{max} = 1,7 \frac{\text{m}^3}{\text{min}}$ erreicht werden.

Um eine schnelle Inbetriebnahme zu ermöglichen, wurde sich gegen einen Lüfter mit einer Pulse-width modulation (PWM) entschieden, da dieser in der Einrichtung als deutlich zeitaufwendiger eingeschätzt wurde. Da Sanyo Denki als einziger Hersteller den Luftdurchsatz bei verschiedenen Versorgungsspannungen angibt, wurde sich auf Lüfter dieses Herstellers festgelegt.

Auf Grund der recht kleinen Auswahl im DLR eignen Warenhaussystem, welches eine deutlich schnellere Lieferzeit ermöglicht als alternative Bestellvorgänge, wurde sich für zwei Lüfter entschieden, um die Spanne an Geschwindigkeiten abzudecken. Mit den Lüftern '9S0812L401' und '9A0812S401' sollten theoretisch Geschwindigkeiten von $v_{min} = 1,0 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ bis $v_{max} = 5,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ abgedeckt werden, was als vorerst ausreichend angenommen wurde.

Durch Lieferprobleme seitens des Händlers musste '9S0812L401' durch '9S0812M401' ersetzt werden. Dieser war etwas schneller, wodurch sich $v_{min} = 1,3 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ ergab.

Für eine Kalibrierung wurde das Pulsesensorsignal des Lüfters über einen Pull-up Widerstand an die DAQ geschlossen. Somit konnte die Drehzahl pro Minute im Nachgang bestimmt werden und mit der gemessenen Windgeschwindigkeit v_{fan} abgeglichen werden. Diese wurde mit dem Hitzedrahtanemometer *testo440* über einen Zeitraum von einer Minute mit einer Frequenz von 1 Hz gemessen. Die Ergebnisse einer solchen Messung sind für den Lüfter '9A0812S401' bei einer Lüfterspannung von $U_{fan} = 8$ V in Abbildung 51 dargestellt.

Aus diesen Messungen wurden die Durchschnittswerte für Windgeschwindigkeit v_{fan} und Drehzahl entnommen und als Kalibrierungskurve in Abbildungen 52a und 52b aufgetragen. Dabei wird deutlich, dass die maximale Windgeschwindigkeit signifikant unter der Erwarteten liegt.

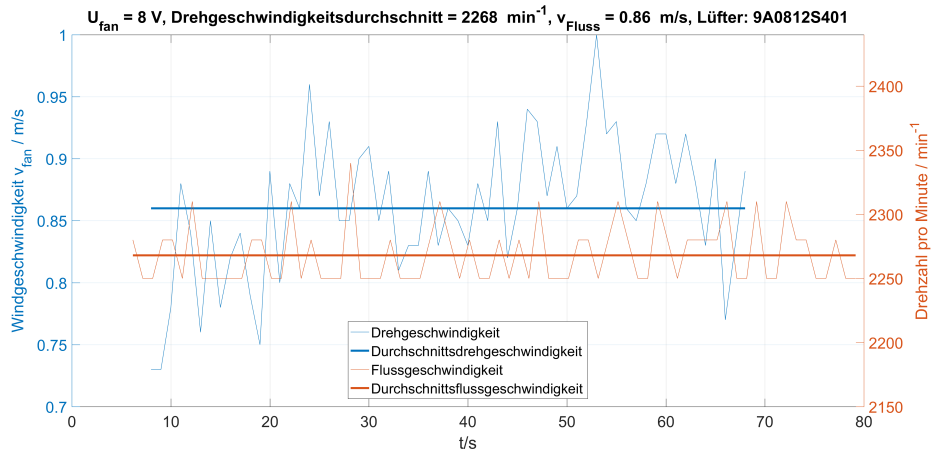
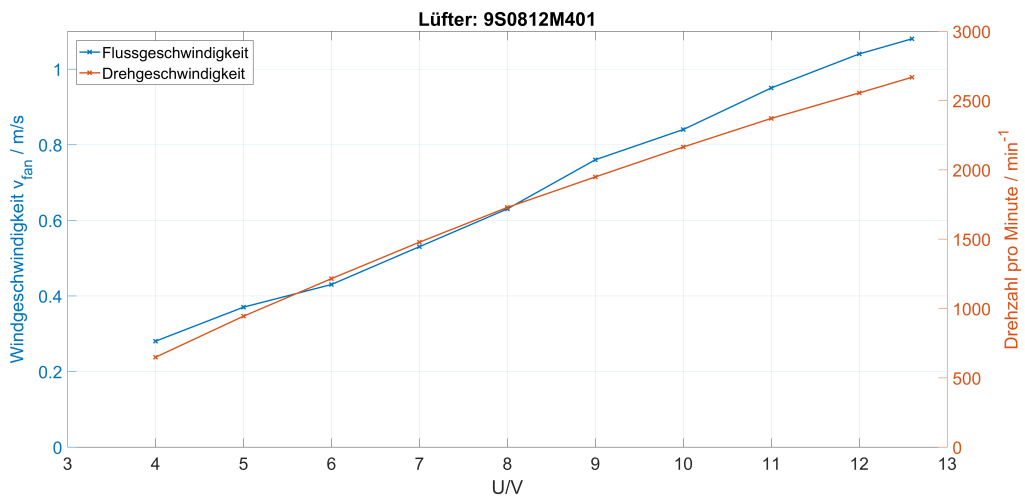
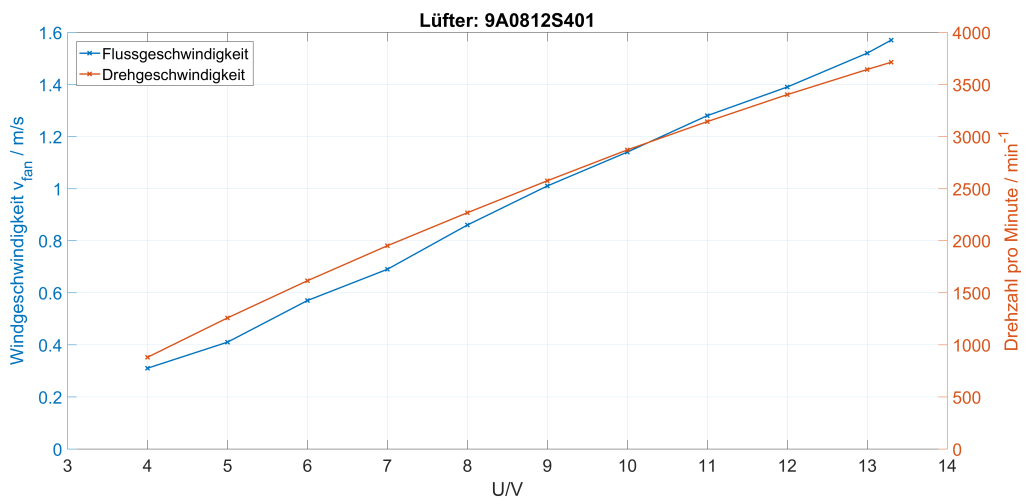


Abb. 51: Kalibrierungsdurchlauf für den Lüfter '9A0812S401' bei $U_{fan} = 8 \text{ V}$



(a)



(b)

Abb. 52: Kalibrierungskurven für die Lüfter '9S0812M401' (a) und '9A0812S401' (b)

Im Anschluss wurde untersucht, ob der aus Schrumpfschläuchen gebaute Gleichrichter in Abbildung 53 die Windgeschwindigkeit stark ausbremst. Allerdings ergaben sich bei den Durchläufen mit Gleichrichter höhere Geschwindigkeiten als ohne. Außerdem war auch die Standardabweichung der Messwerte vom Mittelwert bei den Gleichrichterläufen deutlich geringer. Somit bestätigte sich zwar die Wirkung des Gleichrichters zum Entfernen der Wirbel im Wind, allerdings konnte der Grund für die langsamen Windgeschwindigkeiten nicht ermittelt werden.

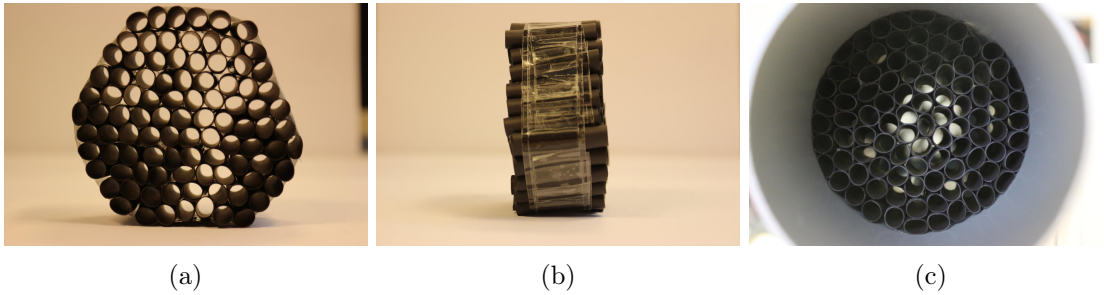


Abb. 53: Fotos des selbstgebauten Gleichrichters

Um höhere Geschwindigkeiten zu erreichen wurde noch der Lüfter '9G0812H101' nachbestellt. Dieser setzt beim Luftdurchsatz mit seinem Minimalwert recht genau beim Maximalwert von '9A0812S401' an. Die Kalibrierung des Lüfters wurde nach dem gleichen Vorgehen durchgeführt und in Abbildung 54 dargestellt.

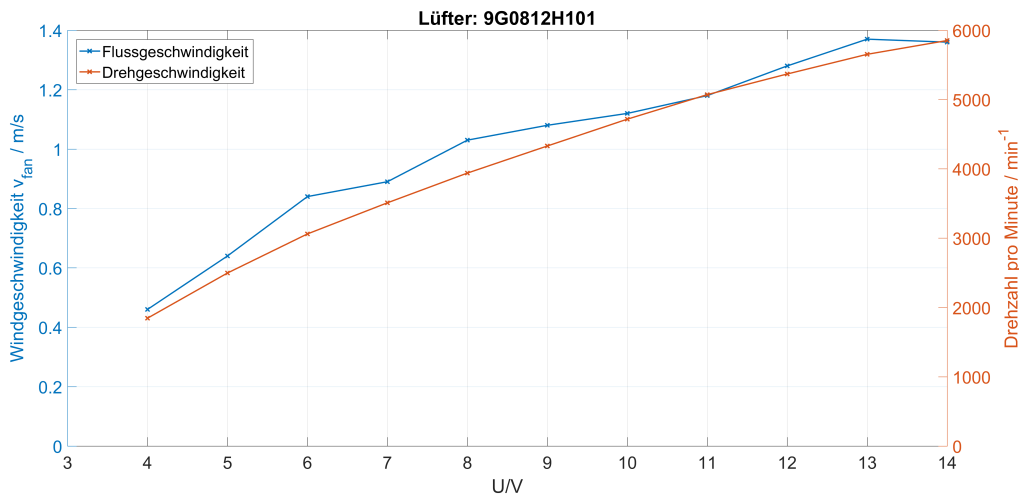


Abb. 54: Kalibrierungskurve für den Lüfter '9G0812H101'

Die Kurve von '9G0812H101' enthält deutlich mehr Schwankungen als die der anderen beiden Lüfter. Außerdem erreicht '9G0812H101' trotz deutlicher höherer nomineller Leistung und größerem Luftdurchsatz keine schnellere Windgeschwindigkeit als '9A0812S401'. An diesem Punkt wurde der Windkanal nicht weiterentwickelt, da die Arbeit an dem CTA im Vordergrund stand. Dafür reichten im Rahmen dieser Arbeit die Windgeschwindigkeiten, welche mit '9A0812S401' zuverlässig erzeugt werden konnten.