

Messtechnik LU

376.046 *Wintersemester 2018*

Gruppe 20

PATRICK MAYR - 01526681

KATHARINA KRALICEK - 01611844

OSKAR FÜRNHAMMER - 01329133

Studienkennzahl 033 235



Inhaltsverzeichnis

1	U/I/R-Messung und Messwerke	1
2	Statistik und Leistungsmessung	2
2.1	Einleitung	2
2.2	Strommessung	3
2.3	Widerstandsmessung	3
2.4	Impedanzmessung	4
2.5	Fehlerforpflanzung	5
2.6	Impedanzmessung mit LCR-Meter	5
2.7	5/8-Methode	6
2.8	Leistungsmessung	7
3	Messbrücken und Messverstärker	9
3.1	Wheatstone-Abgleich-Messbrücke	10
3.1.1	DC-Messbrücke	10
3.1.2	AC-Messbrücke	11
3.2	Messverstärker	12
3.2.1	Subtrahierverstärker	12
3.2.2	Instrumentenverstärker	13
3.3	Ausschlag Messbrücke	14
3.3.1	Gewichtsmessung mit einer Halbbrücke	14
3.3.2	Störeinflüsse einer Halbbrücken	16
3.3.3	Vollbrücke	16
3.3.4	Tiefpassfilter zur Rauschreduzierung	18
4	Signalübertragung	19
5	Abtastung und automatisierte Messsysteme	20
5.1	Einleitung	20
5.2	Spannungsmessung	20
5.3	Umwandlung von singleended auf differentielle Signale	20
5.4	Automatisierte Messsysteme	20
6	Sensoren und frequenzselektive Messverfahren	21

Abbildungsverzeichnis

3.1	DC Messbrücke	10
3.2	X	11
3.3	X, HANDY!	15
3.4	X	16
3.5	X	17
3.6	X	18

U/I/R-Messung und Messwerke

[1] [2]

Statistik und Leistungsmessung

2.1 Einleitung

Teilübung	Statistik und Leistungsmessung
Teilübungsnr.	2
Datum	28.11.2018
Messplatzbez.	CA

Tabelle 2.1: Grundlegende Information der 2. Laborübung

Im Rahmen der 2. Laborübung sollten fünf unterschiedliche Impedanzen ($Z1$ - $Z5$) vermessen werden. Dabei war lediglich deren Struktur (siehe Tabelle 2.5!) im Vorhinein bekannt. Es wurde zuerst ein passender Strommessshunt ausgewählt und die Schaltung konzipiert. Um aus den erhaltenen Spannungswerten den dazugehörigen Strom bestimmen zu können ist natürlich die genau Kenntnis über den Widerstandswert unabdingbar, weshalb dieser zu Beginn mehrmals und mit unterschiedlichen Methoden bestimmt worden ist. Die eigentliche Impedanzmessung wurde darauf hin mit einem analogen Oszilloskop durchgeführt. Alle dabei verwendeten Messgeräte sind in Tabelle 3.2 aufgelistet.

Gerät	Bezeichnung
Handmultimeter	Agilent U1232A
Handmultimeter	Mastech MS8221C
Handmultimeter	Neumann 9140
Desktopmultimeter	Agilent 34461A
Analoges Oszilloskop	XXXX—-XXX DS-6612
LCR-Meter	XXXX—-
Digitales Speicheroszilloskop	XXXX—

Tabelle 2.2: Verwendete Messgeräte

Eigentumsbestätigung

Hermit bestätigen die Studierenden der Gruppe 20, alle Messungen selbst durchgeführt und für die Berechnungen ausschließlich diese Messergebnisse herangezogen zu haben.

Patrick Mayr	Katharina Kralicek	Oskar Fürnhammer
01526681	01611844	01329133

2.2 Strommessung

Um den Strom durch einen bestimmten Strang zu messen musste zuerst eine passende Schaltung entworfen bzw. in weiterer Folge ein passender Messshunt ausgewählt werden. Unter der Bedingung, dass bei einer Eingangsspannung von $U = 10 V_{pp}$ ein maximaler Strom von $I_{max} = 5 \text{ mA}$ nicht überschritten werden soll, ergibt sich mit dem Ohm'schen Gesetz direkt

$$R_{i,min} = \frac{\hat{U}}{I_{max}} = \frac{5 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (2.1)$$

2.3 Widerstandsmessung

Da Damit ergibt sich der Mittelwert zu

Messung	Widerstandswert $R_i [\Omega]$
M1 - Agilent U1232A	986
M2 - Mastech MS8221C	984
M3 - Neumann 9140	988
DM - Agilent 34461A	987

Tabelle 2.3: Gemessene Widerstandswerte

$$\overline{R_i} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^N R_{i,j} = 986.25 \Omega \quad (2.2)$$

Die empirische Standardabweichung wurde wiederum folgendermaßen berechnet:

$$s(\overline{R_i}) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{j=0}^N (R_{i,j} - \overline{R_i})^2} = \quad (2.3)$$

Das Desktopmultimeter bietet die Funktion diverse statistische Größen direkt zu berechnen. Es hat sich gezeigt, dass mit zunehmender Aperaturbreite die Werte annähernd gaußverteilt erscheinen. Auch der Effekt der PLC (Power Line Cycles) wurde untersucht. Dabei wurde festgestellt, dass der Widerstandswert,

höchst wahrscheinlich auf Grund der Temperaturabhängigkeit, bei langen Messzeiten stark zu driftten beginnt. Die erhaltenen Messdaten sind in Tabelle 2.4 zusammengefasst.

PLC	Samples	Mittelwert [Ω]	Standardabweichung [$m\Omega$]
0.02	15k	987.44	20
0.2	15k	987.421	12
1	273	987.442	3
1	1017	987.416	2
1	5456	987.401	13

Tabelle 2.4: Widerstandsmessung mit dem Desktopmultimeter

2.4 Impedanzmessung

Um die unbekannten Impedanzen zu bestimmen wurden Spannung und Strom (über den Spannungsabfall an R_i) mit einem analogen Kathodenstrahloszilloskop gemessen. Dazu wurde mittels Funktionsgenerator ein Sinus mit einer Amplitude von 5 V angelegt. Durch die Phasenverschiebung und Amplitude des Stroms bei verschiedenen Frequenzen kann auf die Struktur sowie die Größe der Impedanz geschlossen werden.

Der Vollständigkeit halber wurden zusätzlich zu den berechneten, auch die tatsächlich gemessenen Werte in Tabelle 2.5 angegeben. Hierbei stehen u_i für

Strang	f [kHz]	u_i [V]	Δt [μs]	u [V]	i [mA]	\underline{Z} [Ω]	Struktur
S1	1	4	15.8	1	4.056	•	L
	15	1.1	4.4	3.9	1.115	•	L
S2	1	4.6	0.4	0.4	4.664	•	L
	15	4.6	0.4	0.4	4.664	•	L
S3	1	1.2	20	3.8	1.217	•	C
	15	1.3	0.12	3.7	1.318	•	C
S4	1	2.6	50	2.4	2.636	•	C
	15	4.6	0.4	0.4	4.664	•	C
S5	1	0.52	0	4.48	5.274	•	R
	15	0.52	0	4.48	5.274	•	R

Tabelle 2.5: Impedanzen der Stränge S1-S5

die Spannung, welche am Messshunt abfällt, Δt für die gemessene Zeitverschiebung, $\Delta\varphi$ für die daraus resultierende Phasenverschiebung und u bzw. i für die Spannung bzw. den Strom an der jeweiligen, zu messenden Impedanz.

Die Eingangsspannung u_e betrug, wie bereits erwähnt, konstant 5 V (Amplitude), womit sich für die Spannung u direkt

$$u = u_e - u_i \quad (2.4)$$

ergibt. Für den Strom durch den gesamten Zweig und damit auch durch die Impedanz ergibt sich

$$i = \frac{u_i}{\overline{R_i}} \quad (2.5)$$

wobei zur Berechnung der Mittelwert $\overline{R_i}$ aus Gleichung 2.2 verwendet worden ist. Um aus der zeitlichen Verschiebung der beiden Spannungs- und Stromverläufe auf den Phasenwinkel zu kommen wurde Gleichung 2.6 mit der Periodendauer $T = \frac{1}{f}$ verwendet.

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta}{T} 2\pi \quad (2.6)$$

Anmerkung: In Tabelle 2.5 wurden aus Gründen der Übersichtlichkeit lediglich die Beträge von Δt notiert. Es ist aber natürlich von Relevanz ob der Strom der Spannung nacheilt, oder umgekehrt. Dieser Umstand wurde bei der Berechnung der Impedanz natürlich berücksichtigt. Mit den bereits berechneten Größen folgt die gesuchte Impedanz unmittelbar zu

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{u}{i} e^{j\Delta\varphi}. \quad (2.7)$$

Nun muss aber noch beachtet werden, dass der Strommesswiderstand natürlich einen Einfluss auf die Messung hat, welchen es herauszurechnen gilt. Dazu wurde \underline{Z} in Real- und Imaginärteil zerlegt und anschließend der bekannte, rein ohmsche Widerstand von besagtem Realteil abgezogen.

2.5 Fehlerforpflanzung

In dieser Aufgabe soll die gesamte Unsicherheit der Wirkleistung P am RL-Strang berechnet werden. Die Messung soll dabei durch Messung von Spannung, Strom und Phasenwinkel erfolgen.

Die Wirkleistung P berechnet sich dabei wie folgt:

$$P = UI \cos(\varphi) \quad (2.8)$$

Wie man an Formel 2.8 unmittelbar erkennt, ist die Wirkleistung von mehreren Messgrößen abhängig, weshalb im Folgenden einige Vereinfachungen gemacht wurden. U , sowie R_i sind exakt bekannte Größen und weisen somit keine Unsicherheiten auf. Die gesamte Messunsicherheit von P reduziert sich somit auf die Unsicherheit von I und φ .

2.6 Impedanzmessung mit LCR-Meter

Um die in Abschnitt 2.4 gemessenen bzw. berechneten Werte zu verifizieren wurden die Stränge S1-S5 zusätzlich mit einem LCR-Meter vermessen. Der Strommesswiderstand wurde dabei logischerweise nicht mehr verwendet. TO DO
XX

Messung Nr.	$x_1 = I_{RMS}$ [V]	$x_2 = \Phi$ [rad]
1	•	•
2	•	•
3	•	•
4	•	•
5	•	•
6	•	•
$\overline{x_i}$	•	•
$s(\overline{x_i})$	•	•
$\frac{\partial P}{\partial x_i}$	•	•
$(\frac{\partial P}{\partial x_i})^2 s^2(\overline{x_i})$	•	•
Kovarianz	•	
$s(P)$	•	

Tabelle 2.6: •

Strang	C/L [nF/mH]	R [Ω]	Z [Ω]	Struktur
S1	47.84	13.57	300.9	LR
S2	1.1018	17.80	18.91	LR
S3	97.89	2.701e3	3.153e3	CR
S4	102	27.5	1.56e3	CR
S5		8.066	8.066e3	R

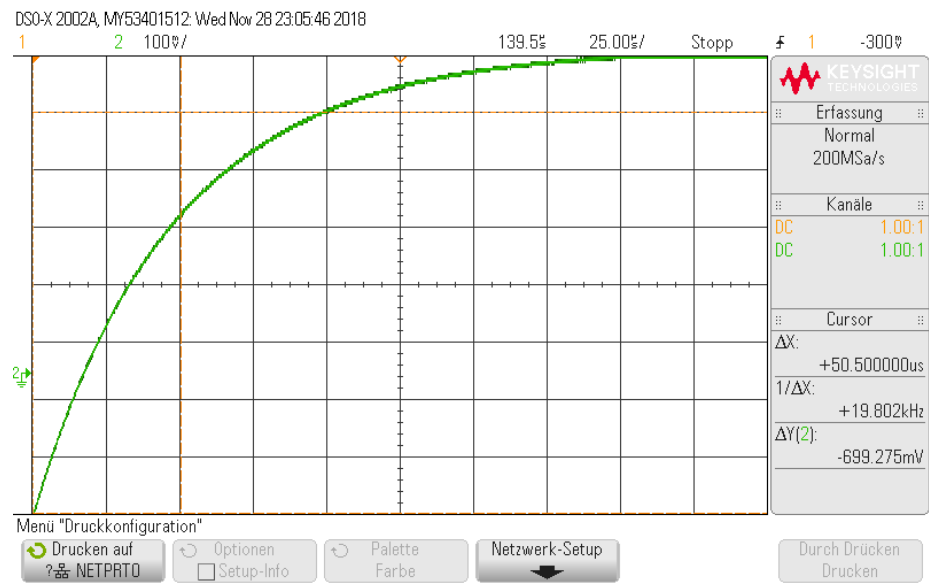
Tabelle 2.7: Impedanzen der Stränge S1-S5 (mit LCR-Meter gemessen)

XX
 Resumee
 XX
 XX

2.7 5/8-Methode

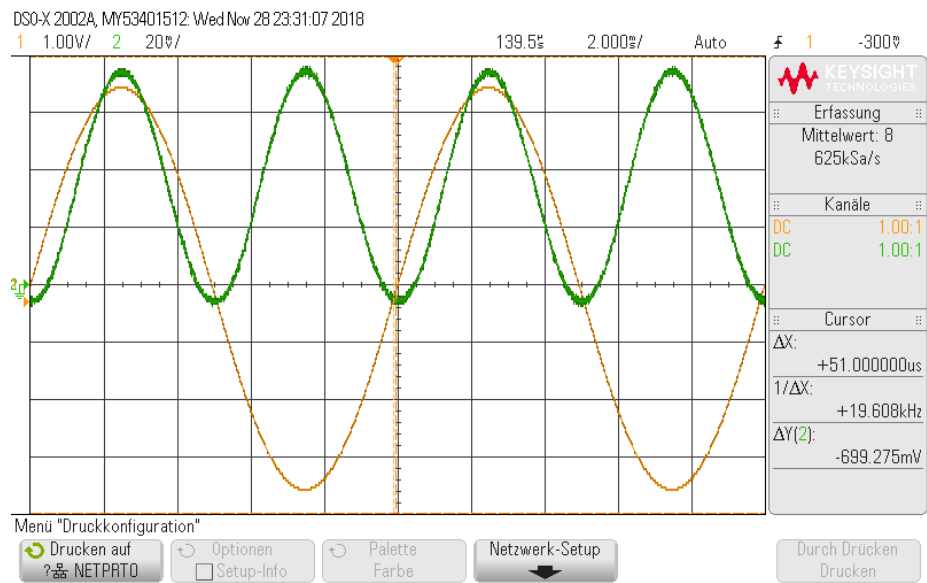
Eine andere, effektive Möglichkeit zur Bestimmung von L- bzw C-Komponenten einer unbekannten Impedanz ist die so genannte 5/8-Methode. Dabei wird als Eingang ein Rechtecksignal niedriger Frequenz f ($T = \frac{1}{f} \ll \tau$) verwendet und ein Single-Shot des Einschwingvorgangs auf etwas mehr als die gesamte Bildschirmgröße des Oszilloskops skaliert. Beim Schnittpunkt der 5. vertikalen Unterteilung hat das Signal 5/8 des Endwertes erreicht. Dies entspricht in etwa einer Zeitkonstante τ .

Zu diesem Zwecke



2.8 Leistungsmessung

TODO
TODO
TODO



Messbrücken und Messverstärker

Teilübung	Messbrücken und Messverstärker
Teilübungsnr.	2
Datum	29.11.2018
Messplatzbez.	CA0406-6

Tabelle 3.1: Grundlegende Information der 3. Laborübung

Gerät	Bezeichnung
Spannungsquelle	Rigol DP832
Spannungsquelle für Heizelement	Konstanter T1 K 30 B 0,8
Kapazitätsdekade	Danbridge DK45
Widerstandsdekaden	Goerz
Temperaturmessung	Mastech MS8221C
Funktionsgenerator	Siglent SDG1025
Digitales Speicheroszilloskop	Agilent DSO-X 2002A

Tabelle 3.2: Verwendete Messgeräte

Eigentumsbestätigung

Hermit bestätigen die Studierenden der Gruppe 20, alle Messungen selbst durchgeführt und für die Berechnungen ausschließlich diese Messergebnisse herangezogen zu haben.

Patrick Mayr 01526681	Katharina Kralicek 01611844	Oskar Fürnhammer 01329133
--------------------------	--------------------------------	------------------------------

3.1 Wheatstone-Abgleich-Messbrücke

3.1.1 DC-Messbrücke

Um den parasitären Widerstand eines realen Kondensators messen zu können, wurde eine DC-Messbrücke nach dem Modell in Abb. 3.1.1 aufgebaut.

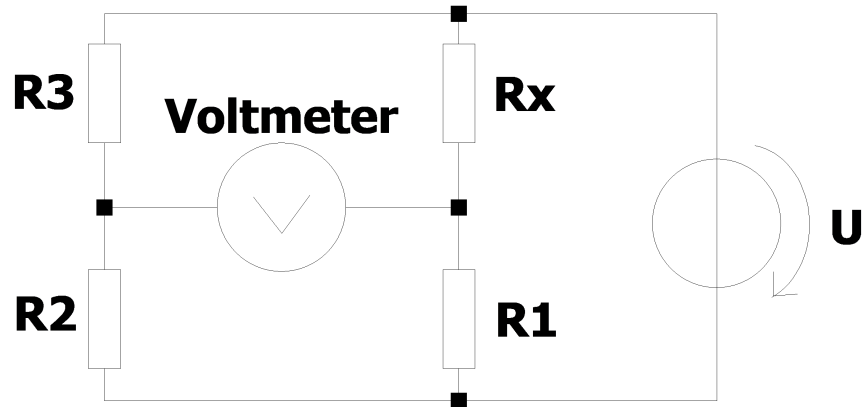


Abbildung 3.1: DC Messbrücke

Für die Widerstände R_1 bis R_3 wurden Widerstandsdekaden verwendet, deren eingestellte Werte in Tabelle 3.1.1 nachzulesen sind. Der parasitäre Widerstand errechnet sich durch die Abgleichbedingung

$$R_1 R_3 = R_2 R_x \quad (3.1)$$

zu

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} = 6.86 \text{ M}\Omega. \quad (3.2)$$

Ist die Brücke nicht abgeglichen, so stellt sich eine Differenzspannung U_d ein,

Bauteilbezeichnung	Wert [kΩ]
R_1	110
R_2	160.4
R_3	10

Tabelle 3.3: •

die wiederum linear von der Versorgungsspannung abhängt, gemäß der Formel

$$U_d = U \frac{R_1 R_3 - R_2 R_x}{R_x + R_1)(R_2 + R_3)} = kU. \quad (3.3)$$

Dies ist auch relevant für die Wahl einer geeigneten Versorgungsspannung, denn die Messbereiche der Multimeter sind sowohl nach unten, als auch nach oben begrenzt. Wird nun die Versorgungsspannung zu niedrig gewählt, so kann es passieren, dass die Brücke nicht vollständig abgeglichen ist, das Multimeter jedoch trotzdem keine Spannung anzeigt. Deswegen ist die Versorgungsspannung jedenfalls maximal zu wählen. Bei der vorliegenden Messung wurden daher 30 V gewählt, die Maximalspannung der Spannungsquelle.

Für die Messung an der vorliegenden Schaltung kann sowohl ein Voltmeter, als auch ein Amperemeter verwendet werden, da der Innenwiderstand des Multimeters keinen Einfluss auf die Schaltung hat. Dies ergibt sich daraus, dass für eine abgeglichene Brücke kein Strom über das Multimeter fließt.

3.1.2 AC-Messbrücke

Nun soll die Kapazität des realen Kondensators gemessen werden, was mithilfe der AC-Messbrücke, in Abb. 3.1.2 zu sehen, möglich ist.

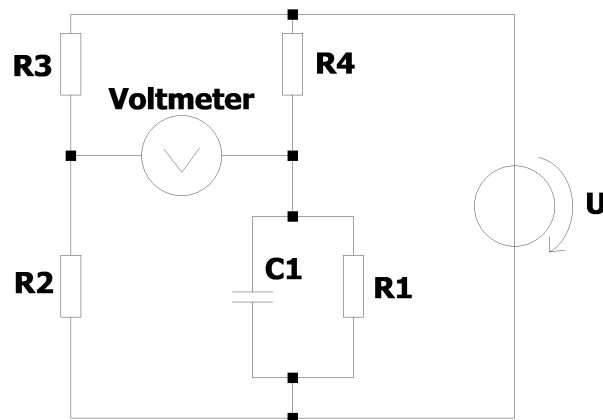


Abbildung 3.2: X

Die Werte der Widerstandsdekaden und der nun hinzugefügten Kapazitätsdekade sind in Tabelle 3.1.2 abzulesen. Als Versorgungsspannung wurde diesmal eine Sinusspannung mit einer Amplitude von 10V und einer Frequenz von 1kHz gewählt, eingespeist durch den Signalgenerator des Oszilloskops. Die für den Abgleich dieser Messbrücke zu beachtenden Bedingungen sind

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_x \quad (3.4)$$

oder in Realteil und Imaginärteil aufgespalten,

$$R_1 R_3 = R_2 R_x$$

$$R_3 X_1 = R_2 X_x$$

wobei X_x die gesuchte Kapazität darstellt. Bei dieser Messung ist es uns jedoch

Bauteilbezeichnung	Wert [k Ω]
R_1	50k Ω
R_2	3k Ω
R_3	11.1k Ω
C	3.8 μ F

Tabelle 3.4: •

nicht gelungen, die Brücke vollständig abzugleichen. Mit den in Tabelle 3.1.2 gelisteten Werten für die Dekaden blieb eine Differenzspannung U_d von 22mV. In diesem Fall errechnet sich die gesuchte Kapazität zu

$$X_x = \frac{R_3 X_1}{R_2} = 14.26 \mu\text{F}. \quad (3.5)$$

3.2 Messverstärker

3.2.1 Subtrahierverstärker

Es sollen durch diese Messungen sämtliche Eigenschaften eines Subtrahierverstärkers in einer Halbbrücke bestimmt werden. Dazu mussten zu Beginn alle Widerstände gewählt werden, wobei für eine angenommene Gegentaktverstärkung von $V = 1200$ die Widerstände $R_1 = R_3 = 100\Omega$ und $R_2 = R_4 = 120k\Omega$ gewählt.

Für die Messung der Gegentaktverstärkung wird zwischen den beiden Eingängen ein zu verstärkendes Signal angelegt. Bei einem Eingangssignal der Frequenz $f = 1 \text{ kHz}$ und dem Spitze-Spitze-Spannungswert $u_e = 4 \text{ mVpp}$ wurde am Ausgang ein Spitze-Spitze-Spannungswert von $u_a = 3.7 \text{ Vpp}$ mit dem Oszilloskop gemessen. Daraus ergibt sich mit der Formel $V_{\text{gemessen}} = \frac{u_a}{u_e} = 925$ die gemessene Gegentaktverstärkung. Da die absolute Abweichung der aus den Messwerten berechneten Verstärkung zur angenommenen Verstärkung doch 275 beträgt, ist es durchaus möglich, dass die angenommene Verstärkung zu hoch gesetzt war. Alternativ können Abweichungen auch durch Verluste in der Schaltung erklärt werden.

Nun wird der Eingangsoffset gemessen, indem bei Eingänge zusammen auf Masse gehängt werden, und anschließend am Oszilloskop bei DC Kopplung der DC RMS des Ausgangssignals abgelesen wird. Dabei ergab sich ein $U_a = 420 \text{ mV}$, woraus mithilfe der Formel $U_e = \frac{U_a}{V} = 0.35 \text{ mV}$ der Eingangsoffset errechnet werden kann. Der Eingangsoffset eines OPVs wird durch seinen internen Aufbau hervorgerufen und tritt daher bei allen OPVs auf.

Um die Gleichtaktunterdrückung (Common Mode Rejection Ratio) zu ermitteln, legt man an beiden Eingängen das gleiche Signal an und betrachtet den Ausgang am Oszilloskop. Für eine Eingangsspannung von $u_e = 12 \text{ Vpp}$ und eine

Frequenz von $f = 100 \text{ Hz}$ wurde am Ausgang $u_a = 160 \text{ mVpp}$ gemessen. Daraus ergibt sich mit der Formel

$$A = \frac{u_a}{u_e} = 13.33\text{e-}3 \quad (3.6)$$

die Gleichtaktverstärkung. Mit Formel

$$CMRR = 20 * \log\left(\frac{V_{gemessen}}{A}\right) = 96.83 \text{ dB} \quad (3.7)$$

kommt man auf die Gleichtaktunterdrückung.

Um den RMS Wert des Rauschens zu messen, wurden die beiden Eingänge kurzgeschlossen und das Ausgangssignal mit dem Oszilloskop gemessen. Dabei ergab sich, mit eingestellter AC Kopplung, ein $U_a = 1.8 \text{ mV}$, was dem Rauschen entspricht.

3.2.2 Instrumentenverstärker

Nun sollten die Merkmale eines Instrumentenverstärkers in einer Halbbrücke ermittelt werden. Der Widerstand R_G wurde in dem Fall durch die angenommene Verstärkung $V = 1000$ gemäß der Formel

$$V = 1 + \frac{2R}{R_G} = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (3.8)$$

auf $R_G = 50\Omega$ festgelegt. Sämtliche Messaufbauten erfolgen analog zu denen aus Unterpunkt 3.2.1 und werden aus diesem Grund hierbei etwas kürzer gefasst.

Aus der Messung für die Gegentaktverstärkung erhielt man ein $u_a = 5.7 \text{ Vpp}$ bei einem Eingang von $u_e = 5 \text{ mVpp}$ und einer Frequenz $f = 100 \text{ Hz}$. Daraus errechnet sich V zu $1.14\text{e}3$.

Der Eingangsoffset errechnet sich daher, mit einem gemessenen $U_a = 5 \text{ mV}$ zu $U_e = \frac{U_a}{V} = 4.39\text{e-}6$.

Die Ausgangsspannung am Oszilloskop beträgt $u_a = 30 \text{ mVpp}$, bei aufgebauter Schaltung für die Bestimmung der Gleichtaktunterdrückung und einem Eingang von 5 Vpp bei $f = 100 \text{ Hz}$. Daraus ergibt sich ein $A = 6\text{e-}3$, woraus eine CMRR von 105.58 dB folgt.

Für den Instrumentenverstärker wurde ein RMS Rauschen von 4.17 mV gemessen.

Zum Vergleich der beiden Verstärker sind in Tabelle 3.5 nochmals alle Eigenschaften aufgelistet. Dabei erkennt man, dass der Instrumentenverstärker eine höher Gegentaktverstärkung, sowie einen geringeren Eingangsoffset und einen höheren CMRR hat. Hingegen hat der Subtrahierverstärker ein geringeres Rauschen.

Eigenschaft	Subtrahierverstärker	Instrumentenverstärker
Gegentaktverstärkung	925	1.14e3
Eingangsoffset	350 μV	4.39 μV
CMRR	96.83 dB	105.58 dB
Rauschen	1.8 mV	4.17 mV

Tabelle 3.5: •

3.3 Ausschlag Messbrücke

3.3.1 Gewichtsmessung mit einer Halbbrücke

Ein Dehnmessstreifen soll, in einer Halbbrückenschaltung verbaut, auf seine Funktionsweise getestet werden, wobei auch zusätzlich der Instrumentenverstärker aus Übung ?? angeschlossen wird. Konkret wird dabei mithilfe von Referenzgewichten der Spannungsausschlag bei Belastung der Messbrücke mit den Gewichten gemessen.

Bei 25 °C wurde der Widerstand des Dehnmessstreifen als $R_{1d} = 119.9 \Omega$ gemessen, dementsprechend wurden die restlichen Widerstände gewählt.

Wie in Abb. 3.3.1 zu sehen, ist der Zusammenhang trotz Schwankungen annähernd linear.

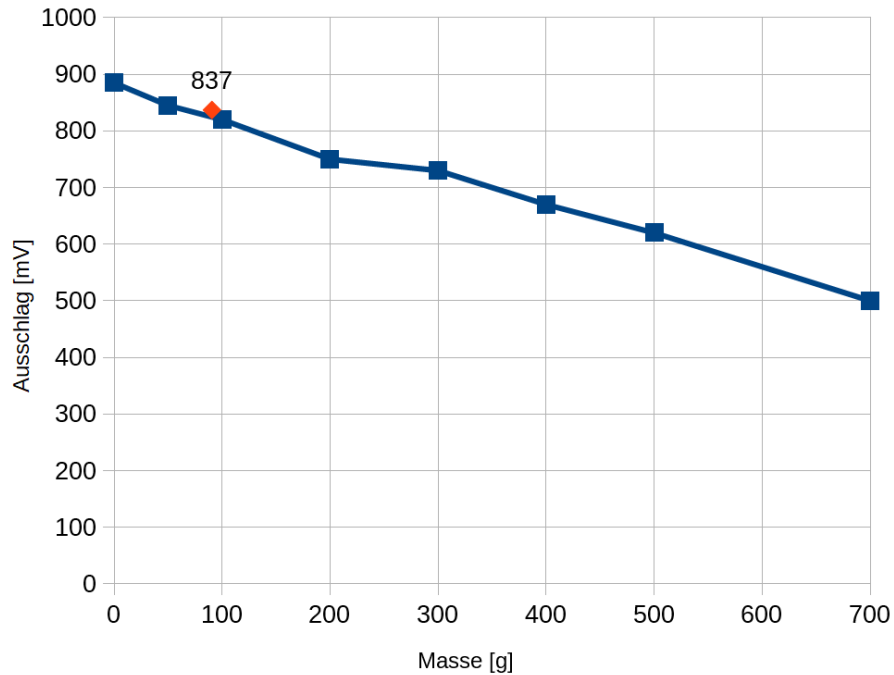


Abbildung 3.3: X, HANDY!

Die Sensitivität der Schaltung wird dabei mithilfe der Formel

$$E(\Delta m) = \frac{U_2 - U_1}{500g - 0g} = \frac{620mV - 885mV}{0,5kg - 0kg} = -530mV/kg \quad (3.9)$$

berechnet.

Der Offset am Ausgang des Messverstärkers entspricht der Spannung bei unbelastetem Dehnmessstreifen, also folglich 885 mV. Das lässt sich durch den Eingangsoffset des Instrumentenverstärkers erklären und dadurch, dass möglicherweise die Messbrücke nicht vollständig abgeglichen war, erklären.

Zusätzlich wurde das Gewicht eines iPhone SE durch die Schaltung bestimmt, mithilfe der Formel

$$m = U_{gemessen} - \frac{U_{offset}}{E} = \frac{837mV - 885mV}{-530m(V/kg)} = 90g. \quad (3.10)$$

Die Abweichung von den 113g, die der Hersteller für dieses Handy angegeben hat, lässt sich durch die niedrige Sensitivität der Messbrücke, sowie mögliche Störungen durch Stöße am Tisch erklären.

3.3.2 Störeinflüsse einer Halbbrücken

Um die möglichen Störeinflüsse durch die Temperaturabhängigkeit einer Halbbrücke einschätzen zu können, wurde nun ein Heizelement, gespeist durch einen Funktionsgenerator, benutzt, um sowohl die Verstärkerausgangsspannung, als auch das Rauschen bei verschiedenen Temperaturen aufzuzeichnen. Die Temperaturmessung erfolgte hierbei über ein geeignetes Multimeter, während das Rauschen sowie der Wert der Verstärkerausgangsspannung mit dem Oszilloskop bestimmt wurden.

Durch einen Fehler bei der Messung, der erst im Nachhinein aufgefallen ist, liegen für die Messung nicht ab der Starttemperatur des Heizelements von 25 C vor, sondern nur Werte ab einer Temperatur von 33 C. Die Werte für die Verstärkerausgangsspannung sind, wie man in Abb. 3.3.2 sehen kann, nicht sehr aussagekräftig, da sie zu stark schwanken, um einen funktionalen Zusammenhang erkennen zu können. Das Rauschen hingegen bleibt verhältnismäßig konstant über die Temperatur.

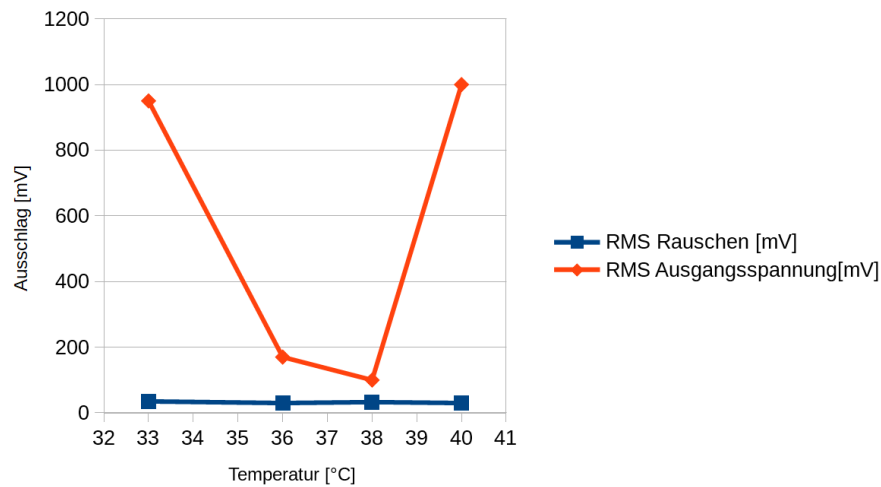


Abbildung 3.4: X

3.3.3 Vollbrücke

Nun wird die Halbbrücke zur Vollbrücke erweitert, und sämtliche zuvor durchgeführte Messungen werden wiederholt, um einen Vergleich zwischen beiden Schaltungen ziehen zu können. Die Messung wurde bei 27 C gemacht, da nicht auf vollständiges Abkühlen des Heizelements gewartet werden konnte.

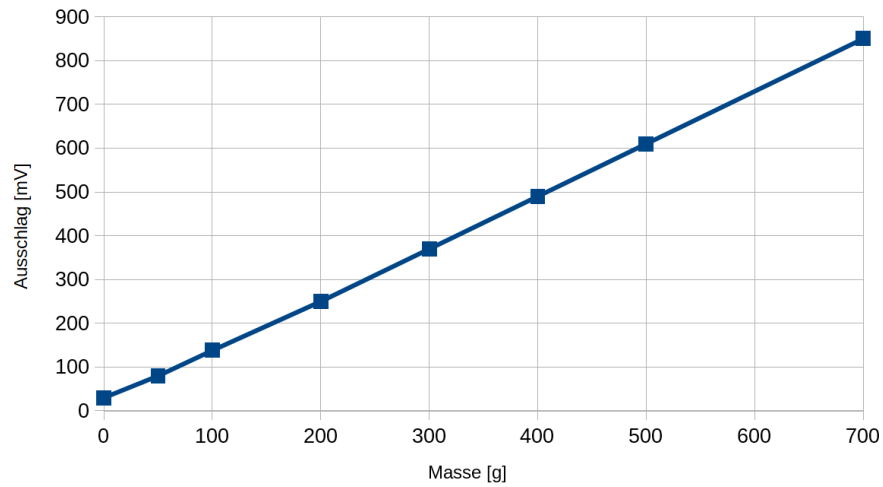


Abbildung 3.5: X

In Abb. 3.3.3 sind die einzelnen Ausschläge für verschiedene Gewichte dargestellt, und es ist ein nahezu linearer Zusammenhang erkennbar, mit kaum Abweichungen. Die Sensitivität errechnet sich, wie schon zuvor, aus

$$E(\Delta m) = \frac{U_2 - U_1}{500g - 0g} = 1.16 \text{ V/kg}, \quad (3.11)$$

was betragsmäßig um circa einen Faktor 2 größer ist als die Sensitivität einer Halbbrücke.

Auch für Vollbrückenschaltung wurde nun durch das Heizelement die Temperatur des Dehnmessstreifen erhöht und die Verstärkerausgangsspannung sowie das Rauschen der Schaltung aufgenommen.

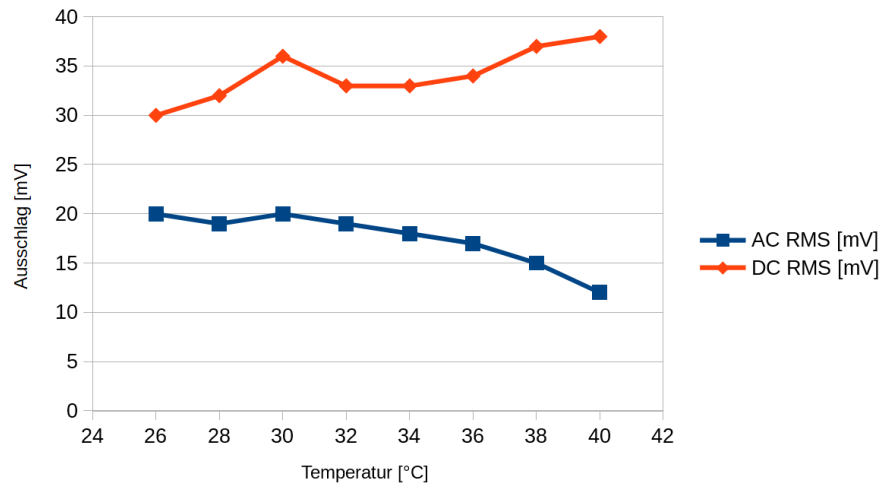


Abbildung 3.6: X

In Abb. 3.3.3 kann man sehr schön sehen, dass mit steigender Temperatur auch die Ausgangsspannung eine leichte Steigung aufweist, mit einem Ausreißer nach oben bei 36 C. Das Rauschen ist auf jeden Fall geringer als bei der Halbbrücke, wobei man jedoch erkennen kann, dass mit steigender Temperatur das Rauschen stärker sinkt, entgegen jeder physikalischen Erwartung. Somit ist dies vermutlich eher auf einen Messfehler zurückzuführen, als auf eine tatsächliche Auswirkung der Temperaturerhöhung.

3.3.4 Tiefpassfilter zur Rauschreduzierung

Um nun das Rauschen der Schaltung zu reduzieren, soll ein Tiefpassfilter, aufgebaut als RC-Glied, nun hinzugeschaltet werden. Für eine Kapazität von 10 nF und eine gewählte Grenzfrequenz von 100 Hz ergibt sich daher ein Widerstand von $159k\Omega$, wofür ein Widerstand von $150k\Omega$ in die Schaltung eingebaut wurde. Über die Formel $f = \frac{1}{2\pi RC}$ ergibt sich damit eine reale Grenzfrequenz von 106.1 Hz.

Die Messung des Rauschens am Oszilloskop ergab ohne den Filter 20 mV und mit hinzugeschaltetem Filter 1.6 mV, womit man eindeutig die Reduzierung des Rauschens sehen kann. Das Rauschen setzt sich in diesem Fall aus dem thermischen Rauschen, dem Rauschen der Schaltung, sowie Störung durch elektrische oder magnetische Felder zusammen.

Signalübertragung

Abtastung und automatisierte Messsysteme

5.1 Einleitung

Eigentumsbestätigung

Hermit bestätigen die Studierenden der Gruppe 20, alle Messungen selbst durchgeführt und für die Berechnungen ausschließlich diese Messergebnisse herangezogen zu haben.

Patrick Mayr	Katharina Kralicek	Oskar Fürnhammer
01526681	01611844	01329133

Verwendete Messgeräte:

- A
- B

5.2 Spannungsmessung

5.3 Umwandlung von singleended auf differentielle Signale

5.4 Automatisierte Messsysteme

Teilübung	Statistik und Leistungsmessung
Teilübungsnr.	2
Datum	28.11.2018
Messplatzbez.	CA

Tabelle 5.1: Grundlegende Information der 2. Laborübung

Sensoren und frequenzselektive Messverfahren

Eigentumserklärung

Hermit bestätigen die Studierenden der Gruppe 20, alle Messungen selbst durchgeführt und für die Berechnungen ausschließlich diese Messergebnisse herangezogen zu haben.

Patrick Mayr	Katharina Kralicek	Oskar Fürnhammer
01526681	01611844	01329133

Literaturverzeichnis

- [1] G. Schitter, *Skriptum zur Messtechnik LU*. Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik, TU Wien, 2018.
- [2] E. Schrüfer, L. Reindl, and B. Zagar, *Elektrische Messtechnik*. Caarl Hanser Verlag, 2012.