

# Messtechnik LU

376.046 *Wintersemester 2018*

## **Gruppe 20**

PATRICK MAYR - 01526681

KATHARINA KRALICEK - 01611844

OSKAR FÜRNHAMMER - 01329133

Studienkennzahl 033 235



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>U/I/R-Messung und Messwerke</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Statistik und Leistungsmessung</b>	<b>2</b>
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 . . . . .	6
2.7	5/8-Methode . . . . .	6
2.8	Leistungsmessung . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Messbrücken und Messverstärker</b>	<b>9</b>
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 . . . . .	15
3.3.3	Vollbrücke . . . . .	16
3.3.4	Tiefpassfilter zur Rauschreduzierung . . . . .	18
<b>4</b>	<b>Signalübertragung</b>	<b>19</b>
<b>5</b>	<b>Abtastung und automatisierte Messsysteme</b>	<b>20</b>
5.1	Einleitung . . . . .	20
5.2	Abtastung und Filterung . . . . .	20
5.2.1	Messen verschiedener Eingangsspannungen . . . . .	20
5.2.2	Auslegung eines Anti-Aliasing Filters . . . . .	21
5.2.3	Vergleich mit aktivem Filterung . . . . .	21
5.2.4	Umwandlung von singleended auf differentielle Signale . . . . .	22

5.3	Automatisierte Messsysteme . . . . .	22
<b>6</b>	<b>Sensoren und frequenzselektive Messverfahren</b>	<b>23</b>
<b>A</b>	<b>Eigentumserklärung</b>	<b>24</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Einschwingvorgangs des LR-Strangs . . . . .	7
3.1	DC Messbrücke . . . . .	10
3.2	X . . . . .	11
3.3	Gewichtsmessung mit einem DMS und einer Halbbrücke - roter Punkt entspricht dem Messpunkt des Handys . . . . .	14
3.4	Gewichtsmessung mit einer Vollbrücke . . . . .	16
3.5	Gewichtsmessung mit einer Vollbrücke . . . . .	17
3.6	Temperatruabhängigkeit der Vollbrücke . . . . .	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 2.2 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:

$$s(\overline{R_i}) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{j=0}^N (R_{i,j} - \overline{R_i})^2} = 1.7078 \Omega \quad (2.3)$$

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 [ $\Omega$ ]	Standardabweichung [ $\text{m}\Omega$ ]
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.

Strang	f [kHz]	$u_i$ [V]	$\Delta t$ [ $\mu\text{s}$ ]	u [V]	i [mA]	$\underline{Z}$ [ $M\Omega$ ]*	Struktur
S1	1	4	15.8	1	4.056	$0.2404 - j0.1222$	LR
	15	1.1	4.4	3.9	1.115	$-0.6204 - j4.469$	LR
S2	1	4.6	0.4	0.4	4.664	$0.0858 - j0.0027$	LR
	15	4.6	0.4	0.4	4.664	$0.0850 - j0.0404$	LR
S3	1	1.2	20	3.8	1.217	$3.0898 + j0.5149$	C
	15	1.3	0.12	3.7	1.318	$-2.1585 + j3.6080$	CR
S4	1	2.6	50	2.4	2.636	$0.8177 + j0.5861$	CR
	15	4.6	0.4	0.4	4.664	$-0.9863 - j0.1072$	CR
S5	1	0.52	0	4.48	5.274	$-0.0382 + j0$	R
	15	0.52	0	4.48	5.274	$-0.0382 + j0$	R

Tabelle 2.5: Impedanzen der Stränge S1-S5

\*es sei darauf hingewiesen, dass negative Realteile physikalisch natürlich wenig Sinn haben. Diese sind auf numerische Artefakte, sowie Messungenauigkeiten zurückzuführen. Vor allem die passende Offsetkorrektur mit dem analogen Oszilloskop gestaltete sich sehr schwierig.

Hierbei stehen  $u_i$  für die Spannung, welche am Messshunt abfällt,  $\Delta t$  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  $\Delta t$  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 gesamte Impedanz unmittelbar zu

$$\underline{Z_{ges}} = \underline{Z} + R_i \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{u_e}{i} e^{j\Delta\varphi}. \quad (2.7)$$

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  $\varphi$ .

Messung Nr.	$x_1 = I_{RMS}$ [A]	$x_2 = \Phi$ [rad]
1	0.3376e-3	-3.3e-3
2	0.3407e-3	-1.9e-3
3	0.3387e-3	-4.2e-3
4	0.3366e-3	-0.7e-3
5	0.3366e-3	-3.3e-3
$\bar{x}_i$	3.3805e-4	-2.7e-3
$s(\bar{x}_i)$	1.6966e-6	1.4e-3
$\frac{\partial P}{\partial x_i}$	7.071	6.4248e-6
$(\frac{\partial P}{\partial x_i})^2 s^2(\bar{x}_i)$	1.439e-10	7.8337e-17
Kovarianz	0	
$s(\bar{P})$	1.1997e-5	

Tabelle 2.6: Fehlerfortpflanzung der Leistungsmessung

## 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.

Strang	C/L [nF/mH]	R [ $\Omega$ ]	Z [ $\Omega$ ]	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)

TO DO

XX

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  $\tau$ .

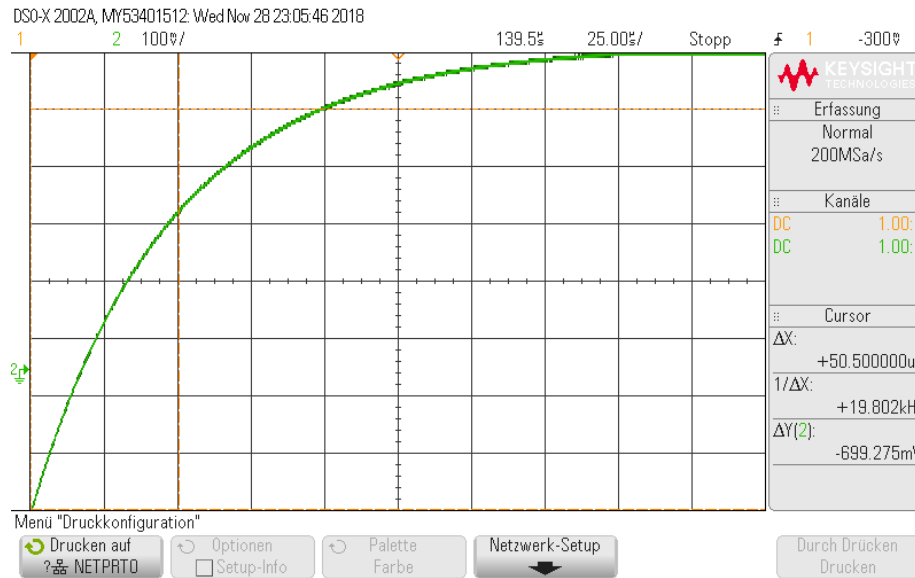


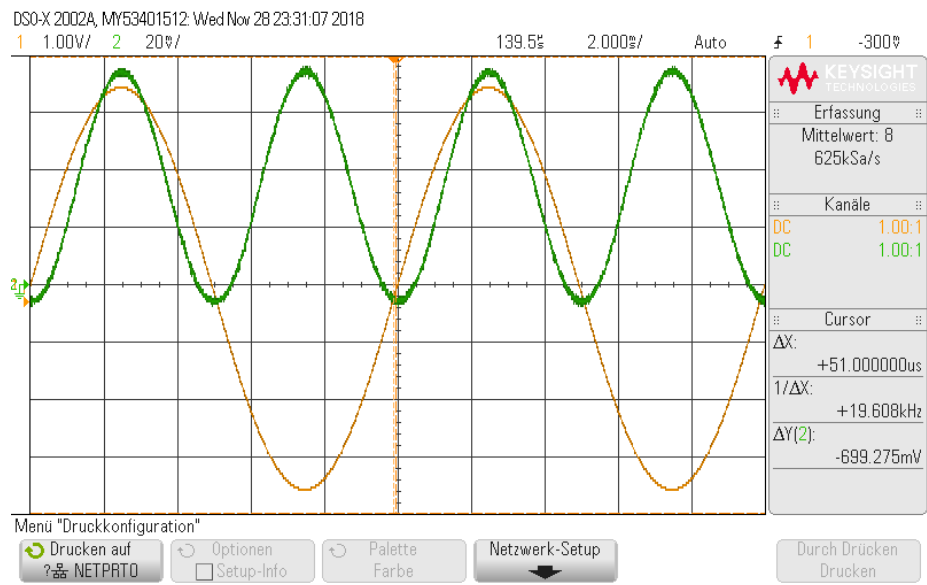
Abbildung 2.1: Einschwingvorgangs des LR-Strangs

Ein entsprechender Single-Shot ist in Abbildung 2.1 zu sehen. Mit der draus erhaltenen Zeitkonstante von  $\tau = 50.5\mu s$  ergibt sich eine Induktivität von

$$L = \tau R = \tau(R_L + R_i) = 50.5\mu s(17.8 + 986.15)\Omega = 50,699 \text{ mH} \quad (2.9)$$

## 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.

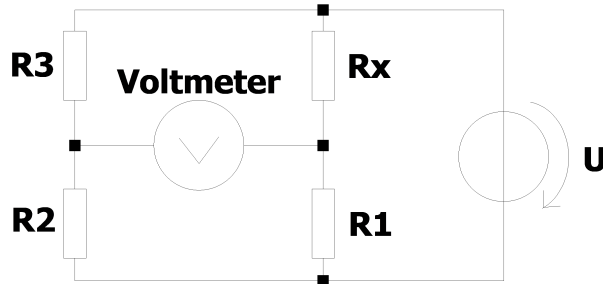


Abbildung 3.1: DC Messbrücke

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 [k $\Omega$ ]
$R_1$	110
$R_2$	160.4
$R_3$	10

Tabelle 3.3: Bauteilwerte der DC-Messbrücke

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.

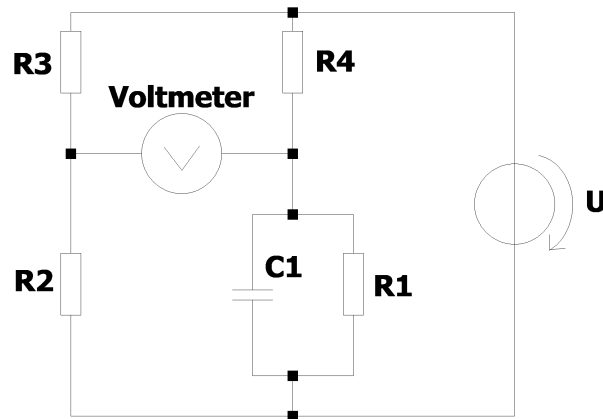


Abbildung 3.2: X

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 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.

Bauteilbezeichnung	Wert [kΩ]
$R_1$	50kΩ
$R_2$	3kΩ
$R_3$	11.1kΩ
$C_1$	3.8μF

Tabelle 3.4: Bauteilwerte der AC-Messbrücke

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

$$V_{\text{gemessen}} = \frac{u_a}{u_e} = 925 \quad (3.6)$$

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

$$A = \frac{u_a}{u_e} = 13.33\text{e-}3 \quad (3.7)$$

die Gleichtaktverstärkung. Mit Formel

$$\text{CMRR} = 20 * \log\left(\frac{V_{\text{gemessen}}}{A}\right) = 96.83 \text{ dB} \quad (3.8)$$

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

$$V = 1 + \frac{2R}{R_G} = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (3.9)$$

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  $5 \text{ Vpp}$  bei  $f = 100 \text{ Hz}$ . Daraus ergibt sich ein  $A = 6\text{e-}3$ , woraus eine CMRR von  $105.58 \text{ dB}$  folgt.

Für den Instrumentenverstärker wurde ein RMS Rauschen von  $4.17 \text{ mV}$  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 $\mu\text{V}$	4.39 $\mu\text{V}$
CMRR	96.83 dB	105.58 dB
Rauschen	1.8 mV	4.17 mV

Tabelle 3.5: Vergleich der Verstärkereigenschaften

### 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.

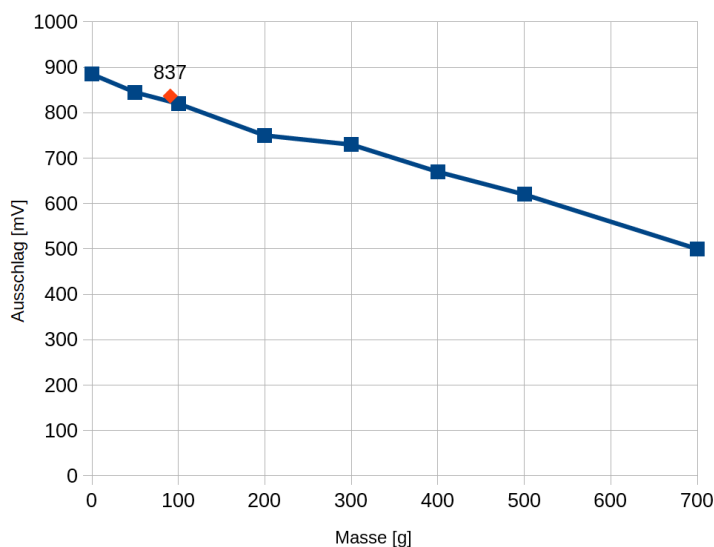


Abbildung 3.3: Gewichtsmessung mit einem DMS und einer Halbbrücke - roter Punkt entspricht dem Messpunkt des Handys

Die Sensitivität der Schaltung wird dabei mithilfe der Formel

$$E(\Delta m) = \frac{U_2 - U_1}{500g - 0g} = \frac{620mV - 885mV}{0,5kg - 0kg} = -530mV/kg \quad (3.10)$$

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

$$m = U_{gemessen} - \frac{U_{offset}}{E} = \frac{837mV - 885mV}{-530m(V/kg)} = 90g. \quad (3.11)$$

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.

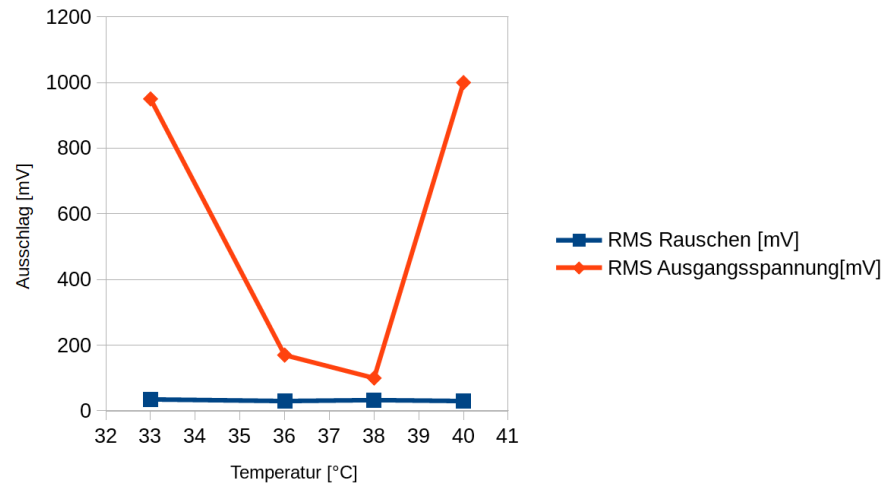


Abbildung 3.4: Gewichtsmessung mit einer Vollbrücke

### 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.

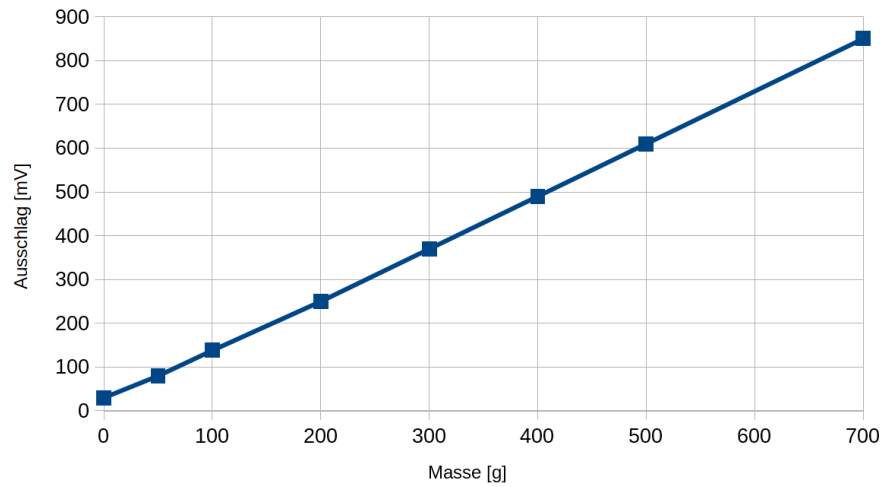


Abbildung 3.5: Gewichtsmessung mit einer Vollbrücke

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

$$E(\Delta m) = \frac{U_2 - U_1}{500g - 0g} = 1.16 \text{ V/kg}, \quad (3.12)$$

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.

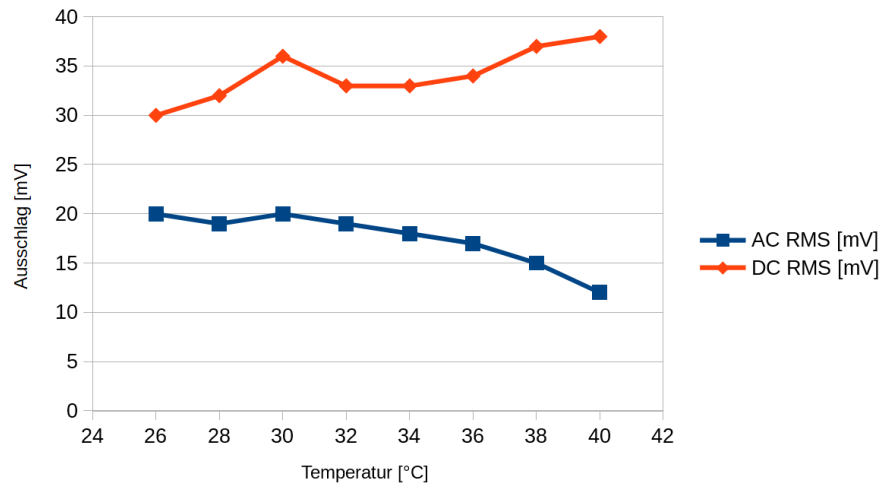


Abbildung 3.6: Temperaturabhängigkeit der Vollbrücke

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

## 5.2 Abtastung und Filterung

Für die nachfolgenden Messungen wurden Daten mittels einer Breakout-Box und eine DAQ Karte sowohl vom Computer ausgegeben, als auch eingelesen und digital in einem Matlab Script weiterverarbeitet.

### 5.2.1 Messen verschiedener Eingangsspannungen

Um die Auswirkung verschiedener Signalformen und Frequenzen auf das Frequenzspektrum zu betrachten, wurden in dieser Messung mittels des Funktionsgenerators des Oszilloskops Signale direkt in die Breakout-Box eingespeist. In Matlab wurde eine Samplefrequenz von  $f_s=20\text{kHz}$  eingestellt.

Bei einem Sinussignal mit einer Spitze-Spitze-Spannung von  $5V_{pp}$  und einem Offset von  $0V$  kann im Betragsspektrum schön den Peak sehen, der mit

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

Tabelle 5.1: Grundlegende Information der 2. Laborübung



Erhöhung der Frequenz immer weiter nach rechts im Spektrum wandert. Ab einer Frequenz von 10kHz sieht man bei weiterer Erhöhung den Peak jedoch vermeintlich wieder rücklaufen, mit einer geringeren Amplitude. Dieser Peak entsteht durch Aliasing, weil die Frequenz des Messsignals nicht mehr dem Nyquisttheorem von  $f_2 \cdot f_a$  genügt.

Wird die Fensterfunktion weggelassen, so misst man vermeintlich Frequenzen, die allerdings im Messsignal gar nicht vorkommen, und verfälscht somit die Messung.

Nun wird zum Vergleich ein Rechteck mit einer Spitze-Spitze-Spannung von 5Vpp und einem Offset von 1V angelegt. Im Frequenzspektrum sieht man den Offset bei Frequenz 0, einen Peak bei der Frequenz des Messsignals und dann in regelmäßigen Abständen bei jeder ungeraden harmonischen Oberschwingung des Rechtecks einen Peak, der mit jeder höheren Oberschwingung eine geringere Amplitude aufweist.

Für Tastverhältnisse, die nicht 50 entsprechen, sieht man auch Peaks bei geraden harmonischen Oberschwingungen.

Um nun aus einem Rechtecksignal mit einer Frequenz von 200Hz einen Sinus zu erzeugen, wurde ein digitales Tiefpassfilter 171. Ordnung erzeugt. In Abb. XX sieht man, dass das Filter schon recht gut funktioniert, jedoch nicht perfekt filterte. Zum Vergleich wurde statt des digitalen Filters die Funktion `filtfilt` in Matlab verwendet. (Oskar, bitte interpretier du das, ich erinnere mich nicht gut genug an diese Funktion)

Um auftretendes Aliasing filtern zu können, reicht ein digitales Filter nicht aus, da man Fehler im Messsignal nach der Digitalisierung nicht mehr gut von regulären Datenpunkten des Signals unterscheiden kann. Folglich muss das Signal bereits vor der Umwandlung ein Anti-Aliasing Filter passieren.

### 5.2.2 Auslegung eines Anti-Aliasing Filters

Aus der vorhergehenden Betrachtung folgt, dass man, um zu verhindern, dass der Aliasing Effekt auftreten kann, ein analoges Filter vor den AD-Wandler schalten muss. Dies sollte nun an einem passivem Tiefpassfilter 1. Ordnung mit Grenzfrequenz  $f_g=5,3\text{kHz}$  getestet werden. Mit diesem Filter konnte das Aliasing zwar gedämpft werden, sichtbar waren die falschen Peaks aber immer noch. Dieses Filter ist somit nicht scharf genug.

### 5.2.3 Vergleich mit aktivem Filterung

Nun sollte die Messung der vorigen Punktes mit einem aktiven Tiefpassfilter 4. Ordnung mit gleicher Grenzfrequenz wiederholt werden. Dabei war eine deutliche Verbesserung sichtbar, bei einer Frequenz von 53kHz war kein Peak mehr zu sehen.

Anschließend sollte, den Filter benutzend, das unbekannte, in Matlab implementierte Signal Filter-Test auf seine Signalform, Amplitude und Frequenz untersucht werden. Oskar, die Ergebnisse davon hab ich nicht aufgeschrieben, bitte füll du das fertig aus.

### 5.2.4 Umwandlung von singleended auf differentielle Signale

Da viele AD-Wandler über einen differentiellen Eingang verfügen, soll nun ausgetestet werden, welche Methode der Umwandlung für welche Frequenzen anzuwenden ist. Die zur Verfügung stehenden Methoden waren die Umwandlung mit einer Transformatorschaltung und einer OPV Schaltung.

Oskar, die Messwerte hast du alle.

## 5.3 Automatisierte Messsysteme

In diesem Punkt soll das Oszilloskop mit einem Matlab-Skript gesteuert und verschiedene Bodediagramme aufgenommen werden. Im Matlab-Skript waren zusätzlich ideale Verläufe für alle Messungen implementiert, die in den Diagrammen grün dargestellt werden, während die Messungen in blau aufscheinen.

Zuerst wurde das Bodediagramm des in Unterpunkt 5.1.2 selbst entwickelten passiven Tiefpassfilter 1. Ordnung aufgenommen. Dieser folgt mit nur leichten Abweichungen dem erwarteten Verlauf.

Im Vergleich dazu weist das gemessene Bodediagramm im Amplitudengang ab einer Frequenz von circa 10kHz mit steigender Frequenz stärker werdende Abweichungen von dem idealen Verlauf auf, und die Phase verhält sich in dem Bereich stark nichtlinear.

Nun wurde noch ein 100m langes Koaxialkabel ausgemessen, einmal bei offenem Ende und einmal mit einem Abschlusswiderstand von 50Ohm. Für ein offenes Ende konnten im Amplitudengang ab einer Frequenz knapp unter 500kHz Resonanzüberhöhungen beobachtet werden, die mit einer stufenförmigen Drehung der Phase nach unten einhergingen. Ist das Kabel abgeschlossen mit seinem Wellenwiderstand, so ist die Verstärkung, unabhängig der Frequenz, konstant bei nahezu 0dB, während die Phase konstant nach unten dreht. Das Kabel verhält sich also wie ein Totzeitglied.

Zusätzlich wurde die Laufzeit des Signals über das Kabel bei der Frequenz der ersten Resonanzüberhöhung, die bei 483,3kHz lag, gemessen, und daraus mit der Formel  $c=l/t$  die Ausbreitungsgeschwindigkeit auf dem vorliegenden Kabel ermittelt. Oskar, den Messwert hast du :)

# 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.