

Messtechnik LU

376.046 *Wintersemester 2018*

PATRICK STAR - 0000000

KATHI SOPHIE - 0000000

OSKAR FÜRNHAMMER - 01329133

Studienkennzahl 033 235



Inhaltsverzeichnis

1	U/I/R-Messung und Messwerke	1
1.1	Einleitung	1
1.2	Spannungs-, Strom- und Widerstandsmessung	2
1.2.1	Spannungsmessung	2
1.2.2	Strommessung	4
1.2.3	Widerstandsmessung	6
1.3	Spannungsmessung mit dem Oszilloskop	6
1.3.1	Tastkopf	6
1.3.2	Spannungsmessung	6
1.3.3	RMS im Detail	7
1.3.4	Amplitudenauflösung	8
1.3.5	Dynamik	8
1.3.6	Einschaltvorgang	8
2	Messbrücken und Messverstärker	10
3	Signalübertragung	11
3.1	Einleitung	11
3.2	Signalübertragung auf ungestörten Drahtleitungen	12
3.2.1	Reflexionen	12
3.2.2	Bandbreite	13
3.3	Signalübertragung über einen gestörten Kanal	14
3.3.1	Bestimmung des Signal-to-Noise Ratios	14
3.3.2	Differentielle Übertragung	15
3.3.3	Signalübertragung von digitalen Signalen	16
3.4	Signalübertragung mittels Stromsignalen	17
4	Abtastung und automatisierte Messsysteme	19
4.1	Einleitung	19
4.2	Abtastung und Filterung	19
4.2.1	Messen verschiedener Eingangsspannungen	19
4.2.2	Auslegung eines Anti-Aliasing Filters	20
4.2.3	Vergleich mit aktivem Filterung	20
4.2.4	Umwandlung von singleended auf differentielle Signale	20

4.3	Automatisierte Messsysteme	21
5	Sensoren und frequenzselektive Messverfahren	22
5.1	Einleitung	22
5.2	Kennlinie des Näherungssensors	23
5.3	Rauschen und Auflösung	25
5.4	Spektrum der Fremdlichtintensität	27
5.5	Phasenselektiver Synchrongleichrichter (PSSG)	28
5.6	Phasenunabhängiger Synchrondemodulator (PUSD)	30
A	Eigentumserklärung	32

Abbildungsverzeichnis

1.1	Quantisierungskennlinie	8
1.2	Dynamik des Oszilloskops bei unterschiedlichen Eingangskopp- lungen	9
1.3	Einschaltvorgang der Spannungsversorgung	9
5.1	Sensorkennlinie für Reflektor 1 und 2	23
5.2	Linearisierung für Reflektor 1	23
5.3	Linearisierung für Reflektor 2	24
5.4	Prozentuelle Abweichung der Kennlinie von der Linearisierung im Messbereich 1	25
5.5	Prozentuelle Abweichung der Kennlinie von der Linearisierung im Messbereich 2	26
5.6	Schaltbild	26
5.7	Schaltbild zur Berechnung des Spektrums der Fremdlichtintensität	27
5.8	caption	28
5.9	Schaltbild PSSG	28
5.10	caption	29
5.11	caption	30
5.12	Schaltbild PUSD	30

U/I/R-Messung und Messwerke

1.1 Einleitung

Teilnehmer	Oskar Fürnhammer, Katharina Kralicek, Patrick Mayr
Datum	26.11.2018
Messplatzbez.	CA0402-3

Gerät	Bezeichnung
Multimeter	Agilent U1232A
Multimeter	Agilent U1232A
Multimeter	Neumann 9140
Netzgerät	Rigol DP832
Oszilloskop	Keysight DSOX2002A
Funktionsgenerator	Agilent U1232A

Tabelle 1.1: Verwendete Geräte

1.2 Spannungs-, Strom- und Widerstandsmessung

1.2.1 Spannungsmessung

Berechnung des Innenwiderstandes des Voltmeters

In der ersten Übung soll der Innenwiderstand des Voltmeters ermittelt werden. Die Schaltung zur Messung des Spannungswertes wird laut Abb. aufgebaut
TODO: SCHALTUNG

Dieser Schaltung wurde mit einer Spannung U von 10V versorgt. Der mit einem Ohmmeter gemessenen Widerstand R_1 ergab $100,2k\Omega$. Die Spannung U_V am Voltmeter betrug 9,90V.

Die Spannung am Widerstand R_1 wird aus der Differenz von der Eingangsspannung und der Spannung am Voltmeter berechnet:

$$U_{R1} = U - U_V = 0,1V \quad (1.1)$$

Der Strom durch R_1 ergibt sich als Quotient aus der berechneten Spannung und dem Widerstand R_1 :

$$I = \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{U - U_V}{R_1} = 0,998\mu A \quad (1.2)$$

Der Innenwiderstand des Voltmeters R_i wird aus den zuvor berechneten Spannung und Strom berechnet:

$$R_i = \frac{U_V}{I} = 9,92M\Omega \quad (1.3)$$

Spannungsquelle $U[V]$	10
Vorwiderstand $R_1[k\Omega]$	100,2
Spannung an Voltmeter $U_V[V]$	9,90
Spannung am Widerstand $R_1[V]$	0,1
Strom durch $R_1[\mu A]$	998
Innenwiderstand $R_i[M\Omega]$	9,92

Tabelle 1.2: Auswertung dieser Übung

Der Innenwiderstand des Multimeters ist im MegaOhm-Bereich, damit der Strom, der durch das Messgerät fließt, klein ist, um die Spannungsmessung so gering wie möglich zu verfälschen.

Bestimmung der Spannung am Multimeter

Bei dieser Messung soll eruiert werden, wie sich die Spannungsmessung auf die Berechnung des Innenwiderstandes auswirkt.

TODO: SCHALTUNG

Dieser Schaltung wurde mit einer Spannung U von 10V versorgt. Der mit einem Ohmmeter gemessenen Widerstand R_M ergab $100,2\text{k}\Omega$. Die Spannungen U_{V1} und U_{V2} an den beiden Voltmetern betrugen $9,80\text{V}$.

Die beiden parallel geschalteten Voltmetern werden in der Berechnung durch einen Ersatz-Innenwiderstand ersetzt. Es wird angenommen, dass beide Ersatzwiderstände den selben Wert von $9,92\text{M}\Omega$ haben.

$$R_{iG} = \frac{R_{i1} \cdot R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}} = 4,96\text{M}\Omega \quad (1.4)$$

Die Spannung am Voltmeter V2 wird als Teilspannung mit Hilfe der Spannungsteilerregel berechnet:

$$U_{V2} = U \cdot \frac{R_{iG}}{R_M + R_{iG}} = 9,80\text{V} \quad (1.5)$$

Spannungsquelle $U[\text{V}]$	10
gemessene Spannung an Voltmeter $U_{V1}[\text{V}]$	9,80
gemessene Spannung an Voltmeter $U_{V2}[\text{V}]$	9,80

Tabelle 1.3: Auswertung dieser Übung

Messbereichserweiterung

Das Ziel dieser Teilübung ist, den Messbereichserweiterung der Spannungsmessung zu erstellen.

TODO: SCHALTUNG

Dieser Schaltung wurde mit einer Spannung U von 10V versorgt. Die Widerstände R_M und R_V wurde jeweils mit einem Ohmmeter gemessen und ergaben $99,5\text{k}\Omega$ für R_M bzw. $100,2\text{k}\Omega$ für R_V . Die gemessene Spannung U_{RM} an dem Widerstand R_M betrug $4,952\text{V}$.

Der Faktor f_{ME} der Messbereichserweiterung wird mit der Formel 1.7 berechnet:

$$f_{ME} = \frac{U}{U_{RM}} \quad (1.6)$$

Die Eingangsspannung U wird aus der Addition von der Spannung vom Widerstand R_M und von der vom Vorwiderstand R_V errechnet.

$$U = U_V + U_{RM} = I \cdot R = I \cdot (R_V + R_M \parallel R_{i2}) \quad (1.7)$$

Die Spannung U_V am Vorwiderstand R_V wird durch die folgende Formel berechnet:

$$U_V = I \cdot R_V \quad (1.8)$$

Die Spannung U_{RM} am Widerstand R_M wurde über das ohm'sche Gesetz berechnet:

$$U_{RM} = I \cdot (R_M \parallel R_{i2}) \quad (1.9)$$

Das Voltmeter wird durch einen Ersatz-Innenwiderstand ersetzt, somit ergibt sich der Parallelwiderstand R_P

$$R_P = \frac{R_M \cdot R_{i2}}{R_M + R_{i2}} = 98,5 k\Omega \quad (1.10)$$

Setzt man die Formeln 1.7 und 1.9 in die Gleichung 1.6 ein, bekommt man:

$$f_{ME} = \frac{R_V + R_P}{R_P} = 2,02 \quad (1.11)$$

Spannungsquelle $U[V]$	10
Spannung am Widerstand $R_M [V]$	4,952
Widerstand $R_M [k\Omega]$	99,5
Widerstand $R_V [k\Omega]$	100,2
Faktor der Messbereichserweiterung $f_{ME}[1]$	2,02

Tabelle 1.4: Auswertung dieser Übung

1.2.2 Strommessung

Berechnung des Innenwiderstandes des Amperemeters

In dieser Übung soll der Innenwiderstand des Amperemeters ermittelt werden. Die Schaltung zur Messung des Stromwertes wird folgende Schaltung aufgebaut.
TODO: SCHALTUNG

Um dieser Schaltung mit einem Strom I von $500\mu A$ zu versorgen, wurde die Spannungsquelle U_A auf 1,5V gestellt. Der mit einem Ohmmeter gemessene Widerstand R_1 ergab $4,63k\Omega$.

Der Innenwiderstand des Amperemeters R_i wird aus dem gemessenen Spannungs- und Stromwert berechnet:

$$R_i = \frac{U_A}{I} = 3k\Omega \quad (1.12)$$

Spannung am Voltmeter $U[V]$	1,501
Strom durch das Amperemeter $I[\mu A]$	500,6
Innenwiderstand $R_i[k\Omega]$	4,633

Tabelle 1.5: Auswertung dieser Übung

Bestimmung des Stromes durch das Amperemeter

Bei dieser Messung soll eruiert werden, wie sich die Strommessung auf die Berechnung des Innenwiderstandes auswirkt.

TODO: SCHALTUNG

Die Spannungsversorgung wurde so lange erhöht, bis der Strom I_1 $500\mu A$ erreicht wurden. Danach wurde der Bügel entfernt und erneut den Strom I_2 abgelesen. Die Ströme wurden mit dem Amperemeter A^* gemessen. Die Spannung am Widerstand R_1 wird aus der Differenz von der Eingangsspannung und der Spannung am Voltmeter berechnet:

Strom $I_1[\mu A]$	499,8
$R_{ges1}[k\Omega]$	7,63
Strom $I_2[\mu A]$	361,2
$R_{ges2}[k\Omega]$	10,6
Faktor - Verhältnis von Strömen und Widerständen $f_A[1]$	1,393

Tabelle 1.6: Auswertung dieser Übung

Messbereichserweiterung

Die Destination dieser Teilübung ist, den Messbereichserweiterung der Spannungsmessung zu erstellen.

TODO: SCHALTUNG

Der Faktor f_{ME} der Messbereichserweiterung wird berechnet aus:

$$f_{ME} = \frac{I^*}{I} = 1,32 \quad (1.13)$$

$R_P[k\Omega]$	9,85
$I^*[\mu A]$	500
$I[\mu A]$	378
Faktor der Messbereichserweiterung $f_{ME}[1]$	1,32

Tabelle 1.7: Auswertung dieser Übung

1.2.3 Widerstandsmessung

Das Ziel dieser Aufgabe war, zwei Widerständen mit unterschiedlichen Werten jeweils spannungs- und stromrichtig zu messen.

In der Tabelle 1.8 wurden die Messergebnisse mit dem Widerstand $R = 100\Omega$ eingetragen. Der Widerstand wurde über das ohm'sche Gesetz berechnet.

	U [V]	I[A]	$R_{ber}[\Omega]$
spannungsrichtige Messung	10	0,1	100
stromrichtige Messung	2	647,6 μ	88

Tabelle 1.8: Auswertung

In der Tabelle 1.9 wurden die Messergebnisse mit dem Widerstand $R = 100k\Omega$ eingetragen.

	U [V]	I[μ A]	$R_{ber}[k\Omega]$
spannungsrichtige Messung	1,938	19,51	100,3
stromrichtige Messung	2	19,38	100,2

Tabelle 1.9: Auswertung dieser Übung

Die spannungsrichtige Messung lieferte bei beiden Widerständen ein gutes Ergebnis, während die stromrichtige Messung bei dem Widerstand von 100Ω eine hohe Abweichung aufweist. Erwartet wurde ein genaues Ergebnis der stromrichtigen Messung bei dem $100k\Omega$ Widerstand, sowie ein gutes Ergebnis der spannungsrichtigen Messung beim 100Ω Widerstand.

1.3 Spannungsmessung mit dem Oszilloskop

1.3.1 Tastkopf

f [Hz]	$U_{abgeglichen}[V]$	$U_{unterkompensiert}[V]$	$U_{ueberkompensiert}[V]$
100	10,1	10,1	10,1
1k	10,2	9,8	10,9
10k	10,2	7,6	14,3
100k	10,3	7,4	14,6

Tabelle 1.10: Auswertung dieser Übung

1.3.2 Spannungsmessung

50Ω

f [Hz]	Signalform	$U_{pp}[mV]$	$U_{RMS}[mV]$
1k	Sinus	920	317
1k	Dreieck	900	259
10k	Dreieck	920	259
100k	Dreieck	950	262
1k	Rechteck	892	
10k	Rechteck	892,5	
100k	Rechteck	892,5	

Tabelle 1.11: Auswertung dieser Übung

HighImp.

f [Hz]	Signalform	$U_{pp}[V]$	$U_{RMS}[V]$
1k	Sinus	470	159
1k	Dreieck	470	130
10k	Dreieck	470	130
100k	Dreieck	480	131
1k	Rechteck	445	
10k	Rechteck	445	
100k	Rechteck	445	

Tabelle 1.12: Auswertung dieser Übung

1.3.3 RMS im Detail

f [Hz]	Signalform	$U_{pp,Oszl}[V]$	$U_{RMS,Oszl}[V]$	$U_{RMS,MM1}[V]$	$U_{RMS,MM2}[V]$
1k	Sinus	20,5	7,11	7,04	7,01
100k	Sinus	20,5	7,20	7,0	0,94
1M	Sinus	0,527	0,181	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$0,1 \cdot 10^{-3}$
1k	Dreieck	20,3	5,80	5,73	5,50
100k	Dreieck	20,5	5,88	5,74	0,114
300k	Dreieck	$281 \cdot 10^{-3}$	$80 \cdot 10^{-3}$	$1,27 \cdot 10^{-3}$	$0,06 \cdot 10^{-3}$
1k	Rechteck	19,94	9,97	9,78	10,84
100k	Rechteck	20,0	10,0	8,99	0,22
1M	Rechteck	$266 \cdot 10^{-3}$	$133 \cdot 10^{-3}$	$0,8 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$

Tabelle 1.13: Auswertung dieser Übung

1.3.4 Amplitudenauflösung

Die Amplitudenauflösung wurde folgendermaßen berechnet:

$$\log_2\left(\frac{U_{pp}}{U_{LSB}}\right) \quad (1.14)$$

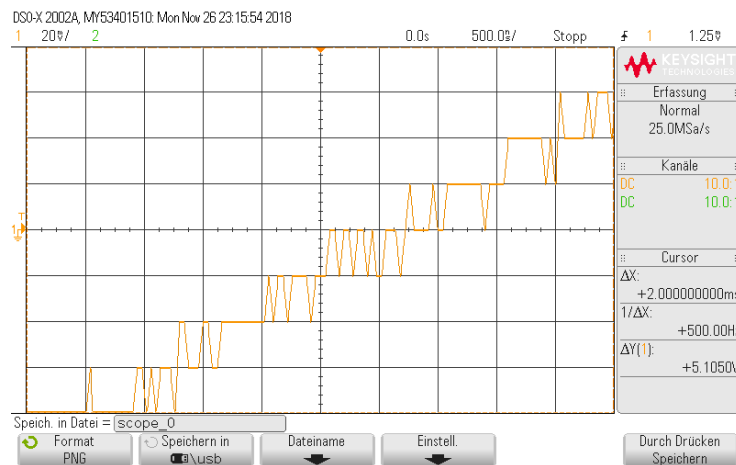


Abbildung 1.1: Quantisierungskennlinie

1.3.5 Dynamik

1.3.6 Einschaltvorgang

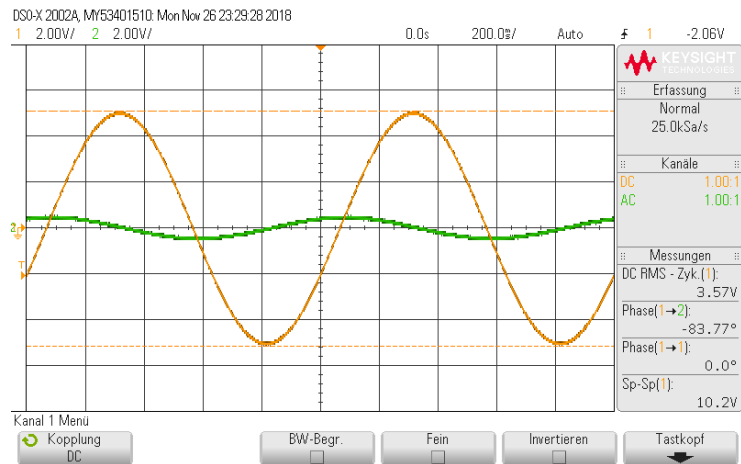


Abbildung 1.2: Dynamik des Oszilloskops bei unterschiedlichen Eingangskopplungen

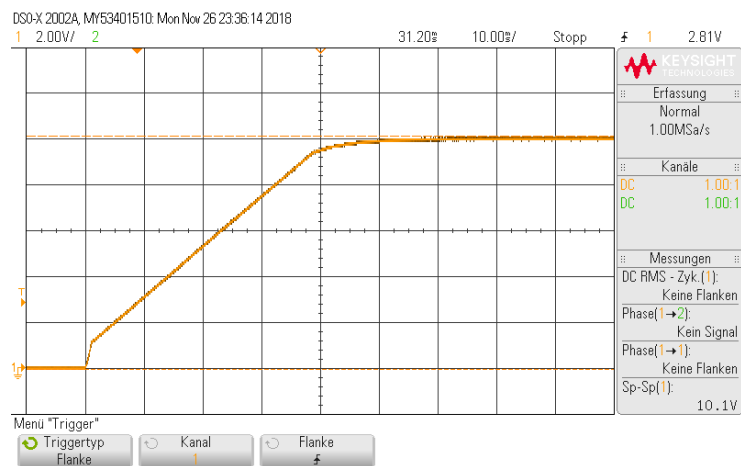


Abbildung 1.3: Einschaltvorgang der Spannungsversorgung

Messbrücken und Messverstärker

Signalübertragung

3.1 Einleitung

Teilnehmer	Oskar Fürnhammer, Katharina Kralicek, Patrick Mayr
Datum	03.12.2018
Messplatzbez.	CA0406-1

Gerät	Bezeichnung
Multimeter	Neumann 9400
Multimeter	Agilent U1232A
Netzgerät	Rigol DP832
Oszilloskop	Agilent Technologies DSO-X 2002A
Funktionsgenerator	Agilent 33500B

Tabelle 3.1: Verwendete Geräte

3.2 Signalübertragung auf ungestörten Drahtleitungen

3.2.1 Reflexionen

In dieser Übung soll analysiert werden, welchen Einfluss der Abschlusswiderstand auf die Signalübertragung auf einer 30m langen Drahtleitungen haben. Um die Reflexion am Abschlusswiderstand messen zu können, wurden die Leitung an den Abschlüssen der entsprechenden Kabelboards angeschlossen. Die nicht genutzten Abschlüssen wurden mit einem Kurzschlusswiderstand versehen. Als Signalübertragung wurde die Single-Ended Voltage Signalling genommen. Am Eingang wurde der Frequenzgenerator angeschlossen und die entsprechenden Einstellungen für das Signal sind in der Tabelle 3.2 ersichtlich.

Amplitude	Offset	Frequenz	Signalform
$100mV_{pp}$	4V	10kHz	Rechteck

Tabelle 3.2: Einstellungen des Frequenzgenerators

Es wurde die Reflexionen bei verschiedenen Abschlusswiderstand aufgenommen.

Abschlusswiderstand R_A	$ V_{1,peak} [mV]$	$ V_{2,peak} [mV]$	$\Delta t_{peaks}[ns]$
∞	135	84,75	370
50	25,5	8,5	350
100	-	-	-
200	33,25	8,5	380

Tabelle 3.3: Auswertung dieser Übung

Die Dämpfung kann über das Verhältnis von $U(100)$ zu $U(0)$ berechnet werden.

$$\frac{U(100)}{U(0)} \quad (3.1)$$

$$U(z) = U(0) \cdot e^{-\alpha z} \quad (3.2)$$

Das α wird mit der Formel 3.2 berechnet. Für z wird die doppelte Kabellänge eingesetzt und die Spannungswerte für totale Reflexion werden aus der Tabelle 3.3 entnommen. Daraus ergibt für α den Wert $7,76 \cdot 10^{-3} \frac{1}{m}$.

$$\alpha = -\frac{1}{60} \cdot \ln\left(\frac{U(60)}{U(0)}\right) = 7,76 \cdot 10^{-3} \frac{1}{m} \quad (3.3)$$

Zur Berechnung der Dämpfung setzt man den zuvor berechneten Wert von α und die Formel 3.2 in die Formel für die Dämpfung ein und das ergibt:

$$\text{Dämpfung} = 20 \log \left(\frac{U(100)}{U(0)} \right) = 20 \log(e^{-\alpha 100}) = -6,745 \text{ dB}/100 \text{ m} \quad (3.4)$$

Dämpfung [dB/100m]
-6,745

Bei der Messung mit dem Abschlusswiderstand von 100Ω könnten keine sinnvolle Daten aufgenommen, da der Abschlusswiderstand gleich dem Wellenwiderstand ist. Daher treten auch keine Reflexionen auf.

Die Geschwindigkeit c des Signals wird über die Formel 3.5 berechnet und daraus ergibt sich für eine Signallaufzeit von 370ns eine Geschwindigkeit von $162 \cdot 10^6 \frac{\text{m}}{\text{s}}$.

Das ist in etwa $\frac{2}{3}$ der Lichtgeschwindigkeit.

$$c = \frac{2 \cdot l_{\text{Kabel}}}{\Delta t} \quad (3.5)$$

Leitungswiderstand Z_L [Ω]
100

Ausbreitungsgeschwindigkeit c [$\frac{\text{m}}{\text{s}}$]
$162 \cdot 10^6$

3.2.2 Bandbreite

Die Bandbreite ist ein Bereich im Frequenzspektrum, in dem die Verstärkung größer als 3db ist. Um die Grenzfrequenz zu ermitteln, wird sukzessive die Frequenz erhöht, bis die Ausgangsgröße um das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fache kleiner als die Eingangsgröße ist. Am Eingang wurde der Frequenzgenerator angeschlossen und die entsprechenden Einstellungen für das Signal sind in der Tabelle ?? ersichtlich. Das Kabel wird mit dem Abschlusswiderstand $R_A = 100 \Omega$ abgeschlossen.

Amplitude	Offset	Frequenz	Signalform
100 mV_{pp}	4V	100kHz-10MHz	Rechteck

Tabelle 3.4: Einstellungen des Frequenzgenerators

Die Übertragungsstrecke zeigt ein Tiefpassverhalten.

Bandbreite B [MHz]
6,9

3.3 Signalübertragung über einen gestörten Kanal

3.3.1 Bestimmung des Signal-to-Noise Ratios

In dieser Übung soll evaluiert werden, wie sich die Störsignalen auf die Signalübertragung auswirken. Die Schaltung wird um den Störsender erweitert, der parallel zur Signalleitung angebracht wird. Am Eingang wurde der Frequenzgenerator angeschlossen und die entsprechenden Einstellungen für das Signal sind in der Tabelle 3.5 ersichtlich. Das Kabel wird mit dem Abschlusswiderstand $R_A = 100 \Omega$ abgeschlossen.

	Amplitude	Offset	Frequenz	Signalform
Sender	-	4V	-	DC
Störsender	3Vpp	2V	10MHz	Noise

Tabelle 3.5: Einstellungen des Frequenzgenerators

Bei der Messung am Oszilloskop ergaben die folgenden Werten:

Rauschen $U_{n,se}$ [mV]
13,7

Die Amplitude wird mit der Formel 3.7 berechnet, mit der Bedingung, dass das SNR 0dB beträgt. Daraus ergibt sich, dass die Spannung des Signals U_{Signal} gleich der Spannung des Rauschens $U_{Rauschen}$ ist.

$$U_s(30) = U(0) \cdot e^{-\alpha 30} \cdot \sqrt{2} = 15,35mV \quad (3.6)$$

Amplitude U_s [mV]
15,35

Um das SNR zu verbessern, ohne die Signalstärke erhöhen zu müssen, kann man einen Tiefpass-Filter am Eingang einbauen oder die Signalübertragung von Single-Ended Voltage Signalling auf die differentielle Übertragung umbauen. Bei der nächsten Aufgabe wird ein Filter am Eingang mit dem Umstecken eines Jumpers dazu geschaltet.

Filtertype	Ordnung	Grenzfrequenz f_c [kHz]
Tiefpass	erste	180

Tabelle 3.6: Auswertung dieser Übung

$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{Signal}}{U_{Rauschen}}\right) \quad (3.7)$$

SNR [dB]
72

Bandbreite B [MHz]
XXX

3.3.2 Differentielle Übertragung

Um das Verhalten einer differentiellen Übertragung zu untersuchen, wurde der Aufbau mit den entsprechenden Sende- und Empfangsmodulen von einer Single-Ended auf eine differentielle Übertragung umgebaut. Am Eingang wurde der Frequenzgenerator angeschlossen und die entsprechenden Einstellungen für das Signal sind in der Tabelle 3.7 ersichtlich. Das Kabel wird mit dem Abschlusswiderstand $R_A = 100 \, \Omega$ abgeschlossen.

	Amplitude	Offset	Frequenz	Signalform
Sender	-	4V	-	DC
Störsender	3Vpp	2V	10MHz	Noise

Tabelle 3.7: Einstellungen des Frequenzgenerators

FRAGEN beantworten!!

Rauschen $U_{n,de}$ [mV]
2,5

Die Amplitude wird mit der Formel 3.8 berechnet:

$$U_s(30) = U(0) \cdot e^{-\alpha 30} \cdot \sqrt{2} = 2,8mV \quad (3.8)$$

Amplitude U_s [V]
2,8

$U_{n,se}/U_{n,de}$ [1]
5,48

3.3.3 Signalübertragung von digitalen Signalen

Möchte man ein 10kHz-Sinus-Signal mit einer Abtastrate von 100kSPS mit einer Genauigkeit von 16-bit abtasten, benötigt man eine Bitrate $BR = 1,6$ Mbps.

Bitrate BR [Mbps]
1,6

In dieser Übung wird ein Low-Voltage Differential Signaling (LVDS) als Übertragungsstrecke verwendet. Am Eingang wurde der Frequenzgenerator angeschlossen und die entsprechenden Einstellungen für das Signal sind in der Tabelle 3.8 ersichtlich. Dabei wird eine Pseudo Random Bit Sequence (PRBS) als Eingangssignal verwendet, dieses generiert zufällig die Bitfolge.

	Amplitude	Offset	Frequenz	Signalform
Sender	3Vpp	1,5V	1,6MHz	PRBS
Störsender	3Vpp	2V	10MHz	Noise

Tabelle 3.8: Einstellungen des Frequenzgenerators

Um ein stehendes Bild am Oszilloskop zu bekommen, triggert man das Signal bei steigender und fallender Flanke. In der Tabelle 3.9 wurden die von dem Bild abgelesene Werte eingetragen.

Bitrate [Mbps]	1,6
U_1 Spannungslevel bei digital 1 [mV]	394
U_0 Spannungslevel bei digital 0 [mV]	-419
Anstiegszeit [ns]	50
Abfallzeit [ns]	68
Jitter des Übergangzeitpunktes 0-1 und 1-0 [ns]	35
σ_1 Rauschen des Spannungslevels von 1 [mV]	43,5
σ_0 Rauschen des Spannungslevels von 0 [mV]	46,5

Tabelle 3.9: Auswertung

Die Bit Error Rate (BER) wird über diese Formel berechnet.

$$BitErrorRate(BER) = \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.9)$$

$$\text{Bitfehlerparameter}(Q) = \frac{U_1 - U_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3.10)$$

Für eine Bit-Error-Rate von 10^{-9} ist ein Signal-to-Noise Rate von 21,6 dB nötig.

$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{U_1 - U_0}{U_n}\right) - > U_n = \frac{U_1 - U_0}{\frac{SNR}{20}} \quad (3.11)$$

Rauschen $U_{n, BER=10^{-9}}$ [mV]
67,6

3.4 Signalübertragung mittels Stromsignalen

Bei Spannungssignalen ist die Signalamplitude am Ausgang abhängig vom Serienwiderstand der Leitung. Bei Stromsignalen passt der Sender die Spannung so an, dass der entsprechende Strom fließt. Am Eingang wurde der Frequenzgenerator angeschlossen und die entsprechenden Einstellungen für das Signal sind in der Tabelle 3.10 ersichtlich. Der Störsender wird bei dieser Übung nicht mehr benötigt.

	Amplitude	Offset	Frequenz	Signalform
Sender	5Vpp	2,5V	10kHz	Sinus

Tabelle 3.10: Einstellungen des Frequenzgenerators

Für die Berechnung der Sensitivität wird die Formel 3.14 herangezogen.

$$S = \frac{U_1 - U_2}{R} \quad (3.12)$$

Der Versuch wurde mit einem Stromsender gestartet und folgende Sensitivität wurde berechnet.

$$S = \frac{550mV - 560mV}{96\Omega} \quad (3.13)$$

Sensitivität [$\mu V/\Omega$]
-104

Dann wurde der Stromsender mit einem Spannungssender Single-Ended getauscht und man kam auf einer höhere Sensitivität.

$$S = \frac{1,44V - 2,51V}{96\Omega} \quad (3.14)$$

Sensitivität [mV/Ω]
-11,15

Abtastung und automatisierte Messsysteme

4.1 Einleitung

4.2 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.

4.2.1 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 5Vpp und einem Offset von 0V kann im Betragsspektrum schön den Peak sehen, der mit 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 $f_s/2$ genügt.

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

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

Tabelle 4.1: Grundlegende Information der 2. Laborübung

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.

4.2.2 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.

4.2.3 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.

4.2.4 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.

4.3 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 500 Ω . 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

5.1 Einleitung

Teilnehmer	Oskar Fürnhammer, Katharina Kralicek, Patrick Mayr
Datum	06.12.2018
Messplatzbez.	CA0410-1

Gerät	Bezeichnung
Spannungsquelle	Rigol DP832
Oszilloskop	Agilent DSO-X 2002A
Breakout-Box	Agilent U2542A

Tabelle 5.1: Verwendete Geräte

5.2 Kennlinie des Näherungssensors

Hierbei sollte für zwei Reflektoren unterschiedlicher Oberflächenbeschaffenheiten die Kennlinie des Näherungssensors aufgenommen werden. Der Näherungssensor wurde symmetrisch mit 12V versorgt, die LED mit 1,5V aus dem Funktionsgenerator des Oszilloskops, und der Ausgang des Sensors wurde mit dem Oszilloskop sowie der Breakout-Box verbunden.

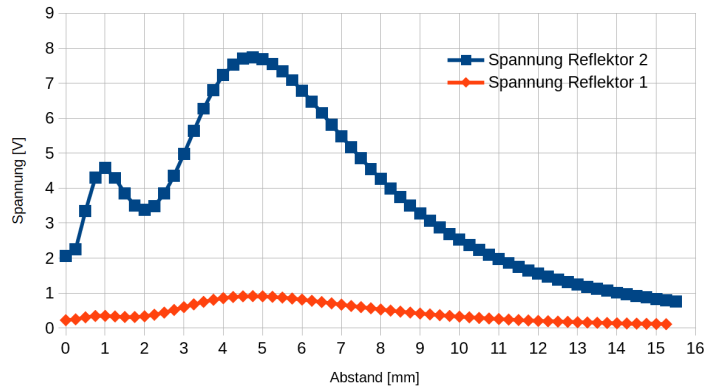


Abbildung 5.1: Sensorkennlinie für Reflektor 1 und 2

Wie in Abb. 5.1 ersichtlich haben die gemessenen Kennlinien bei beiden Reflektoren die gleiche Form, jedoch sind die Spannungswerte bei Reflektor 2 deutlich höher. Das lässt auf eine glattere, und damit besser reflektierende Oberfläche schließen.

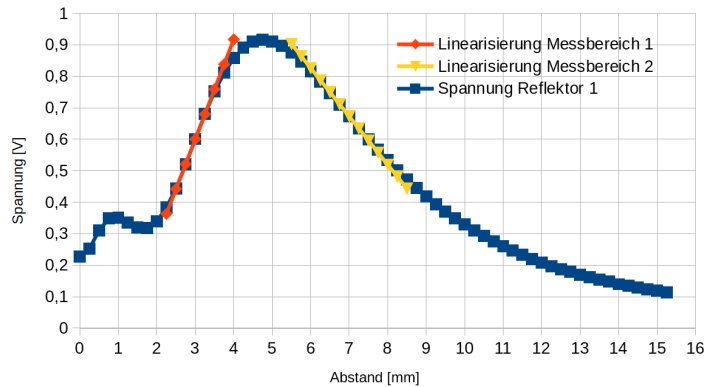


Abbildung 5.2: Linearisierung für Reflektor 1

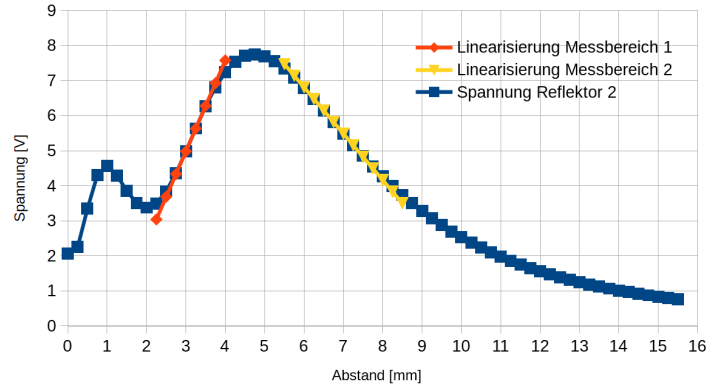


Abbildung 5.3: Linearisierung für Reflektor 2

Für beide Reflektoren wurden in Abb. 5.2 und 5.3 die Bereiche gekennzeichnet, in denen die Kennlinie annähernd linear verläuft. Die Gleichungen der Linearisierung:

$$\text{Reflektor 2 im Messbereich 1: } U = 2,592(V/mm) \cdot x - 2,791V \quad (5.1)$$

$$\text{Reflektor 2 im Messbereich 2: } U = -1,324(V/mm) \cdot x + 14,755V \quad (5.2)$$

$$\text{Reflektor 1 im Messbereich 1: } U = 316,8(mV/mm) \cdot x - 349,5mV \quad (5.3)$$

$$\text{Reflektor 1 im Messbereich 2: } U = -153,2(mV/mm) \cdot x + 1,7454V \quad (5.4)$$

Aus diesen Gleichungen kann man die Sensitivität E der Messbereiche ablesen, diese entspricht der jeweiligen Steigung. Es ergibt sich, dass die Sensitivität im Messbereich 1 des Reflektors 2 mit $2,592(V/mm)$ am höchsten ist.

Die Abweichungen der Messpunkte von der Gerade sind in Abb. 5.4 und Abb. 5.5 dargestellt. Hierbei kann man sehen, dass die Abweichung für den Reflektor 1 im Messbereich 1 bei einem Abstand von 4mm und im Messbereich 2 bei einem Abstand von 8,5mm zum Sensor maximal wird, und für den Reflektor 2 im Messbereich 1 bei einem Abstand von 2,25mm und im Messbereich 2 bei einem Abstand von 8,5mm zum Sensor maximal wird. Da die Kennlinie des Sensors durch die Messpunkte interpoliert werden kann, ist somit keine weitere Linearisierung notwendig. Dadurch kann man den Sensor in sämtlichen Messbereichen betreiben, solange man darauf achtet, dass die Kennlinie darin eindeutig bleibt, sich also Messwerte für verschiedene Abstände nicht wiederholen. Dadurch ergibt sich prinzipiell der Messbereich rechts vom Maximum als am besten geeignet für Messungen.

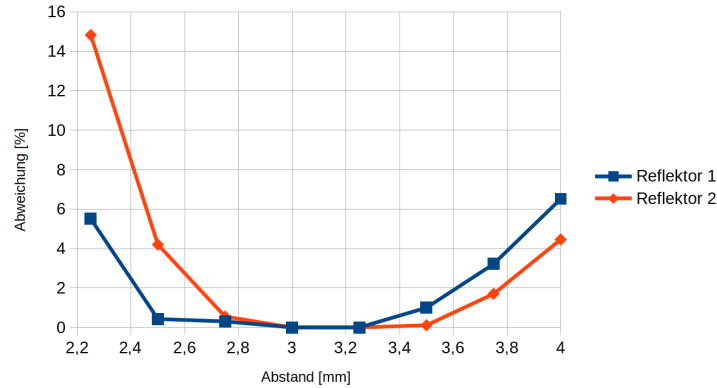


Abbildung 5.4: Prozentuelle Abweichung der Kennlinie von der Linearisierung im Messbereich 1

5.3 Rauschen und Auflösung

Die Messung für Rauschen und Auflösung fand bei eingeschalteter Deckenbeleuchtung und bewölktem, bereits leicht dämmernden Himmel statt, bei aufgedrehtem Monitor des Computers. Das Schaltbild in Simulink, zu sehen in Abb. 5.6 wurde um die Messung der Standardabweichung und des Spitze-Spitze-Wert erweitert, bevor die Messung begonnen wurde. Der Abstand des Reflektors zum Sensor wurde 5mm gewählt. In Tabelle 5.2 finden sich alle Messergebnisse.

Messgrößen [V]	$U_e = 1,5$	$U_e = 0,5$
Mittelwert [V]	7,645	2,097
Standardabweichung [1]	0,01368	0,01351
Spitze-Spitze-Spannung [V]	0,1117	0,9308

Tabelle 5.2: Messergebnisse

Man erkennt, dass die angelegte Gleichspannung die Messung den Mittelwert und die Spitze-Spitze-Spannung maßgeblich beeinflusst.

Die aus der Gleichung 5.5 errechnete Spannung $U_{pp} = 0,082V$ für $U_e = 1,5V$ und $U_{pp} = 0,081V$ für $U_e = 0,5V$ entspricht nahezu der gemessenen U_{pp} Spannung, womit die Verteilung ähnlich einer Gaußschen Verteilung ist.

$$U_{pp} = 6 \cdot \sigma \quad (5.5)$$

Allgemein als Quellen von Rauschen sind das Tageslicht, die Beleuchtung im Raum, die Schaltung, die Raumtemperatur, sowie jede Umwandlung eines analogen Signals in ein digitales zu betrachten. Das Rauschen kann folglich beispielsweise durch Abschirmung des Sensors gegenüber unerwünschter Lichtquellen oder elektromagnetischer Felder verringert werden, genauso kann man den

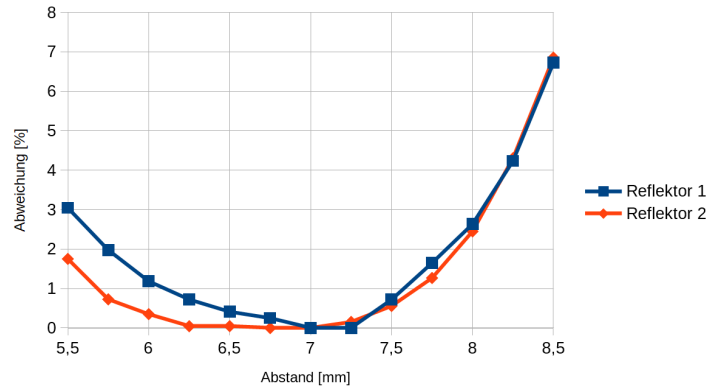


Abbildung 5.5: Prozentuelle Abweichung der Kennlinie von der Linearisierung im Messbereich 2

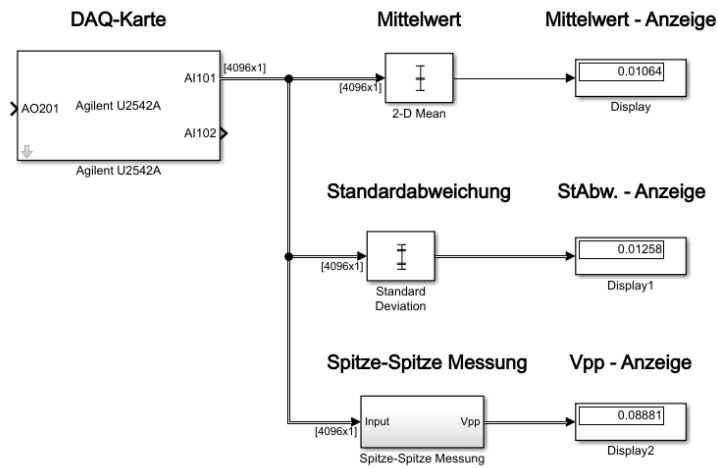


Abbildung 5.6: Schaltbild

Raum um den Sensor abkühlen und die Datenverarbeitung anders gestalten. Die Positionsauflösung errechnet sich mit der Formel 5.6 für eine Eingangsspannung von $U_e = 1,5V$ im Messbereich 1 für Reflektor 2 zu $\Delta x = 5,278\mu m$.

$$\Delta x = \frac{\sigma}{E} \quad (5.6)$$

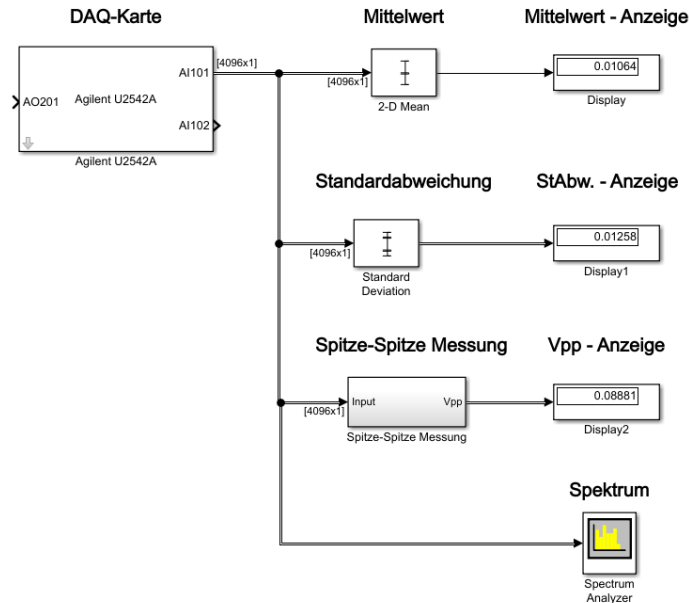


Abbildung 5.7: Schaltbild zur Berechnung des Spektrums der Fremdlichtintensität

5.4 Spektrum der Fremdlichtintensität

Bei dieser Messung sollte anhand einer Glühfadenlampe, sowie der Deckenbeleuchtung, konkret Leuchtstoffröhren, das Spektrum von Fremdlichtintensitäten ermittelt werden. Dazu wurde die Sender-LED mit 0V gespeist, um rein den Einfluss äußerer Lichtquellen im Spektrum zu sehen. Zusätzlich wurde das Schaltbild in Simulink um einen Spectral Analyzer erweitert.

Bei eingeschalteter Deckenbeleuchtung und eingeschalteter Glühfaserlampe erkennt man sehr gut die Auswirkung der Glühfaserlampe im Frequenzspektrum anhand der zwei Peaks bei -100Hz und 100Hz, sowie dem Peak bei Null Hz. Diese ergeben sich aus der Netzfrequenz, da die Intensität des Lichts durch die Leistung bestimmt wird, die sich wie folgt errechnet:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{\sin(\omega t)^2}{R} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - \cos(2\omega t)}{R}. \quad (5.7)$$

Bei ausgeschalteter Glühfaserlampe und eingeschalteter Deckenbeleuchtung sah man den Peak bei 0Hz und ganz schwach Erhöhungen der Amplitude bei $\pm 100\text{Hz}$, sowie eine seltsame Verformung des Frequenzspektrums.

Zusätzlich ist noch aufgefallen, dass die Glühfaserlampe des Nachbartisches, die

zwei bis drei Meter entfernt von dem Sensor stand, auf das Frequenzspektrum einen nahezu gleich ausgeprägten Einfluss hatte, wie die direkt darüber platzierte Glühfaserlampe.

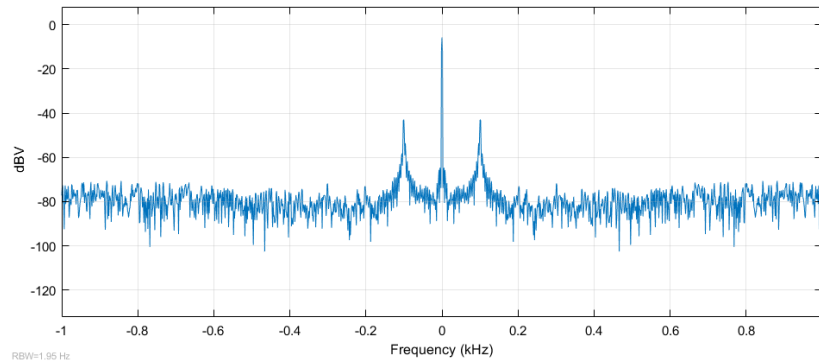


Abbildung 5.8: caption

5.5 Phasenselektiver Synchrongleichrichter (PSSG)

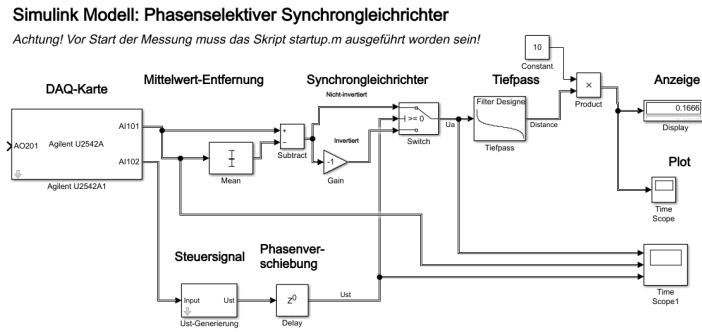


Abbildung 5.9: Schaltbild PSSG

Es sollte die Funktionsweise eines PSSG ermittelt werden. Das Schaltbild in Simulink wurde erneut entsprechend verändert, zusätzlich wurde am Funktionsgenerator ein Sinussignal mit Amplitude 0,4V und Offset 1,3V eingestellt. Als Verstärkung wurde 10 gewählt.

Der Synchrongleichrichter braucht ein Steuersignal, das festlegt, wann das Messsignal invertiert wird. Eine korrekte Messung der Amplitude des Eingangssignals ist nur möglich, wenn zwischen dem Steuersignal und dem Messsignal eine Phasenverschiebung von $\varphi = 0^\circ$ herrscht. Ist dies nicht so, dann gelingt die Mittelwertbildung nicht korrekt und das Messergebnis ist falsch.

Die Phasenverschiebung wurde durch ein Verzögerungsglied eingestellt. Die dafür erforderlichen Schritte errechnen sich durch $\Delta t = \frac{\varphi}{2} \cdot \pi \cdot f$ zu Schritte $= \frac{\Delta t}{T_a}$!!! korrekt?!!!!. Für 45° ergibt das 33,4, also 33 Schritte, für 90° 66,6, folglich 67 Schritte.

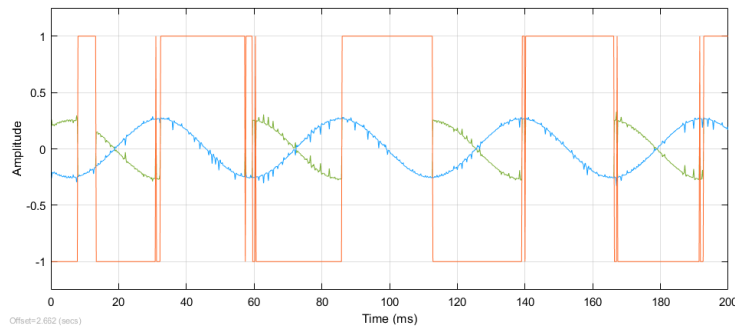


Abbildung 5.10: caption

Nun sollte noch der Einfluss von Störungen auf die Messung betrachtet werden. Immer, wenn die Störfrequenz gleich ist der Messfrequenz, wird das Messergebnis beeinflusst. Dabei müssen auch die harmonischen Oberschwingungen des Rechtecksignals berücksichtigt werden, die der Synchrongleichrichter zum Invertieren des Signales benötigt. Andere Störeinflüsse, die weder mit der Frequenz des Messsignals, noch mit einer Harmonischen des Rechtecks zusammenfallen, werden sehr gut gefiltert und beeinflussen damit die Messung nicht. Wichtig ist noch, dass bei der Messung der Störung nicht genau mit der Frequenz des Messsignals gemessen wird, sondern mit einer um circa 0,1 bis 0,5 Hz versetzten Frequenz, da sonst die Störung als Gleichanteil auftritt und somit schwieriger als solche erkennbar ist.

Die hierbei betrachtete Störquelle ist wieder die Glühfadenlampe, die eine Störfrequenz von $f_S = 100\text{Hz}$ hat. Erwartet wurden dadurch Störungen bei den Frequenzen 20Hz, 33,333Hz und 100Hz. Die 20Hz Störung entspricht dabei der 5. Harmonischen Oberschwingung und die 33,333Hz Störung der 7. Harmonischen Oberschwingung des Rechtecksignals.

Die Messung ergab, entsprechend der Erwartung, eine Störung bei 20,1Hz, 33Hz und bei 100,1Hz, wobei man bei 100,1Hz die Störung am deutlichsten sehen kann. Weiters wurden die Frequenzen 50,5Hz, 75,1Hz, 125,1Hz, 150,2Hz, 175,5Hz und 200,1Hz gemessen, sie wiesen jedoch alle keine Störungen auf.

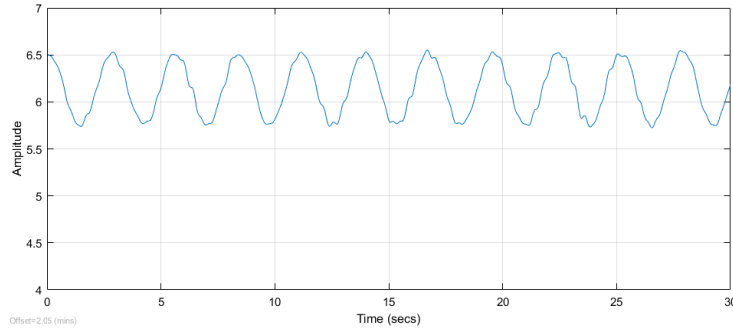


Abbildung 5.11: caption

5.6 Phasenunabhängiger Synchrondemodulator (PUSD)

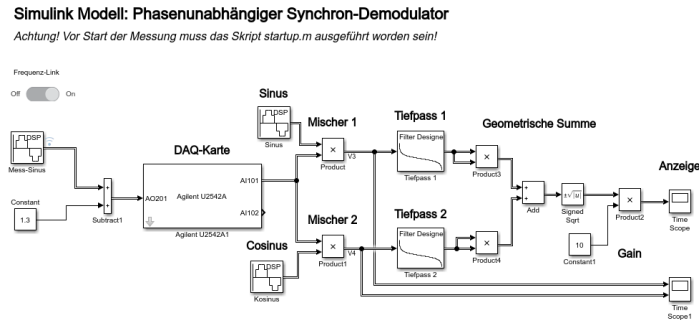


Abbildung 5.12: Schaltbild PUSD

Für den PUSD wird nun erneut das Schaltbild in Simulink verändert, ersichtlich in Abb. 5.12. Das Messsignal wird nun über die DAQ Karte in die Messschaltung eingespeist, und es wird über den Block Mess-Sinus im Schaltbild am Computer generiert, mit einer Amplitude von 0,2V und einem Offset von 1,3V. Zusätzlich wird noch zur Filterung ein Butterworth-Tiefpassfilter 10. Ordnung mit Grenzfrequenz $f_g = 5\text{Hz}$ implementiert.

Dieser Filter trägt dazu bei, dass Störungen ausschließlich an der Messfrequenz, beziehungsweise bis maximal 5Hz Abweichung um die Messfrequenz zu erwarten sind, denn alle anderen Frequenzen werden mit dem nahezu idealen

Butterworth-Tiefpassfilter weggefiltert. Dies bestätigte sich bei der Messung auch, wo die gleichen Frequenzen betrachtet wurden, wie auch schon im Punkt zuvor für die PSSG, und die einzige Frequenz, an der eine Störung auftrat, war 101Hz.

Anhand dieser Messung kann man sehr schön den Vorteil eines PUSD gegenüber eines PSSG erkennen. Neben der schon im Namen steckenden Eigenschaft, dass der PUSD keine Information über die Phasenlage der Signale benötigt, sind Störungen tatsächlich nur an ihrer eigenen Frequenz zu erwarten, und es müssen keine möglichen Oberschwingungen eines Rechtecksignals betrachtet werden.

Eigentumserklärung

Hiermit erklären wir, die xxx