

Bachelorarbeit

Design, Verifikation und Charakterisierung eines eingebetteten Systems zur Messung von Ultraschallsignalen unter Wasser



Benjamin Gregory Lang
Matrikel-Nummer 3703433

Betreuer M.Sc. Dominik Schott
Gutachter Prof. Dr. Leonard Reindl
Abgabe: 31.3.2017

Albert-Ludwigs-Universität, Freiburg im Breisgau, Technische Fakultät,
Institut für Mikrosystemtechnik, Professur Elektrische Mess- und
Prüfverfahren

"Mistakes are always forgivable, if one has the courage to admit them." Bruce Lee

Inhaltsverzeichnis

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis	III
Zusammenfassung	V
Abstract	VII
1 Einleitung	1
2 Stand der Technik	3
2.1 Basis Raspberry Pi	3
2.2 Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle mit ATxmega128	4
2.2.1 Taktzittern und totaler <i>Jitter</i> der Abtastrate des ATxmega128A1	7
2.3 Ultraschallwandler-Mikrofon	8
2.4 Charakterisierung Gesamtsystem	9
3 Zielstellung	11
4 Grundlagen	13
5 Durchgeführte Entwicklungsschritte	17
5.1 Voruntersuchungen	17
5.2 Miniaturisierung und Design der Sensor-Platine	18
5.3 Anpassung der Mikrocontrollersoftware	21
5.4 Methoden und Materialien	22
5.4.1 Messung Signal-Rausch-Verhältnis	22
5.4.2 Messung Übertragungsfunktion	23
5.4.3 Messung Taktzittern, Totaler <i>Jitter</i> und Latenz	24
5.4.4 Reichweitenmessung und Sensitivitätsmessung	24
5.4.5 Messung S_{11} und S_{21} der eingesetzten Schallkapseln	25
5.4.6 Reflow-Löten	25
5.4.7 Herstellung der designten Platinen	25

Inhaltsverzeichnis

5.4.8 Verwendete Bauteile	26
6 Ergebnisse	31
6.1 SNR der Verstärkerstrecke	31
6.2 Übertragungsfunktion	32
6.3 Taktzittern, totaler <i>Jitter</i> und Latenz	33
6.4 Reichweitenvergleich und Sensitivität der Systeme ASSIST und ULTa	35
6.5 Evaluation der Ultraschallwandlerkapsel von Free Linked GmbH	36
7 Diskussion	39
7.1 Signal-Rausch-Verhältnis der Verstärkerstrecke	39
7.2 Übertragungsfunktion der Verstärkerstrecke	40
7.3 Taktzittern, totaler <i>Jitter</i> und Latenz	40
7.4 Reichweite und Sensitivität	41
7.5 Evaluation der Ultraschallwandlerkapsel von Free Linked GmbH	42
7.6 Ausblick	42
Anhang	a
Abbildungsverzeichnis	i
Tabellenverzeichnis	k
Literaturverzeichnis	m

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Symbol	Bedeutung
$^{\circ}\text{C}$	Grad Celsius
μ	mue, entspricht 10^{-6}
ω	Kreisfrequenz [$\frac{1}{\text{s}}$]
Ω	Widerstand oder Impedanz [Ohm]
arctan	ArkusTangens oder $\frac{1}{\tan}$
AC	Alternating Current oder Wechselspannung [V]
ADC	Analog-Digital-Converter
ASSIST	Acoustic Self-calibrating System for Indoor Smartphone Tracking
$B(\omega)$	Phasengangsfunktion in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz
C	Kapazität [F]
ca.	circa
CM3	Raspberry Pi Compute Model 3
CS	Channel Select, auch SS Slave Select
CPU	Central Processing Unit
DLRG	Deutsche Lebens-Rettungs-Gesellschaft GmbH
Dr.	Doktor
ENOB	Effective Number Of Bits
f	Frequenz [Hz]
F	Farad
Fa.	Firma
FFT	Fast Fourier Transformation
G	Giga, entspricht 10^9
GmbH	Gesellschaft mit beschränkter Haftung
GND	Ground oder Masse
$H(j\omega)$	Übertragungsfunktion in Abhängigkeit von der komplexen Kreisfrequenz
Hz	Hertz [$\frac{1}{\text{s}}$]
Inc.	Incorporated
j	imaginäre Einheit $j^2 = -1$
k	kilo, entspricht 10^3
LSB	Least Significant Bit

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

m	milli, entspricht 10^{-3}
M	Mega, entspricht 10^6
MSB	Most Significant Bit
MOSI	Master Out Slave In, Teil des SPI Protokolls
n	nano, entspricht 10^{-9}
N	Kraft in Newton
OPV	Operationsverstärker
p	pico, entspricht 10^{-12}
R	Widerstand [Ω]
Re	Realteil einer komplexen Funktion
RMS	Root Mean Square oder Effektivwert elektrischer Leistung
s	Sekunde
SCL	Serial Peripheral Interface Clock
SNR	Signal-Noise-Ratio oder Signal-Rausch-Verhältnis
SPI	Serial Peripheral Interface
Sps	Sample pro Sekunde
SS	Slave Select oder CS Channel Select
U	Spannung [V]
U_{pp}	Spannung Spitze-zu-Spitze oder <i>peak-to-peak</i> [V]
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
ULTA	Unterwasser-Lokalisation für Taucher
USB	Universal Serial Bus
V	Volt [V]
WLAN	Wireless Local Area Network
$X(j\omega)$	Ausgangsamplitudenfunktion in Abhängigkeit der komplexen Kreisfrequenz
$Y(j\omega)$	Eingangsamplitudenfunktion in Abhängigkeit der komplexen Kreisfrequenz

In dieser Arbeit wird oft die maskuline Form als neutrale Form verwendet, die im Folgenden alle Gender einschließen soll.

Zusammenfassung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Miniaturisierung, Entwicklung und Charakterisierung einer Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle, die zum Empfang von Ultraschallsignalen unter Wasser dienen soll. Das System baut auf der ASSIST-Lokalisations-Sensorplatine von Telocate GmbH auf. Diese wurde durch einen externen 16-Bit Analog-Digital-Wandler, ± 12 V Verstärkerdynamik, höhere Bandpassordnung und 5 V Analog-Digital-Wandler-Eingangsdynamik erweitert. Der Analog-Digital-Wandler wird über Serial Peripheral Interface (SPI) mittels eines ATxmega16E5 angesprochen, Ultraschall-Digital-Daten werden aufgenommen und via Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) Protokoll an einen Raspberry Pi 3 Compute Module übermittelt. Das Raspberry Pi 3 Compute Module korreliert die empfangenen Ultraschallsignale mit einem Referenzsignal und sendet bei erfolgreicher Korrelation einen Zeitstempel an einen Zeitserver. Der Zeitserver kann Zeitstempel von mehreren Sensorplatinen vergleichen und daraus die Positionsdaten zur Lokalisierung des Ultraschallsignalsenders errechnen.

Die entwickelte Sensorplatine zeigt bei 20 kHz eine Verstärkung von 98 dB und ein Signal-Rausch-Verhältnis von 67 dB. Die maximale Reichweite liegt in Luft bei 40 m, wobei in 30 Sekunden noch drei erfolgreiche Korrelationen durchgeführt werden können. Das System der Firma Telocate GmbH zeigt bei 20 kHz eine Verstärkung von 93 dB und ein Signal-Rausch-Verhältnis von 51 dB. Die maximale Reichweite in Luft liegt bei 30 m, wobei zwei erfolgreiche Korrelationen in 30 Sekunden durchgeführt werden können. Die entwickelte Sensor-Platine ist somit robuster und kann bei höheren Entfernung Ultraschallsignale empfangen und zur Korrelation an das Raspberry Pi 3 Compute Module übermitteln.

Des Weiteren wurden Ultraschallwandlerkapseln, die von Free Linked GmbH zur Verfügung gestellt worden sind, auf ihre Absorptions- und Transmissionscharakteristik untersucht. Die Kapseln zeigen lediglich Absorptions- und Transmissionsmaxima bei ca. 140 kHz. Deshalb sind sie leider nicht bei der geplanten Kommunikationsfrequenz von 65 kHz einsetzbar.

Abstract

This thesis focuses on the miniaturization, design and characterization of a microphone amplifier interface, which is utilized to receive ultrasound signals under water. The here designed interface is based on the ASSIST-sensoric board applied by Telocate GmbH. This system was enhanced by an external 16-Bit analog-digital converter, ± 12 V operational amplifier dynamic, higher bandpass order, and 5 V analog-digital-converter input dynamic. The analog-digital-converter is interfaced via Serial Peripheral Interface (SPI), controlled by an ATxmega16E5, and the received digital ultrasound data is transmitted to the Raspberry Pi 3 Compute Module via Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) protocol. The Raspberry Pi 3 Compute Module correlates the received ultrasound signals with reference signals and sends, if the correlation is successful, a timestamp to a time server. The time server compares the timestamps of multiple sensoric boards and computes the positional data of the ultrasound transmitter to localize it.

The here designed microphone-amplifier-interface shows an amplification of 98 dB at 20 kHz and a signal-to-noise ratio of 67 dB. The maximum receiving distance in air is 40 m, at which in 30 seconds three successful correlations are performed. The system used by Telocate GmbH shows a amplification of 93 dB and a signal-to-noise ratio of 51 dB at 20 kHz. The maximum distance, a successful correlation is performed is 30 m, with two correlations within 30 seconds. The here developed microphone-amplifier design is therefore more robust and can receive ultrasound signals successfully at higher distances and transmit them for correlation to the Raspberry Pi 3 Compute Module.

Furthermore, ultrasound capsules, provided by Free Linked GmbH, were tested regarding their absorption and transmission characteristics. The capsules featured absorption and transmission maxima at approx. 140 kHz. Unfortunately, these capsules can not be utilized at the proposed communication frequency of 65 kHz.

1 Einleitung

Im Jahre 2016 ereigneten sich allein in Baden-Württemberg 366 Unfälle im Zusammenhang mit Gewässern [1]. Diese Unfälle lösten Einsätze der Wasserschutzpolizei mit Unterstützung der Deutschen Lebens-Rettungs-Gesellschaft (DLRG) aus, die die vermuteten Unfallstellen weiträumig und koordiniert unter Wasser absuchen mussten. Die Koordination dieser Einsätze stellt bei brackigem, schmutzigem oder schwebstoffhaltigem Wasser eine Herausforderung dar, da die Sichtweite der Taucher gering ist und die Einsatzleitung den Tauchern nur eingeschränkt oder keine Anweisungen während des Tauchgangs geben kann. Des Weiteren erschweren Strömungen und Abdriften der Taucher die lückenlose Suche nach Opfern oder Hinweisen, da der Taucher seine eigene Position nur schwer nachvollziehen kann.



Abbildung 1.1: Taucher gibt das OK-Tauchzeichen. © www.deeper-blue.com

Neben solchen Einsätzen haben auch Sporttaucher und Tauchgruppen ein Sicherheitsbedürfnis und brauchen Kenntnis um ihren Standort im Tauchgang und eine mögliche Kommunikation mit den Tauchpartnern.

Allgemein können hierzu Ortung und Lokalisation als Verfahren zur Positionsbestimmung in Luft oder in Wasser verwendet werden. Bei der Ortung handelt es sich um aktive Verfahren, bei denen ein Signal, elektromagnetisch oder elektroakustisch, von einem Beobachter gesendet und die Laufzeit der Reflexion des entfernten Objekts gemessen wird.

1 Einleitung

Die Lokalisationsverfahren zeichnen sich durch ihre Passivität aus, es wird kein Signal aktiv ausgesendet, um die Position des entfernten Objekts zu bestimmen.

Elektroakustisch werden Ortungsverfahren genannt, die akustische Signale zwischen 1 Hz und 1 MHz aussenden [2], wobei Frequenzen unter 20 Hz Infraschall und oberhalb von ca. 16 kHz Ultraschall genannt werden.

In Luft und in Wasser haben sich elektroakustische Ortungsverfahren bewährt und werden sowohl von Tieren (Fledermaus, Wale) als auch zu militärischen und zivilen Zwecken eingesetzt [3], [4].

Zum oben genannten Zweck der Kommunikation zwischen Tauchpartnern gibt es Sprach-Kommunikationsgeräte an Vollgesichtsmasken oder ultraschallbasierte Kommunikationsgeräte, wie z.B. das Taucharmband Buddy-Watcher von Free-Linked GmbH [5]. Diese ermöglichen es dem Tauchpartner über Vibrationen Nachrichten oder Notrufe zu senden. Dieses System erlaubt es jedoch weder, den eigenen absoluten Standort zu einer Eintauchstelle zu bestimmen, noch den relativen Standort zu anderen Tauchern.

Im Folgenden wird ein System vorgestellt, welches mittels Trilateration über Laufzeiten von Ultraschallsignalen die Position des Tauchers bestimmen kann. Dieses System basiert auf der trilateralen Lokalisation in Luft von der Firma Telocate GmbH.

2 Stand der Technik

Als Basis dient das System ASSIST der Telocate GmbH. Es besteht aus einem Sender, der Ultraschall im Bereich 18 kHz bis 22 kHz als linearer *Chirp* (zeitlich in der Frequenz aufsteigende Welle bei gleichbleibender Amplitude) sendet und mehreren Empfängern, die den *Chirp* empfangen, eine Korrelation durchführen und Zeitstempel speichern. Als Sender wird ein handelsübliches Smartphone eingesetzt. Die Empfänger bestehen aus einem Raspberry Pi mit einer externen Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle. Ein Server vergleicht die Zeitstempel, berechnet die Abstände und sendet die Positionsdaten an das Smartphone zurück.

2.1 Basis Raspberry Pi

Zur Berechnung der Korrelationen wird ein Einplatinenrechner Raspberry Pi 3 von der Raspberry Pi Foundation mit einem Broadcom BCM 2837 Chip und 4-Kern ARM Cortex-A53 CPU eingesetzt. Die Raspberry Pi 3 Platine misst $85 \times 56 \times 17 \text{ mm}^3$ in Länge x Breite x Höhe. Die aufgenommenen Schall-Daten werden vom Mikrofon-Verstärker-Interface mittels UART in zwei mal 8 Bit empfangen. Daraufhin wird eine FFT durchgeführt und mit einem idealen *Chirp* im Frequenzbereich multipliziert, also korreliert. Bei einer erfolgreichen Korrelation wird der Korrelationskoeffizient zusammen mit der Systemzeit und einem Signal-Qualitäts-Indikator abgespeichert und an den Server gesendet. Die Differenz der Sendezzeit und Empfangszeit entspricht der Entfernung zwischen Sender und Empfänger proportional. Sind mindestens drei Zeitstempel anderer Empfänger vorhanden, lässt sich die Position des Senders errechnen. Die Software für die Korrelation und die Berechnung der Position wurde von Telocate GmbH entwickelt unter der Leitung von Dr. Johannes Wendeberg und Dr. Fabian Höflinger [6].

2 Stand der Technik

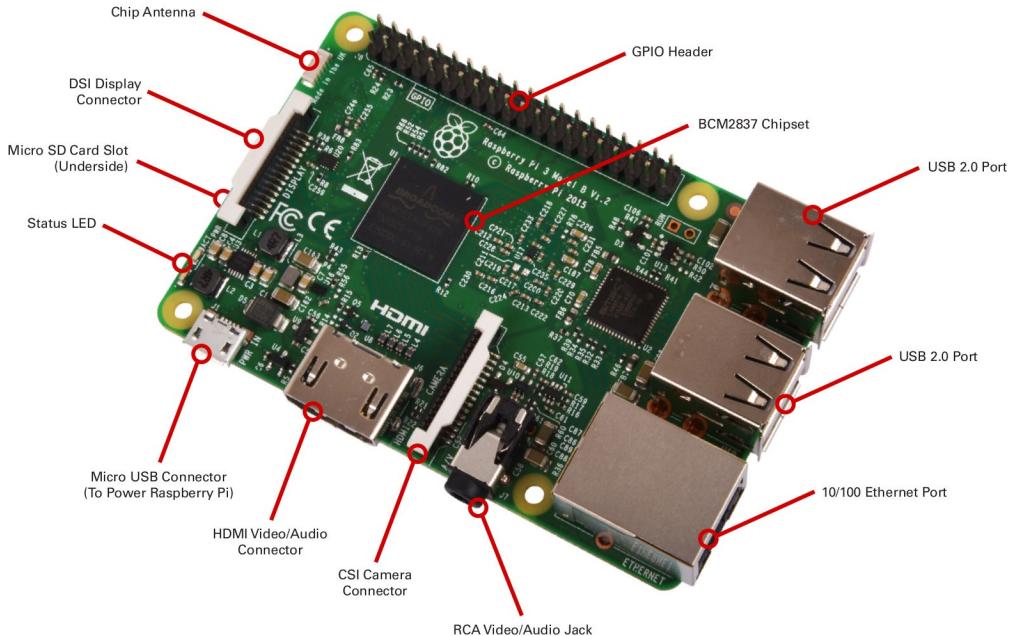


Abbildung 2.1: Raspberry Pi 3 © www.cnx-software.com

2.2 Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle mit ATxmega128

Das Mikrofon-Verstärker-Interface besteht aus einem Piezo-Ultraschallwandler-Mikrofon, einer Verstärkerstrecke mit vier Stufen und Eingangsbandpass, einem 12-Bit ADC, integriert in einen ATxmega128A1-AU Mikrocontroller von Atmel AVR und einer UART-Kommunikationsschnittstelle zum Raspberry Pi (siehe Abbildung 2.2). Für die Funktion des Verstärkers und des ADC des ATxmega128A1 sind die Übertragungsfunktion des Verstärkers, das Signal-Rausch-Verhältnis der Verstärkerstrecke und das Taktzittern oder *Jitter* des Abtastungstakts des ADC ausschlaggebend. Der Bandpass der Verstärkerstrecke zeigt in der Messung eine Bandbreite von ca. 31,85 kHz von 3,6 kHz bis 35,5 kHz und eine maximale Verstärkung von 93 dB (siehe Abbildung 2.3). Die Messung wurde mit der Export-Funktion eines Agilent Technologies InfiniiVision DSO-x 2024A Oszilloskop für die Werte der Tabelle 6.1 im AC-RMS Messmodus durchgeführt. Dabei wurden die Messwerte über 10 ms lang und 256 Messungen gemittelt. Die Übertragungsfunktion wurde nach Formel 4.2 berechnet. Sind keine weiteren Parameter angegeben, können diese in Tabelle 7.5 im Anhang nachgelesen werden.

2.2 Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle mit ATxmega128

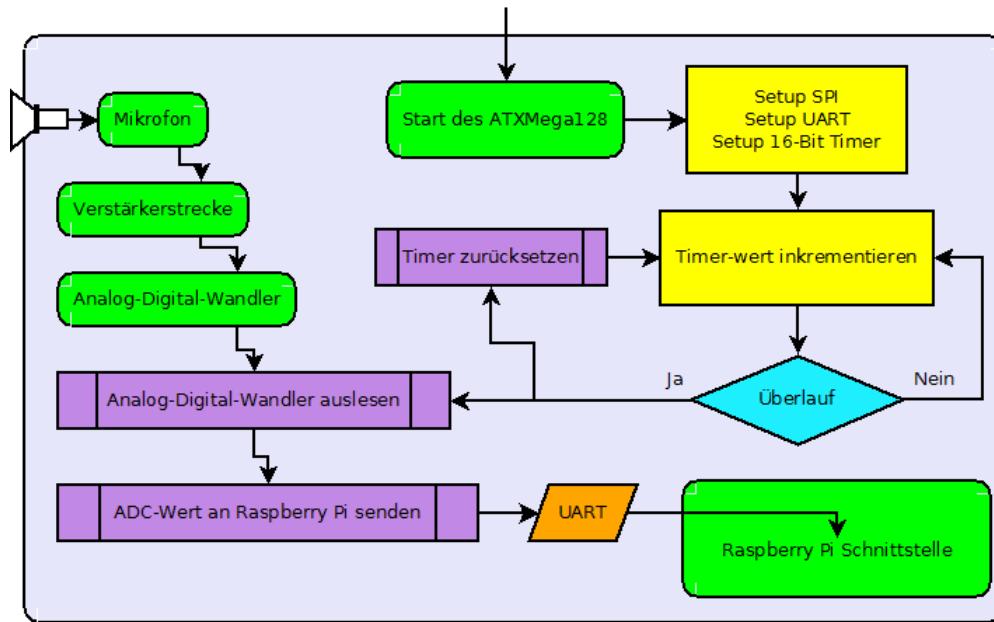


Abbildung 2.2: Flowchart der Funktion des Mikrocontrollers ATxmega128A1 in Verbindung mit dem Mikrofon, der Verstärkerstrecke und des integrierten ADC

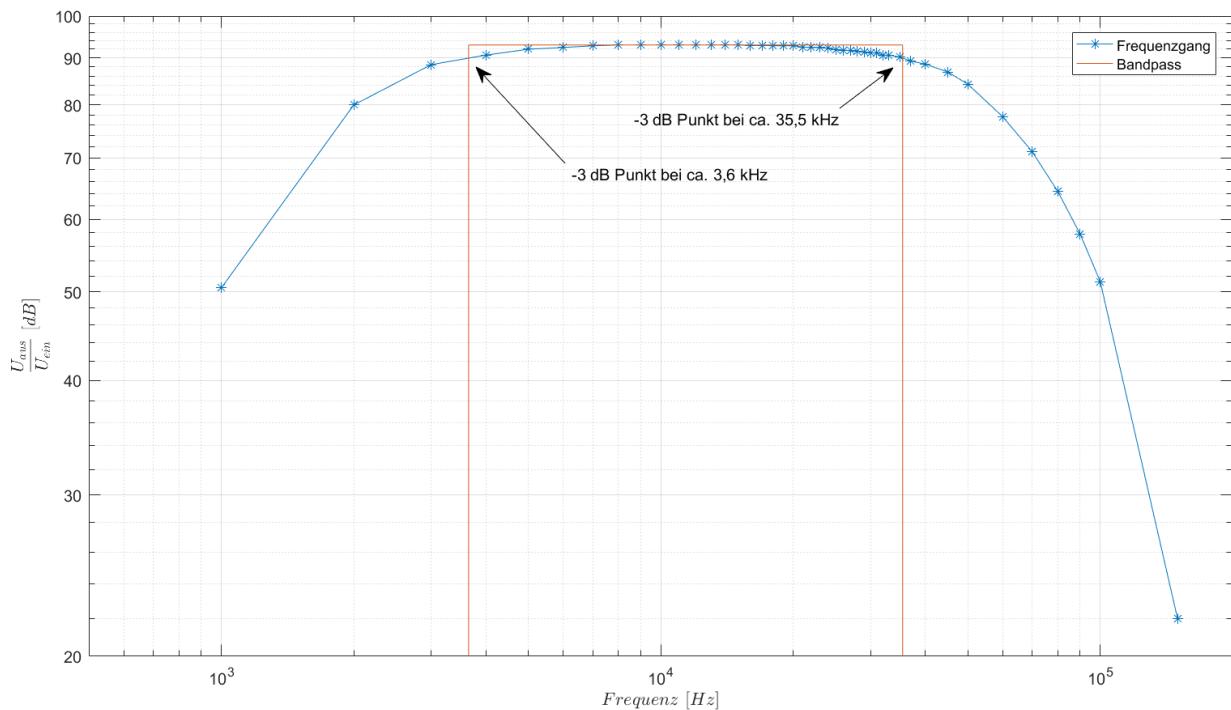


Abbildung 2.3: Übertragungsfunktionsmessdaten der Verstärkerstrecke und dem Bandpass. Die blauen Kreuze stellen die Messpunkte dar, die blauen Linien die Interpolation zwischen den Messpunkten. Der Bandpass ist als rotes Rechteck dargestellt und wird durch die -3 dB Punkte bei 3,6 kHz und 35,5 kHz begrenzt.

2 Stand der Technik

Die Systemrauschleistung der Verstärkerstrecke wurde ebenfalls mit dem Agilent Technologies InfiniiVision DSO-x 2024A Oszilloskop gemessen. Es wurde jeweils das Rauschen über 10 Sekunden aufgenommen und mit Hilfe des AC-RMS Modus des Oszilloskops die RMS-Leistung ermittelt. Um das Rauschen bei Signalverstärkung zu messen wurde ein bekanntes 20 kHz-Sinussignal mit dem Frequenzgenerator 33220A von Agilent erzeugt und am Mikrofoneingang angelegt. Das verstärkte Signal wurde am Verstärkerausgang vor dem ADC abgegriffen und ein ideales 20 kHz-Signal mit der *Math*-Funktion des Oszilloskops subtrahiert. Unter Zuhilfenahme von MATLAB von *The Mathworks Inc.* wurde mit Formel 4.1 und 4.4 das SNR berechnet.

Tabelle 2.1: SNR des ASSIST-Systems am Verstärkerausgang von Telocate GmbH.

AC-RMS	Ohne Mikrofon am Verstärkereingang [mV]	Mit Mikrofon am Verstärkereingang [mV]
Messspitze auf GND am Mikrofoneingang	$10,5 \pm 0,5$	$10,8 \pm 0,5$
Ohne Eingangssignal	$11,3 \pm 0,5$	39 ± 1
20 kHz Sinussignal	2305 ± 2	
SNR	46,14 dB	

Die Verstärkerstrecke weist ohne Signaleingang am Mikrofon eine Rauschleistung (RMS) von $11,3 \pm 0,5 \text{ mV}$ auf und ein Messsystemrauschen von $0,8 \pm 0,1 \text{ mV}$. Bei 20 kHz beträgt die Leistung 4,202 V. Die RMS-Leistung wurde mit dem Oszilloskop nach Formel 4.1 berechnet (siehe 4.1 Grundlagen). SNR wurde mit Formel 4.4 berechnet.

Genauer kann das Rauschverhalten der Verstärkerstrecke mit der Berechnung des Leistungsdichtespektrums analysiert werden. Dabei werden Signalrauschen über einen Frequenzbereich hinweg und Rauschen ohne Eingangssignal aufgenommen und mittels *FFT* in ihre Frequenzanteile zerlegt. Das Signal-Rausch-Verhältnis kann so mit Formel 4.3 berechnet werden. Die *FFT* basiert auf dem Cooley-Tukey-Algorithmus und wurde mit MATLAB von *The Mathworks Inc.* berechnet. Abbildung 2.4 zeigt ein Signal-Rausch-Verhältnis von 51 dB im Bereich der zu verstärkenden Frequenzen 18-22 kHz.

2.2 Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle mit ATxmega128

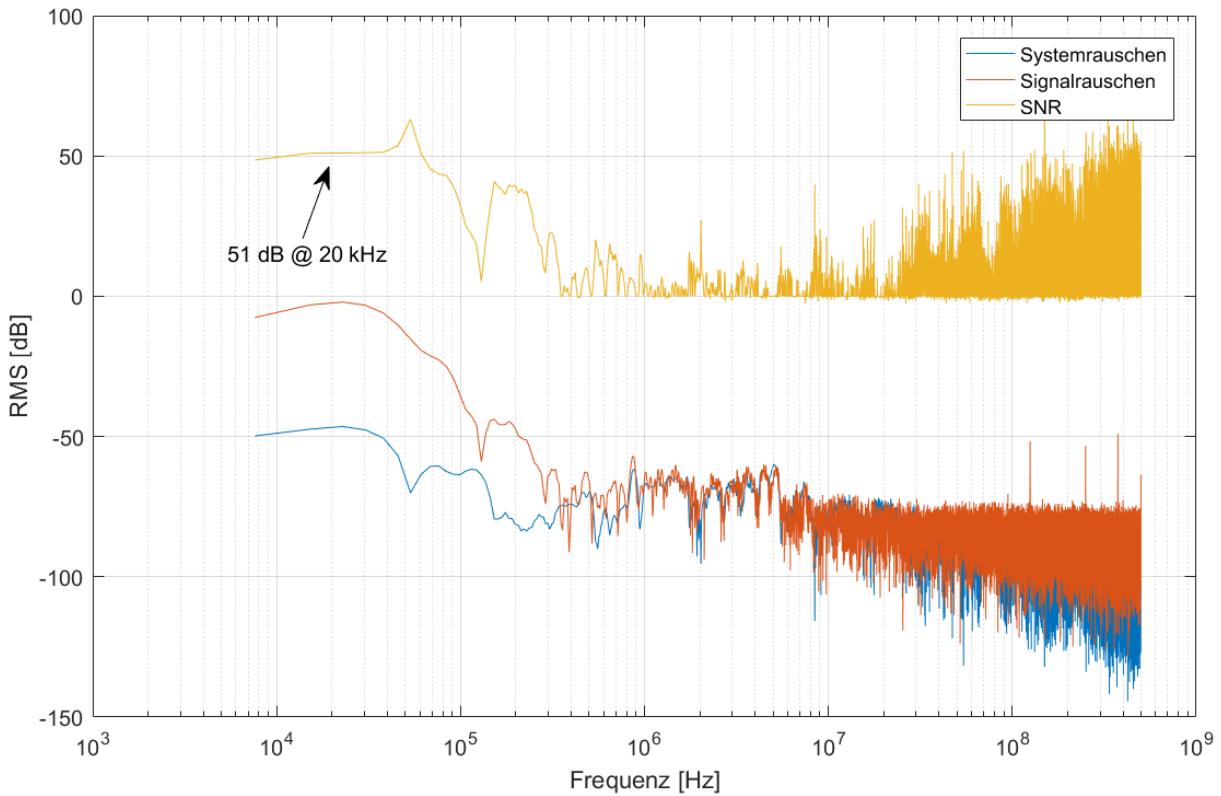


Abbildung 2.4: Leistungsdichtespektrum des Signal-Rausch-Verhältnisses der Verstärkerstrecke bei einem Eingangssignal von 20 mV zwischen 5 kHz und 500 MHz.

2.2.1 Taktzittern und totaler *Jitter* der Abtastrate des ATxmega128A1

Das Taktzittern der Abtastrate des ATxmega128A1 beeinflusst direkt die Qualität des konvertierten Audiosignals. Wird das Signal zu oft abgetastet verschiebt sich das Tonpektrum nach unten, wird zu langsam abgetastet verschiebt es sich nach oben. Das führt zu einer Verfälschung des Signals und daraus folgender falscher oder nicht-erfolgreicher Korrelation. Der totale *Jitter* wurde mit dem DSO-X 2024A Oszilloskop aufgenommen und über 1 ms bei 5 MSa/s exportiert. Das aufgenommene Zeitsignal wurde mittels FFT mit MATLAB in seine Frequenzanteile zerlegt, sodass die Einflüsse einzelner Quellen zugeordnet werden können.

In Abbildung 2.5 ist die FFT der *Jitter*-Messung dargestellt. Aus der Breite des Peaks von 454 Hz in halber Höhe lässt sich der totale *Jitter* mit Formel 4.5 berechnen zu $\pm 58 \text{ ns}$.

2 Stand der Technik

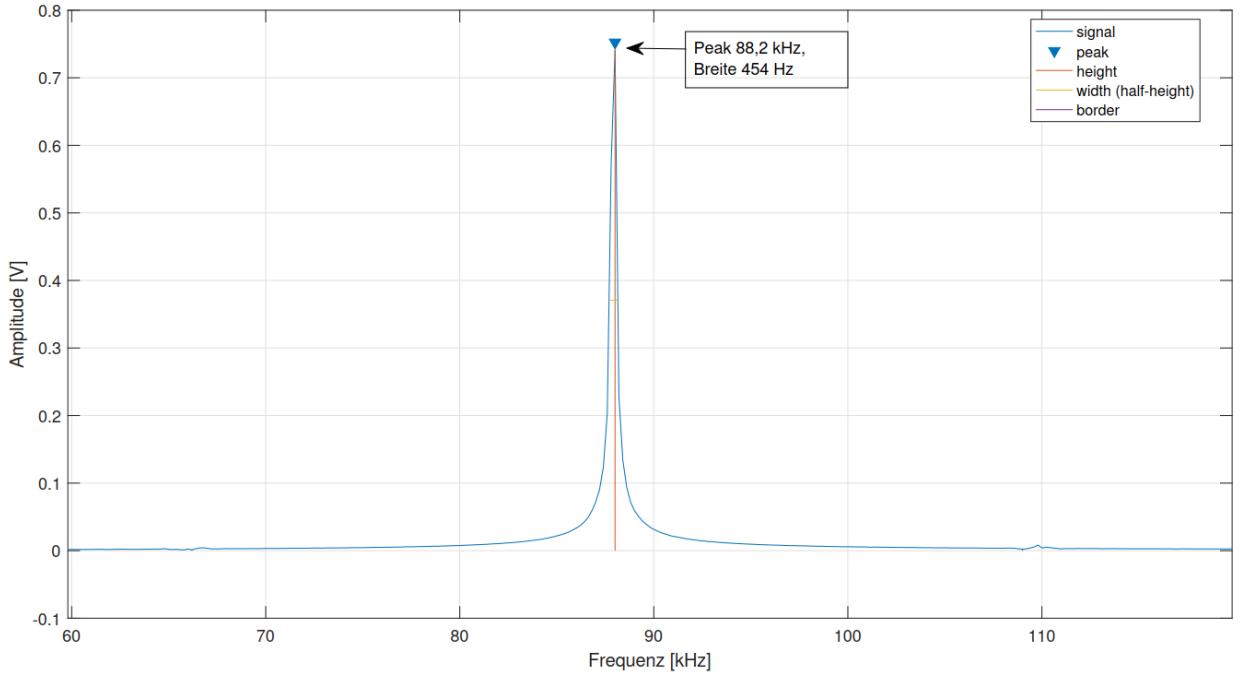


Abbildung 2.5: FFT des totalen *Jitter* der Abtastrate des ATxmega128A1. Die Breite des Peaks ist auf halber Höhe gemessen.

Eine Aufnahme am Oszilloskop mit Nachleuchtzeit des Signals zeigt jedoch, dass das Taktzittern lediglich durch drei diskrete Frequenzen erzeugt wird und nicht durch eine wie anhand der FFT-Daten vermuteten Verteilung. Diese Daten wurden ebenfalls exportiert und sind in Abbildung 2.6 dargestellt. Es ergibt sich nach Formel 4.5 ein Taktzittern von ca. $\pm 57 \text{ ns}$.

Dies zeigt, dass die halbe Breite des Peaks der FFT Taktzittern in diesem Fall gut wieder gibt.

2.3 Ultraschallwandler-Mikrofon

Die Firma Telocate GmbH benutzt für ihr ASSIST-Ortungssystem das SiSonic Mikrofon SPU0410LR5H-QB der Firma Knowles Electronics. Dieses zeichnet sich durch einen omnidirektionalen Empfangscharakteristik aus. Ferner zeigt das Mikrofon eine SNR von 63 dB, bei 94 dB 1 kHz Eingangssignal und verfügt über eine typische Sensitivität bei 1 kHz -38 dB. Die Ausgangsimpedanz beträgt 400Ω bei ebenfalls 1 kHz [7].

2.4 Charakterisierung Gesamtsystem

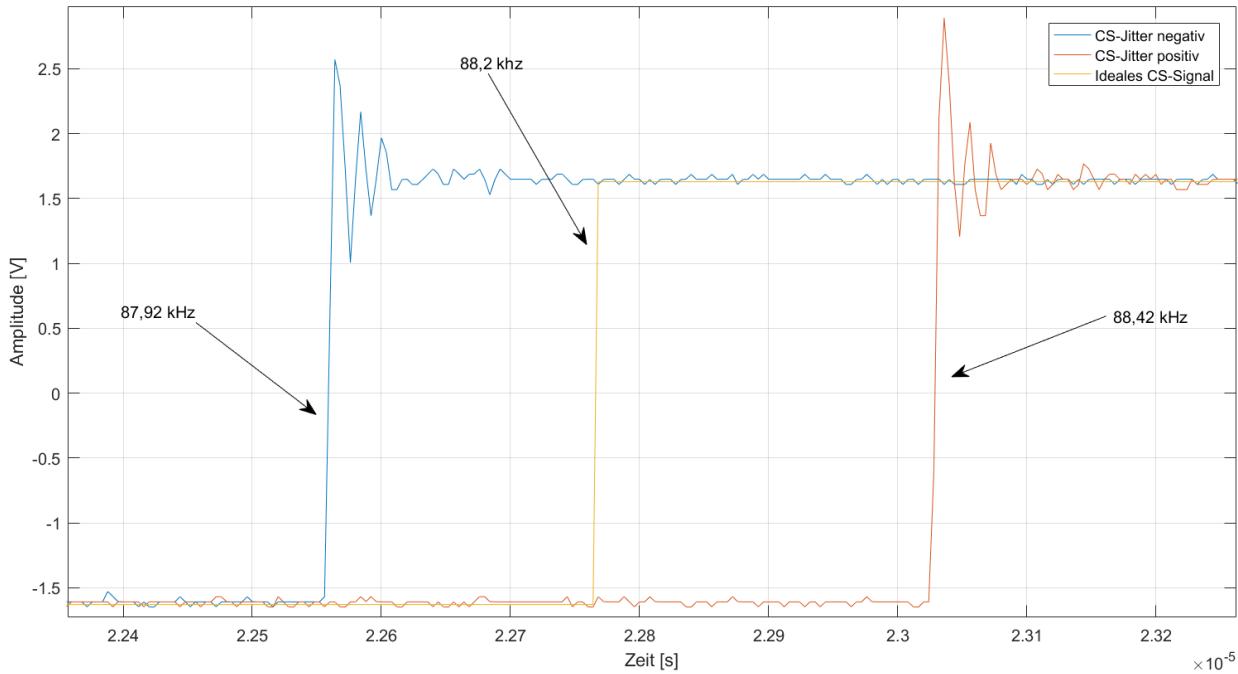


Abbildung 2.6: Taktzittern (*Jitter*) der Abtastrate des ADC gesteuert durch den Mikrocontroller ATxmega128A1.

2.4 Charakterisierung Gesamtsystem

Das Gesamtsystem kann mittels einer Sensitivitätsmessung charakterisiert werden. Insbesondere interessiert die maximale Reichweite des Systems, bei der gesendete (Smartphone) *Chirps* vom Empfänger noch erfolgreich empfangen und korreliert werden können. Als Referenzsender wurde ein HTC One M9 Smartphone verwendet, welches einen maximalen Leistungspegel von 106,7 dB bei 0,01 m Entfernung und ca. 20 kHz aufweist. Das ASSIST-System konnte bei einer Entfernung von 30 m in 30 s noch 2 von 100 gesendeten *Chirps* erfolgreich empfangen und als solche erkennen. Diese Messung wurde bei einer Außentemperatur von 18°C, 45% relative Luftfeuchtigkeit und Windgeschwindigkeit von 45 km/h orthogonal zur Messrichtung durchgeführt. Diese Ergebnisse werden nochmal ausführlich im Ergebnisteil 6.4 dargestellt und im Diskussionsteil 7.4 erläutert.

3 Zielstellung

Auch unter Wasser soll das Ortungssystem aus einem Sender am Taucher und mehreren Empfängern bestehen, die verbunden mit einem Server die Ortung des Tauchers übernehmen. Die Firma Telocate GmbH, die Firma Free Linked GmbH und die Albert-Ludwigs-Universität Freiburg haben ein solches System zur Unterwasserortung vorgeschlagen [8]. Zusätzlich zu dem bestehenden System von Telocate zur Ortung in Luft sollen die Ortungsdaten dem Taucher selbst zur Verfügung gestellt werden. Hierzu wird der Taucher mit einem weiteren Empfänger ausgestattet. Mit diesem können über modulierte *Chirps* die Positionsdaten empfangen werden.

Dieser Empfänger besteht zum Zeitpunkt der Zielstellung aus einer Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle und einer Raspberry Pi 3 CPU, baugleich dem Ortungssystem von Telocate GmbH. Als Ortungs- und Kommunikationsfrequenz sollen *Chirps* mit dem Spektrum 63 - 67 kHz verwendet werden. Für den Empfang stellt die Fa. Free Linked GmbH ein Piezo-Keramik-Mikrofon zur Verfügung.

Die Zielstellung dieser Arbeit beinhaltet die Adaption des vorhandenen Systems auf die Ortungs- und Kommunikationsfrequenz im Bereich von 62 - 67 kHz. Hierzu ist eine Anpassung des Bandpasses der Verstärkerstrecke nötig. Ferner muss das Programm des eingesetzten Mikrocontrollers verändert werden, um eine höhere Abtastrate zu ermöglichen. Ferner soll ein externer 14-Bit ADC mit einer höheren Abtastrate eingesetzt werden. Dies ist nötig, um bei einer zu erkennenden Frequenz von maximal 67 kHz dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem zu entsprechen.

Zusätzlich soll das System derart verkleinert werden, dass es bei gleicher Funktionalität vom Taucher leichter zu handhaben ist. Hier werden Maße von $65 \times 30 \times 5 \text{ mm}^3$ in Länge x Breite x Höhe angestrebt. Hierzu muss ein alternativer Mikrocontroller eingesetzt werden, der die gleiche Funktionalität und Leistung bietet. Das Programm des ausgewählten Mikrocontrollers muss entsprechend der neuen Anforderung angepasst werden.

Um die Empfangsqualität zu verbessern, also die Reichweite zu erhöhen, soll die Verstärkerstrecke angepasst und neu designt werden. Hierzu soll ein Operationsverstärker nach geringeren Rausch-Charakteristika ausgewählt und der Verstärkungs-Bandpass auf vier Stufen erweitert werden.

Als CPU soll ein Raspberry Pi Zero mit dem oben genannten verkleinerten Volumen

3 Zielstellung

eingesetzt werden und die eingesetzte Software zur Erkennung und Korrelation der *Chirps* angepasst werden. Sollte der Raspberry Pi Zero nicht ausreichend Rechenleistung zur Verfügung stellen können, soll das System auf ein Raspberry Pi 3 Compute Module angepasst werden. Hierzu ist das Design einer entsprechenden Stromversorgung, UART Schnittstelle zur Kommunikation mit dem Mikrocontroller und einer USB-Schnittstelle zur Verwaltung der Software mittels WLAN nötig.

Zusammenfassend soll das miniaturisierte System nach den Charakteristika Signal-Rausch-Verhältnis, Übertragungsfunktion, Leistungsdichespektrum des Rauschens und mögliche Reichweite analysiert werden.

4 Grundlagen

Root-Mean-Square wird zur Berechnung des Effektivwerts der Wechselspannung mit $f(t)$ als Eingangsfunktion der Spannung über die Zeit und $T_{1,2}$ als zeitliche Begrenzung des Messzeitraums verwendet.

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} [u(t)]^2} \quad (4.1)$$

Der Frequenzgang, auch Frequenzantwort, kann zur Berechnung der Übertragungsfunktion H in Abhängigkeit der komplexen Kreisfrequenz $j\omega$ mit $Y(j\omega)$ als Ausgangsamplitude und $X(j\omega)$ als Eingangsamplitude verwendet werden. Der kreisfrequenzabhängige Phasengang $B(\omega)$ wird als negativer Arkustangens des Verhältnisses von Realteil $N(\omega)$ und Imaginärteil $M(\omega)$ der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ berechnet.

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \hat{=} \frac{U_{ein}}{U_{aus}} \quad (4.2)$$

$$B(\omega) = -\arctan \frac{N(\omega)}{M(\omega)} \quad (4.3)$$

Das Signal-Rausch-Verhältnis beschreibt das Verhältnis zwischen Signalleistung P_{Signal} zur Rauschleistung $P_{Rauschen}$. Das SNR wird in dB angegeben, sodass $P_{Rauschen} = P_{Referenz}$. P ist in W angegeben, kürzt sich in der dB-Darstellung jedoch heraus. Ist $P_{Referenz} = 1 \text{ mW}$ wird der Leistungspegel in dBm angegeben.

$$SNR = \frac{P_{Signal}}{P_{Rauschen}} \text{ mit } P_{Signal,dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{Signal}}{P_{Referenz}} \right) \quad (4.4)$$

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R} \text{ mit } U = R \cdot I \quad (4.5)$$

Das Taktzittern berechnet sich mit den Daten einer FFT aus der Peakbreite bei halber Höhe des Peaks. Die entsprechenden Frequenzen $f_{Peakbreite}$ und f_{Peak} der Peakmitte sind in Hertz angegeben.

$$Totaler Jitter = \frac{1}{f_{Peak} - \frac{f_{Peakbreite}}{2}} - \frac{1}{f_{Peak} + \frac{f_{Peakbreite}}{2}} \quad (4.6)$$

4 Grundlagen

Zur Berechnung der Ausbreitung einer Punktschallquelle wird die Kugelfläche A benötigt, die sich aus $\pi \approx 3,141592654$ und dem Radius r der Kugel berechnet. Der Radius ist in m angegeben.

$$A_{Kugel} = 4\pi r^2 \quad (4.7)$$

Die longitudinale Schallgeschwindigkeit in idealen Gasen oder in Flüssigkeiten berechnet sich wie folgt, wobei κ der Adiabatenexponent, p der Luftdruck, ρ die Dichte und K das Kompressionsmodul eines Mediums darstellt. κ ist ohne Einheit, p wird in N/m^2 , ρ in kg/m^3 und K in N/m^2 dargestellt.

$$c_{ideales\ Gas} = \sqrt{\kappa \frac{p}{\rho}} \quad (4.8)$$

$$c_{Luft} = 344 \frac{m}{s} \quad (4.9)$$

$$c_{Flüssigkeit} = \sqrt{\frac{K}{\rho}} \quad (4.10)$$

$$c_{Wasser\ bei\ 0°C} \approx 1500 \frac{m}{s} \quad (4.11)$$

Die Intensität einer Schallquelle I wird in Abhängigkeit des Schalldrucks P_{Schall} berechnet. Der Schallintensitätspegel L berechnet sich über das Verhältnis der Schallintensitäten. Ist I_0 eine Referenzschallquellenentfernung kann der Schallintensitätspegel rein über die Kugelradien r berechnet werden.

$$I = \frac{P_{Schall}}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (4.12)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{r_1}{r_2} \quad (4.13)$$

$$L = 10 \cdot \log \left(\frac{I}{I_0} \right) dB = 20 \cdot \log \left(\frac{r}{r_0} \right) dB \quad (4.14)$$

Die Schalldruckwelle einer Punktschallquelle vergrößert sich proportional zu der Fläche der Schalldruckkugel und so proportional zu r^2 . So verringert sich der Schalldruckpegel und auch die Schallintensität mit der Entfernung. Eine doppelte Entfernung ergibt ein Viertel der Schallintensität.

$$L_2 = L_1 - 20 \cdot \log \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \quad (4.15)$$

Schall wird durch die Effekte innere Reibung, Wärmeleitung und molekulare Absorption gedämpft. Diese Effekte sind hier in D_s zusammengefasst, die mit μ in der Entfernung x berechnet wird. Die Variable μ ist der Dämpfungskoeffizient, der durch die Schallgeschwindigkeit im Medium c_{Medium} , die Übertragungsfrequenz ω und die dynamische Viskosität des Mediums η bestimmt wird. Auf Grund der Komplexität der Bestimmung dieser Variablen wurde zur Berechnung der Dämpfung in Luft auf die Arbeit von Dipl.-Ing. Eberhard Sengpiel [9] zurückgegriffen.

$$L_{Immissionsort} = L_{Emissionsort} - D_s \quad (4.16)$$

$$D_s = L_0 \cdot \exp^{-\mu \cdot x} \quad (4.17)$$

$$\mu = 2 \cdot \eta \cdot \frac{\omega}{c_{Medium}} \quad (4.18)$$

Aus der *Slew Rate* ergibt sich die maximale Frequenz f_{max} die ein Verstärker verzerrungsfrei verstärken kann, um eine Amplitude von U_{pp} zu erreichen. Darüber hinaus sinkt die Verstärkung stark ab. Die *Slew Rate* ist in $V/\mu s$ angegeben und beschreibt die maximale Steigung, der der Verstärker folgen kann.

$$f_{max} = \frac{SlewRate}{2 \cdot \pi \cdot U_{pp}} \quad (4.19)$$

Zur Berechnung der -3 dB-Punkte, auch Grenzfrequenz $f_{Grenzfrequenz}$ genannt, eines Bandpasses kann folgende Formel verwendet werden. R beschreibt den Widerstandswert in Ω , C die Kapazität in F .

$$f_{Grenzfrequenz} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (4.20)$$

Wird ein ADC eingesetzt, kann anhand der Auflösung in Bit b und einer Zielfrequenz f_0 berechnet werden wie groß der *Jitter* maximal sein darf, ohne dass es zum Verlust von effektiver Auflösung des ADC (ENOBs) kommt.

$$\Delta t = \frac{1}{2^b \cdot \pi \cdot f_0} \quad (4.21)$$

5 Durchgeführte Entwicklungsschritte

In diesem Kapitel werden die Entwicklungsschritte eingehend betrachtet, die im Rahmen der Bachelorthesis durchgeführt wurden. A priori hat sich der Raspberry Pi Zero als unzureichende Plattform für die Ausführung der nötigen FFTs erwiesen. Als leistungsstärkere Alternative wurde das Raspberry Pi Compute Module 3 untersucht und mit in die Platinendesignüberlegungen einbezogen. Abschließend musste die Software des ausgewählten Mikrocontrollers an die neuen Begebenheiten angepasst werden.

5.1 Voruntersuchungen

Die Software zur Berechnung der Korrelation empfangener *Chirps* wurde von Telocate GmbH auf einem Raspberry Pi 3 Version 1.2 erfolgreich eingesetzt. Dieser Rechner verfügt über eine ARMv8A 64-Bit Architektur mit einem Vier-Kern ARM Cortex-A53 Chip, der mit 900 MHz Systemtakt betrieben werden kann.

Der zur Miniaturisierung angedachte Raspberry Pi Zero Version 1.3 verfügt über einen Ein-Kern ARM1176JZF-S Chip, der mit 1 GHz betrieben werden kann und mit einer 32-Bit ARMv6Z Architektur arbeitet [10].

Die Portierung der Korrelationssoftware erwies sich als nicht erfolgreich. Eine Überprüfung der CPU-Auslastung wurde bei einer Audio-Abtastrate von 88,2 kHz des internen ADC des ATxmega128A1 der Platine von Telocate GmbH durchgeführt. Hierbei ergab sich beim Raspberry Pi 3 eine Auslastung von über 70% bei zwei Kernen, die verbleibenden zwei Kerne wiesen eine Belastung von unter 3% auf. Der Raspberry Pi Zero zeigte eine Auslastung von 98-100%, wobei der Puffer der UART-Schnittstelle einen Überlauf anzeigte. Das heißt, die Daten im Puffer der UART-Schnittstelle konnten nicht schnell genug verarbeitet werden. Die Überprüfung wurde mit dem Linux-Kommandozeilenbefehl *top* durchgeführt, welches für jeden Prozess CPU-Belastung und verwendete Speichergröße auflistet. Die Speicherbelegung war hier nicht das beschränkende Leistungsmerkmal.

Aus diesem Ergebnis heraus fiel die Wahl der Rechnerplattform auf ein Raspberry Pi 3 Compute Module (CM3) mit einer ARMv8-A 64-Bit Architektur mit vier Kernen, die mit

5 Durchgeführte Entwicklungsschritte

1,2 GHz betrieben werden können. Nachteil dieses Moduls ist, dass die Stromversorgung und jegliche Schnittstellen, wie hier die USB-Schnittstelle, ebenfalls entwickelt werden muss.

5.2 Miniaturisierung und Design der Sensor-Platine

Gemäß der Zielstellung wurde eingangs eine Platinengröße von $65 \times 30 \times 5 \text{ mm}^3$ in Länge x Breite x Höhe vorgegeben. Diese Platine sollte den Mikrofoneingang, einen Quad-OPV als Verstärkerstrecke, DC/DC Spannungswandler, einen externen ADC mit Referenzspannungsregler, den ATxmega16E5 und einen externen Oszillator aufnehmen. Auf Grund der negativen Ergebnisse bezüglich der Leistung des Raspberry Pi Zero musste diese Platine erweitert werden. Wie bereits in Betracht gezogen, wurde folgerichtig das Design geändert, um die SO-DIMM-DDR2 Stecksschnittstelle des Compute Module 3 aufnehmen zu können. Die Platinengröße wurde auf $65 \times 40 \times 5 \text{ mm}^3$ in Länge x Breite x Höhe erweitert, um neben dem Steckplatz auch die nun nötige Spannungsregelung und USB-Schnittstelle aufnehmen zu können.

Als OPV wurde ein *rail-to-rail* CMOS Quad-OPV OPA1652 *SoundplusTM* von Texas Instruments eingesetzt. Dieser zeichnet sich durch geringes Rauschen von $4,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 10 kHz , lineare Verstärkung mit einer Bandbreite von 1 Hz bis 500 kHz und einer *Slew Rate* von $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ aus [11]. Der zuvor verwendete OPV TS914 von STMicroelectronics weist Rauschen von $30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 1 kHz , lineare Verstärkung von 1 Hz bis 2 kHz und einer *Slew Rate* von $1 \text{ V}/\mu\text{s}$ auf [12]. Rauschen wirkt sich negativ auf die Signalqualität, genauer gesagt SNR, aus und verringert die *Chirp*-Erkennungssensitivität. Ist die Verstärkung des Eingangssignals nicht linear im Bereich der erwarteten Frequenzen leidet die Korrelation des gemessenen Audiosignals mit dem Referenzsignal, da das gemessene Signal im Gegensatz zum Referenzsignal fallende Amplituden aufweist. Die *Slew Rate* beeinflusst die Reaktionsfähigkeit des Verstärkungssystems auf schnelle Amplitudenwechsel und begrenzt die maximal mögliche Verstärkungsamplitude bezüglich einer maximalen Frequenz. Soll die Platine bei der Verstärkung von 65 kHz eingesetzt werden, muss der OPV mindestens eine *Slew Rate* von $4,08 \text{ V}/\mu\text{s}$ aufweisen bei einer OPV-Versorgungsspannung von $\pm 5 \text{ V} \hat{=} U_{pp} = 10 \text{ V}$ (Formel 4.20). So scheidet der OPV TS914, der im Originaldesign von Telocate GmbH eingesetzt wurde, aus.

5.2 Miniaturisierung und Design der Sensor-Platine

Das Datenblatt des OPV OPA1654 zeigt ebenfalls, dass höhere Versorgungsspannungen zu geringerem Eigenrauschen des Verstärkers führen können. Aus diesem Grund wurde der DC-DC-Spannungswandler CRVD0512SC von Murata Power Solutions gewählt, der eine Spannungsversorgung für den OPV von $\pm 12 \text{ V}$ ermöglicht und eine Restwelligkeit von maximal $8 \text{ mV} = U_{pp}$ aufweist [13]. Der zuvor eingesetzte DC-DC-Spannungswandler TMH0505D von Traco Power wandelt $+5 \text{ V}$ Eingangsspannung lediglich in $\pm 5 \text{ V}$ Ausgangsspannung um bei einer Restwelligkeit von $75 \text{ mV} = U_{pp}$. Der Einsatz des CRVD0512SC von Murata senkt so nochmal das Eigenrauschen des Verstärkungssystems.

Für die Analog-Digital-Wandlung wurde der 16-Bit ADC ADS8326 von Texas Instruments ausgewählt, der eine Abtastrate von 250 kHz zulässt, gemäß dem Abtast-Theorem von Nyquist ausreichend für bis zu 125 kHz Eingangssignal. Der ADC kommuniziert über SPI mit einer SCL von bis zu 6 MBit/s und kann gewandelte Signale auf bis zu 5 V referenzieren, bei einem Eigenrauschen von unter 3 LSB_{pp} [14]. Das entspricht bei einer Referenzspannung von 5 V einem Rauschen von $\frac{5 \text{ V}}{2^{16} \text{ Bit}} \cdot 3 \text{ LSB} = 0,228 \text{ mV}$. Im Datenblatt des ATxmega128A1 bezüglich des internen 12-Bit ADC wird keine Angabe zum Rauschen gemacht. Es muss davon ausgegangen werden, dass ein dediziertes Bauteil eine bessere SNR aufweist, weswegen die Wahl auf einen externen ADC fiel.

Im Originaldesign von Telocate GmbH wurde eine Referenzspannung für den ADC mit einer Ausgangsspannung von $2,5 \text{ V}$ eingesetzt. Um den Dynamikbereich des ADC der höheren Verstärkung der Verstärkerstrecke anzupassen, wurde eine Referenzspannung von 5 V gewählt. Mit der Erhöhung des Dynamikbereichs mussten *Level-Shifter* eingesetzt werden, um die Ausgangsspannung der Datenleitung des ADC von 5 V auf die Eingangsspannung des ATxmega16E5 $3,3 \text{ V}$ anzupassen. Um den ADC mittels des ATxmega16E5 zu betreiben, mussten die Steuersignale SCL und MOSI von $3,3 \text{ V}$ auf 5 V angepasst werden. Als *Level-Shifter* wurden ein *Dual Channel* 74LVCH2T45DC von NXP und ein *Single Channel* 74LVC1T45 von NXP eingesetzt [15].

Der ATxmega128A1 wurde durch den ATxmega16E5 ausgetauscht, da diese die gleichen Leistungsmerkmale besitzen bezüglich Kommunikationsschnittstellen UART, SPI und möglicher Taktfrequenz von 32 MHz [16, 17], der ATxmega16E5 aber nur ein Drittel der Größe aufweist.

Der externe 16-MHz Oszillator FXO-HC53 von XpressO Fox Japan wurde vom Design von Telocate GmbH ohne Änderung übernommen [18].

5 Durchgeführte Entwicklungsschritte

Nach der Auswahl der Hauptbauteile wurde die Verstärkerstrecke designt und mit dem Simulationsprogramm TINA-Ti von Texas Instruments simuliert. Die Werte der eingesetzten passiven Bauteile für einen Bandpass mit Mittelfrequenz von 20 kHz, Bandbreite von 10 kHz und einer Spannungsanpassung von ± 12 V auf $2,5 \pm 2,5$ V am letzten Verstärkerteil sind in Abbildung 5.1 dargestellt. Dabei wurde für den OPV OPA1654 eine Spannungsversorgung von +12 V und -12 V simuliert. VM1 bis VM4 stellen die Messpunkte nach den einzelnen Verstärkerteilen dar. Die AC-Frequenzanalysesimulation der Schaltung ist in Abbildung 5.2 zu sehen. Mit diesen Simulationsergebnissen wurde die Platine mit dem

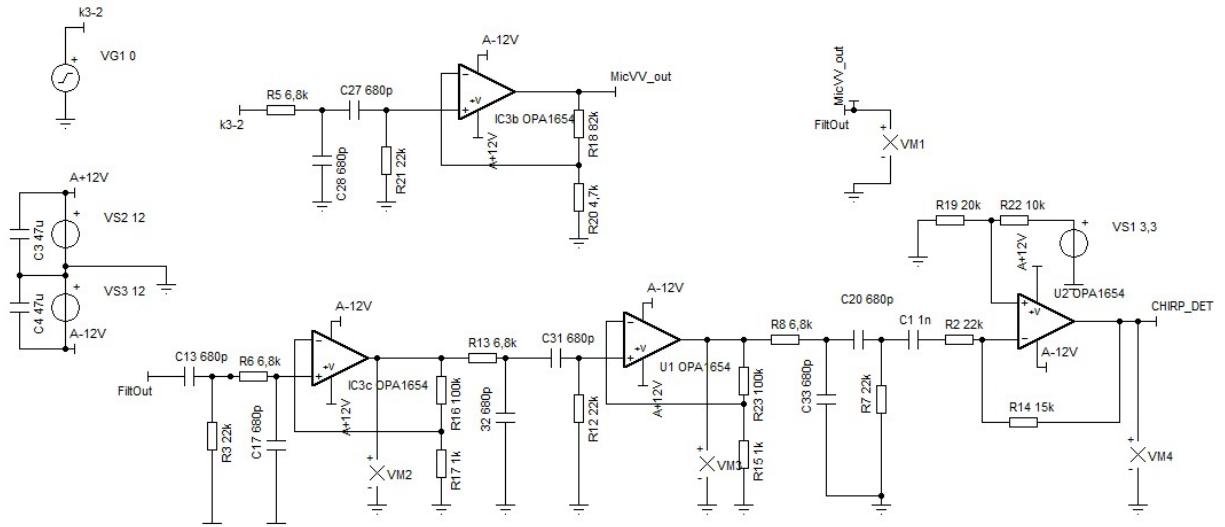


Abbildung 5.1: Schaltplan der simulierten Verstärkerstrecke mit dem OPV OPA1654 von Texas Instruments. Die Simulation wurde mit TINA-Ti von Texas Instruments durchgeführt.

Programm TARGET3001! von Ing.Büro FRIEDRICH erstellt. Der designte Schaltplan mit den oben genannten aktiven Bauteilen und den Bauteilwerten der passiven Bauteile sind im Schaltplan Abbildung 5.3 und 5.4 dargestellt. Beim Design der Sensor-Platine wurde insbesondere auf die Trennung von analogem und digitalem Teil geachtet. Ferner wurden an allen spannungskritischen Bauteilen Entkopplungs- und Pufferkapazitäten eingesetzt.

5.3 Anpassung der Mikrocontrollersoftware

Durch die Verwendung des ATxmega16E5 Mikrocontrollers musste die vorhandene Software der Firma Telocate GmbH für den ATxmega128A1 angepasst werden. Im Gegensatz zur Verwendung eines Timers zur Wahrung der Äquidistanz der Abtastrate des ADC (siehe Flowchart Abbildung 2.2) wurde die Kommunikation in die *Main{}-Funktion* des Mikrocontrollers eingefügt. Wird ein *Timer-Overflow-Interrupt* verwendet, muss der *Program Counter* des Programmcodes der *Main-Funktion* auf den *Stack* gelegt werden und nach Durchführung der *Interrupt Service Routine* wieder vom *Stack* heruntergeholt werden. Dieser Vorgang sichert die Äquidistanz, kostet jedoch mindestens acht Taktzyklen. Drei Taktzyklen für den JUMP-Sprungbefehl in die *Internet Service Routine*, ein Taktzyklus für den PUSH-Stackbefehl und vier Taktzyklen für den RETI-Rücksprungbefehl aus ihr heraus. Soll der ADC mit 250 kSps betrieben werden, fallen diese extra Taktzyklen ins Gewicht. Ferner wurden die Algorithmen zur Konvertierung und Identifizierung der Byte-Pakete vom ADC effizienter programmiert. Das erste Byte jedes 16-Bit Pakets soll eine 1 am MSB tragen, das zweite Byte jeweils eine 0 am MSB. Dies wurde im Programm von Telocate GmbH wie folgt gelöst:

$$sample = ((\text{uint16_t})rx_byte1 \ll 14); \quad (5.1)$$

$$sample| = ((\text{uint16_t})rx_byte2 \ll 6); \quad (5.2)$$

$$sample| = (rx_byte3 \gg 2); \quad (5.3)$$

Dabei stellen die Variablen *rx_byte1*, *rx_byte2* und *rx_byte3* die vom ADC empfangenen Bytes und die Variable *sample* die zu sendenden zwei Bytes dar. Diese Form der Umrechnung kostet 25 Taktzyklen, da jede Zuordnung einen Takt kostet und jede *Shift*-Operation um eine Stelle einen Takt. Die *Cast*-Operation ist nicht mit berücksichtigt, da die Kosten für diese Operation nicht eindeutig aus dem Manual des ATxmega128A1 oder ATxmega16E5 hervorgehen. Der entwickelte äquivalente Code kostet nur neun Taktzyklen, da jede Multiplikation nur zwei Taktzyklen kostet und eine Addition einen Taktzyklus [16, 17].

$$sample = ((rx_byte1 * 16384) + (rx_byte2 * 64) + (rx_byte3 \gg 2)); \quad (5.4)$$

Der originäre Mikrocontrollersoftware mit Einsatz eines Timers kann auf dem ATxmega128A1 eine Abtastrate von maximal ca. 100 kHz realisieren. Diese Abtastrate ist für

5 Durchgeführte Entwicklungsschritte

die Wandlung von 20 kHz Signalen ausreichend. Für Signale um 65 kHz, wie sie zur Ortung unter Wasser eingesetzt werden sollen, verstößt die Abtastrate gegen das Nyquist-Shannon-Theorem, sodass die Signale nicht korrekt analog-digital umgewandelt werden können. Der hier entwickelte Code steigert die Abtastrate auf 136 kHz, welcher für die Analog-Digital-Wandlung von bis zu 68 kHz gerade ausreichend ist. Das Flussdiagramm des entwickelten Codes ist in Abbildung 5.5 zu sehen.

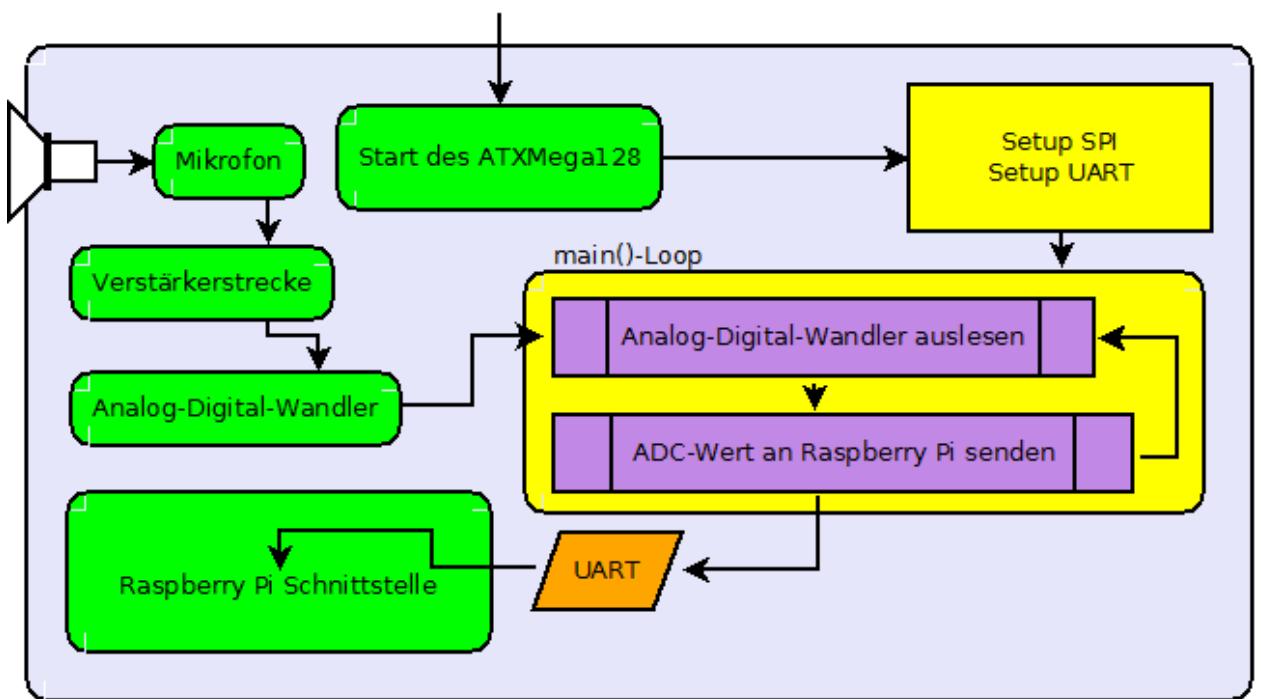


Abbildung 5.5: Flussdiagramm der entwickelten Mikrocontrollersoftware für eine Abtastrate bis zu 136 kHz.

5.4 Methoden und Materialien

Dieses Kapitel beschreibt die Methoden zur Messung der Schaltungs- und Piezo-Keramik-Charakteristika, die in dieser Arbeit durchgeführt worden sind.

5.4.1 Messung Signal-Rausch-Verhältnis

Das Signal-Rausch-Verhältnis wurde ohne Eingangssignal mit dem Agilent Technologies InfiniiVision DSO-x 2024A Oszilloskop mit der AC-RMS-Messfunktion im AC-Kopplungsmodus gemessen. Die eingesetzten Messspitzen von Agilent weisen ein Dämpfungsverhältnis von 1:10 auf. Dabei wurde das Rausch-Signal über 10 s aufgenommen und gemäß Formel 4.1 integriert. Mit Eingangssignal wurde aus dem aufgenommenen Signal mittels FFT eine Leistungsdichtespektrum erstellt. Anschließend wurde das Rausch-Signal vom Eingangssignal subtrahiert und so gemäß Formel 4.4 das Signal-Rausch-Verhältnis in Abhängigkeit der Frequenz berechnet. Die Messungen der SNR-Messwerte wurden am Mikrofon-Eingang 2 von K3 und am ADC-Eingang 2 (+IN) durchgeführt (siehe Schaltplan Seite 1/2 Abbildung 5.3). Die eingestellten Parameter des Oszilloskops sind in Tabelle 5.1 aufgelistet und stimmen soweit nicht anders angegeben für alle Messungen überein.

Tabelle 5.1: Parameter des Oszilloskops Agilent Technologies InfiniiVision DSO-x 2024A, falls nicht anders angegeben

ANALOG	Ch 1 Scale 500mV/, Pos 1.57500V, Coup AC, BW Limit Off, Inv Off, Imp 1M Ohm Probe 10.0000 : 1, Skew 0.0s
TRIGGER	Sweep Mode Auto, Coup DC, Noise Rej Off, HF Rej Off, Holdoff 40.0ns Mode Edge, Source Ch 1, Slope Rising, Level 1.51475V
HORIZONTAL	Mode Normal, Ref Center, Main Scale 50.00ns/, Main Delay 0.0s
ACQUISITION	Mode Normal, Realtime On, Vectors On, Persistence Off
MATH	FFT(Ch1), Span 500MHz, Center 250.0MHz, Window Hanning, Scale 50dB/, Offset 0.0dBV

5.4.2 Messung Übertragungsfunktion

Die Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ der Verstärkerstrecke wurde durch Anlegen eines bekannten Sinus-Signals $X(j\omega)$ mit ausgewählten Frequenzen und gleicher Amplitude am Eingang durchgeführt. Das Ausgangssignal $Y(j\omega)$ wurde über 256 RMS-Messungen bei einer Millisekunde pro Messung gemittelt. Die Übertragungsfunktion wurde mittels Formel 4.2 berechnet. Die Messungen der Übertragungsfunktion wurden am Mikrofon-Eingang 2 von K3 und am ADC-Eingang 2 (+IN) durchgeführt (siehe Schaltplan Seite 1/2 Abbildung 5.3).

5 Durchgeführte Entwicklungsschritte

5.4.3 Messung Taktzittern, Totaler Jitter und Latenz

Das Taktzittern wurde ebenfalls mit dem Agilent Technologies InfiniiVision DSO-x 2024A Oszilloskop gemessen. Dabei wurde eine FFT vom SCL Signal am Ausgang des ATxmega128A1 und ATxmega16E5 durchgeführt. An der Breite auf halber Höhe der Spitze um den Takt ohne Zittern kann der totale *Jitter* abgelesen werden. Dabei setzt sich der totale *Jitter* aus systematischen Verzögerungen durch Systemaufbau und zufälligem Taktzittern durch äußere Einflüsse zusammen.

Die Latenz beschreibt hier die Verzögerung zwischen CS-Signal des ATxmega Mikrocontrollers zur Einleitung einer Analog-Digital-Wandlung und Eingang der UART-Schnittstelle vom Raspberry Pi 3 oder CM3. Die Latenz wurde mit einem Logic-Analyzer Logic 8 von Saleae, Inc. bei 100 MSps gemessen. Die Messung des *Jitter* wurde am CS-Ausgang 12 und am UART-Ausgang 13 des ATxmega16E5 durchgeführt (siehe Schaltplan Seite 1/2 Abbildung 5.3).

5.4.4 Reichweitenmessung und Sensitivitätsmessung

Als Makromarker für die Sensitivität des entwickelten Systems kann die Entfernung gemessen werden, bei der noch erfolgreiche Korrelationen möglich sind bei bestimmter Schallleistung einer Quelle. In diesem Fall wurde ein HTC Smartphone verwendet, welches eine Schallleistung von $L_{HTC} = 106 \text{ dB}$ im Abstand von 1 cm erzeugen kann. Die Schallleistung wurde ermittelt, indem zwei Referenzquellen mit $L_{Ref_1} = 90 \text{ dB}$, $L_{Ref_2} = 110 \text{ dB}$ und das HTC in voller Lautstärke in einer Schallisoliationsbox bei 20 kHz mit einem ICON DS666 Mikrofon aufgenommen wurden. Die aufgenommenen Pegel ließen sich über einen Dreisatz in Beziehung setzen und die Ausgangsschallintensität berechnen.

Mit bekannter Audiosendeleistung der Quelle konnte die Sensitivität der Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle ermittelt werden. Das Smartphone sendete in regelmäßigen Abständen von 300 ms *Chirps* von 18 kHz bis 22 kHz für jeweils 36 Sekunden, sodass maximal 120 *Chirps* übertragen werden konnten. Die zu vergleichenden Empfängersysteme wurden in Abständen von 10, 20, 30, 40 und 50 m für 30 s mit dem Sender beschallt und die vom Raspberry Pi aufgenommene Anzahl von erfolgreichen *Chirps* gezählt (siehe Messaufbau Abbildung 5.6). Diese Messungen wurden bei einer Außentemperatur von 18°C , 45% relative Luftfeuchtigkeit und Windgeschwindigkeit von 45 km/h orthogonal zur Messrichtung, durchgeführt. Hieraus kann mit Formel 4.16 und 4.17 die theoretische Sensitivität und

5.4 Methoden und Materialien

die Robustheit der Systeme im Vergleich zur Anzahl der erfolgreich korrelierten *Chirps* berechnet werden.

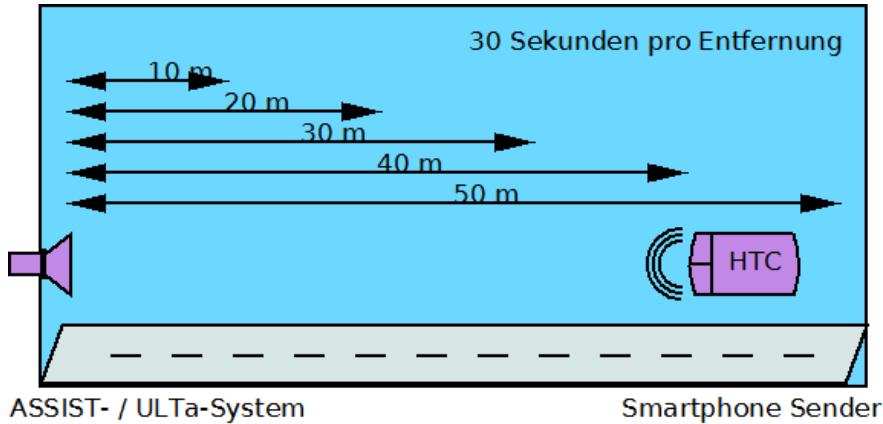


Abbildung 5.6: Messaufbau der Reichweitenmessung des Messsystems ASSIST von Telocate GmbH und hier entwickeltes System ULTa.

5.4.5 Messung S_{11} und S_{21} der eingesetzten Schallkapseln

Die Piezo-Keramik-Kapsel für die Unterwasserkommunikation wurde mit einem SDR-Kit DG8SAQ Vector Network Analyzer von Rosenberger HochFrequenz GmbH vermessen. Dabei wurde die Absorption der Kapsel in Abhängigkeit der Frequenz (S_{11}) und die Transmission in Abhängigkeit der Frequenz (S_{21}) gemessen. Bei der Transmission wurde sowohl als Sender, wie auch als Empfänger eine Ultraschallwandlerkapsel von Free Linked GmbH eingesetzt. Die Messungen wurden sowohl in Wasser als auch in Luft durchgeführt.

5.4.6 Reflow-Löten

Die Bestückung der Platinen wurde im Reflow-Verfahren durchgeführt. Das Temperaturprogramm kann in Tabelle 7.4 im Anhang eingesehen werden.

5.4.7 Herstellung der designten Platinen

Die Platinen wurden von Beta LAYOUT GmbH hergestellt.

5 Durchgeführte Entwicklungsschritte

5.4.8 Verwendete Bauteile

Die verwendeten Bauteile und integrierte Schaltungen sind im Anhang in Tabelle 7.2 aufgelistet.

5.4 Methoden und Materialien

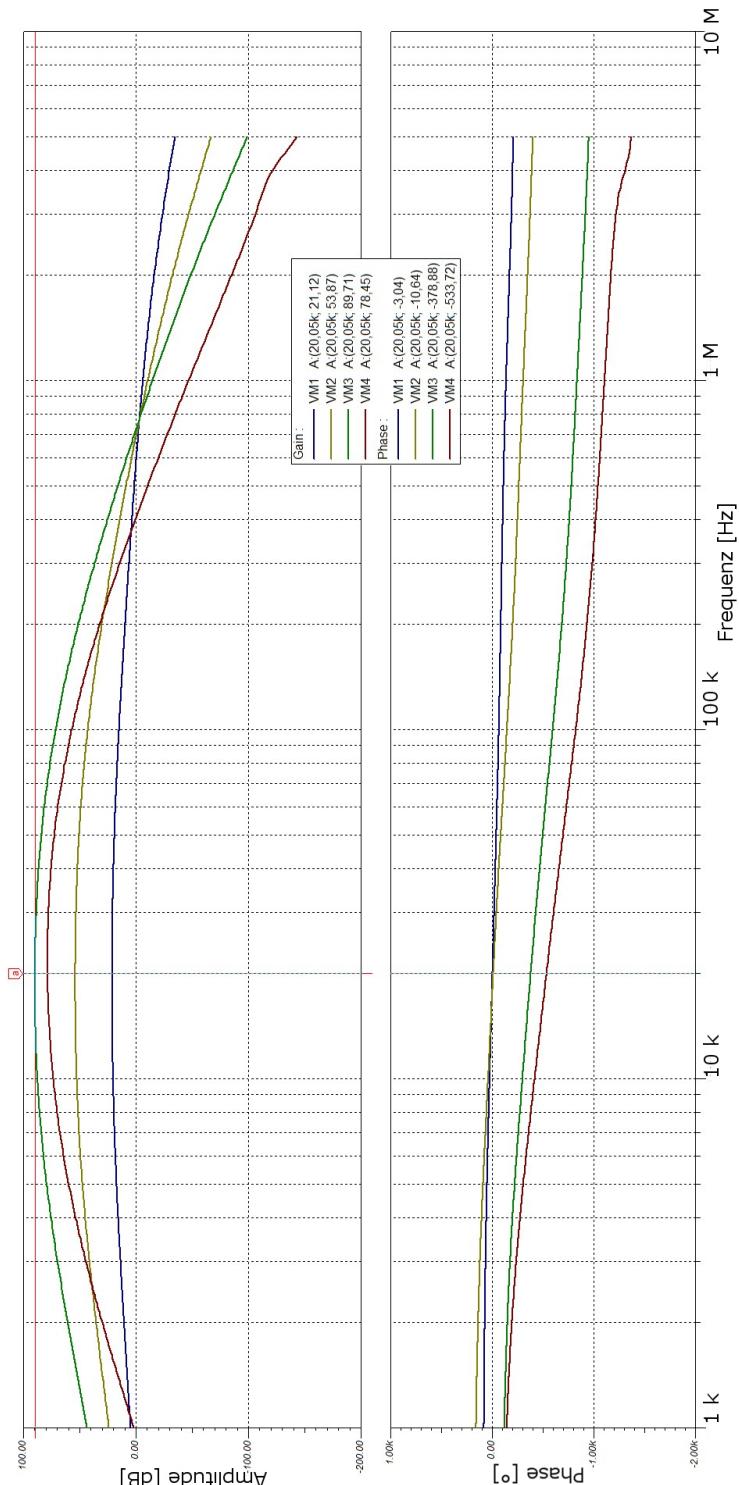


Abbildung 5.2: AC-Frequenzanalyse der simulierten Schaltung aus Abbildung 5.1 von 1 kHz bis 5 MHz.

5 Durchgeführte Entwicklungsschritte

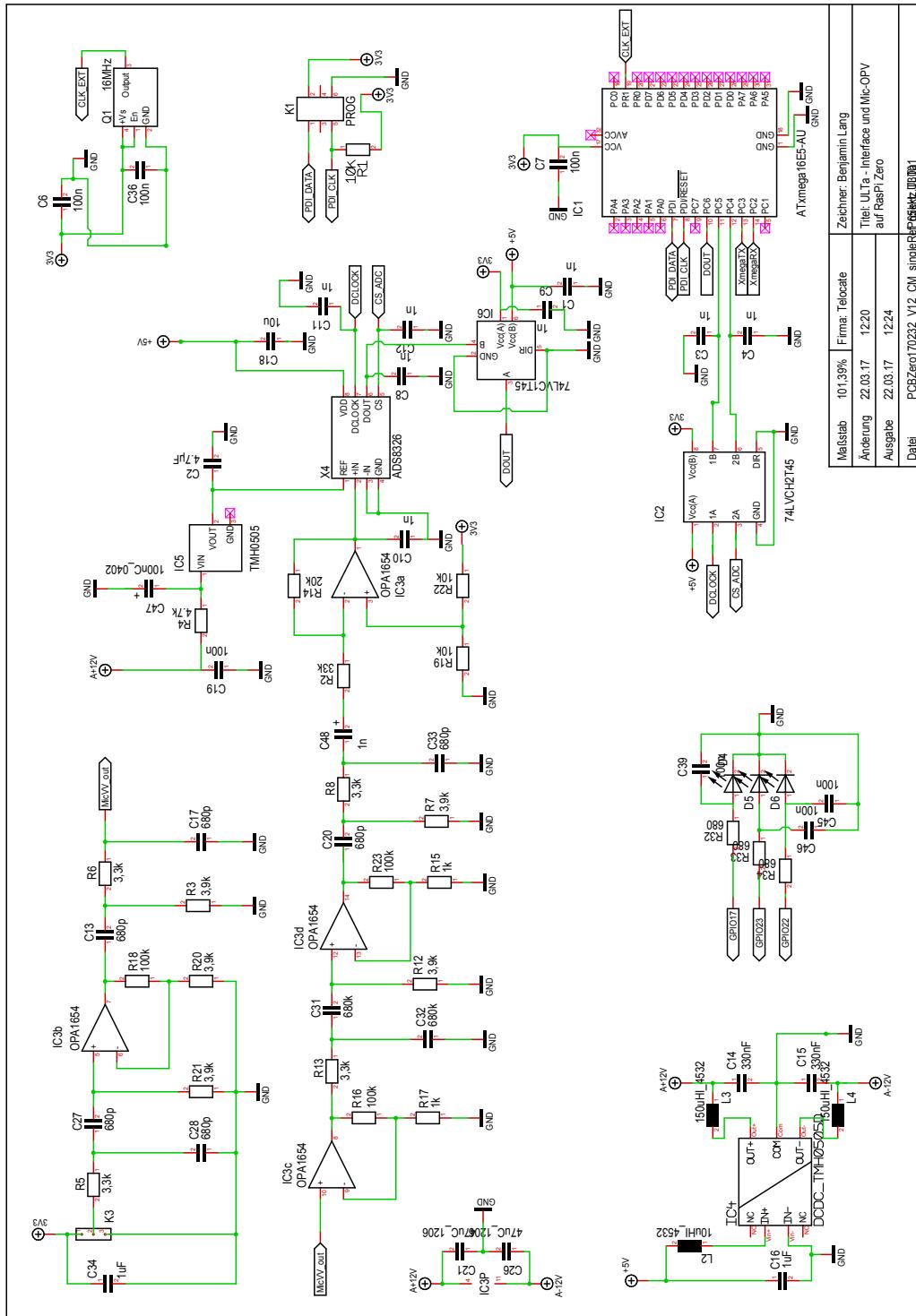


Abbildung 5.3: Schaltplan der entwickelten Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle mit ADC, DC-DC-Wandler, externem Oszillator, drei Status-LEDs, Level-Shifter und dem ATxmega16E5. Die Widerstands- und Kapazitätswerte sind für einen Bandpass um 65 kHz ausgelegt. Seite 1 / 2.

5.4 Methoden und Materialien

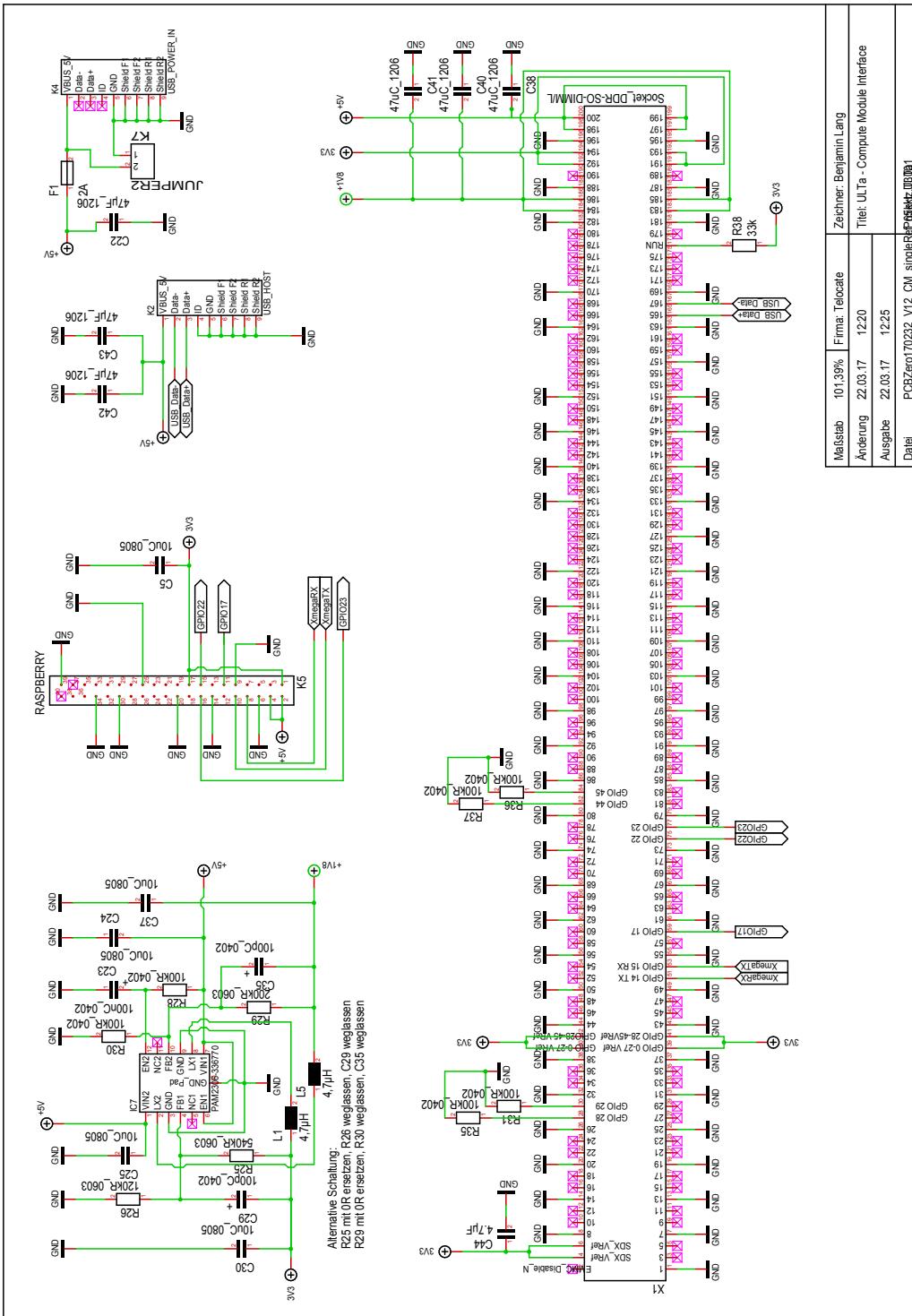


Abbildung 5.4: Schaltplan der entwickelten Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle mit Stromversorgung für das CM3 mittels USB-Anschluss, USB-Schnittstelle, SO-DIMM-DDR2 Steckplatz und alternative Schnittstelle zur Kommunikation mit einer Raspberry Pi 3. Seite 2 / 2.

6 Ergebnisse

Alle Ergebnisse der Experimente, die mit der hier entwickelten Schaltung durchgeführt worden sind, sind in den folgenden Abschnitten aufgeführt. Die Experimente wurden dabei, wie im Abschnitt 5.4 beschrieben, durchgeführt. Sind Vergleiche mit dem ASSIST-System von Telocate GmbH angegeben, wurden die Daten des ASSIST-Systems, wie in Abschnitt 2 beschrieben, gewonnen.

6.1 SNR der Verstärkerstrecke

Das Signal-Rausch-Verhältnis der Verstärkerstrecke, berechnet aus RMS-Signal-Leistung geteilt durch RMS-Rauschen-Leistung, ergab im Mittelungsverfahren 50,04 dB. Dabei wurde das SNR mittels Formel 4.4 und 4.5 berechnet, so dass

$$SNR = \frac{P_{Signal}}{P_{Rauschen}} = \frac{\frac{U_{RMS\ Signal}^2}{R}}{\frac{U_{RMS\ Rauschen}^2}{R}} = \frac{U_{RMS\ Signal}^2}{U_{RMS\ Rauschen}^2} \quad (6.1)$$

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log \left(\frac{U_{RMS\ Signal}^2}{U_{RMS\ Rauschen}^2} \right) \quad (6.2)$$

ergibt. Die Messwerte sind in Tabelle 6.1 aufgelistet. U_{RMS} wurde mittels des Oszilloskops bestimmt.

Tabelle 6.1: SNR des entwickelten Systems am Verstärkerausgang. Das Sinussignal wurde mit 10 mV am Mikrofoneingang eingeprägt.

AC-RMS	Ohne Mikrofon am Verstärkerausgang [mV]	Mit Mikrofon am Verstärkerausgang [mV]
Messspitze auf GND am Mikrofoneingang	$8,85 \pm 0,05$	$9,1 \pm 0,1$
Ohne Eingangssignal	$13,8 \pm 0,3$	$15,4 \pm 0,5$
20 kHz-Sinussignal	4398 ± 4	
SNR	50,04 dB	

6 Ergebnisse

Das Rauschverhalten der Verstärkerstrecke in Abhängigkeit der Frequenz ist mit der Berechnung des Leistungsdichtespektrum analysiert worden. Abbildung 6.1 zeigt ein Signal-Rausch-Verhältnis von 67 dB im Bereich der zu verstärkenden Frequenzen 18-22 kHz.

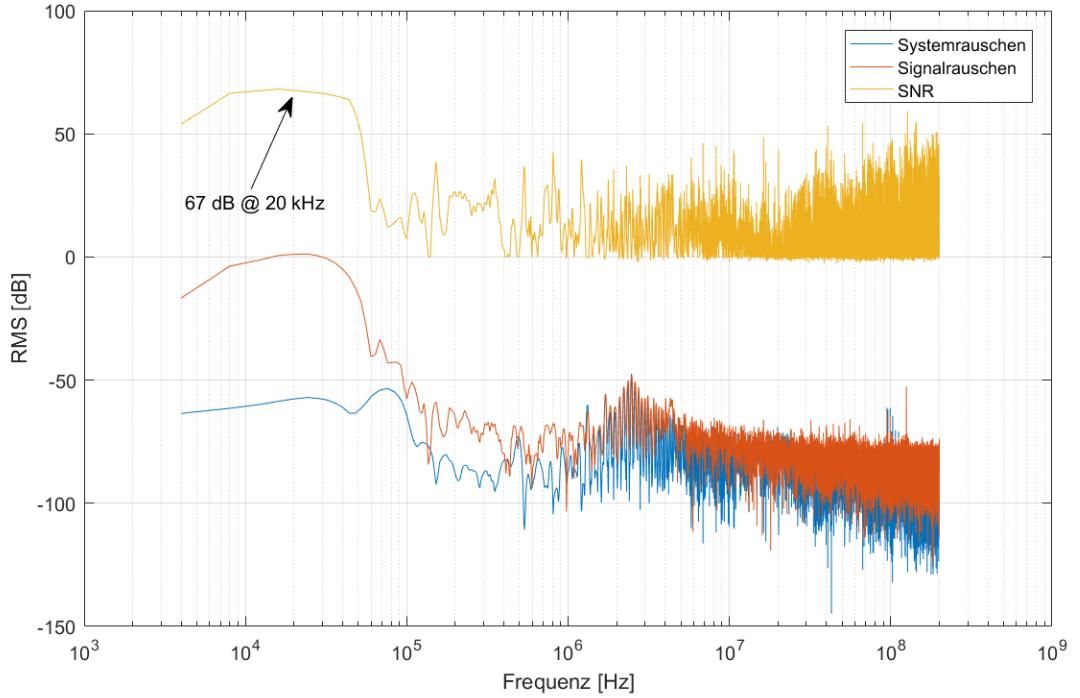


Abbildung 6.1: Leistungsdichtespektrum des Signal-Rausch-Verhältnisses der Verstärkerstrecke bei einem Eingangssignal von 10 mV zwischen 5 kHz und 500 MHz.

6.2 Übertragungsfunktion

Die Übertragungsfunktion $\text{Re}(H(\omega)) = \frac{U_{\text{aus}}}{U_{\text{ein}}}$ wurde durch Anlegen einer bekannten Sinus-Funktion mit bekannter Amplitude am Eingang der Verstärkerstrecke gemessen und mit der Ausgangsamplitude nach Formel 4.2 ins Verhältnis gesetzt. Die Verstärkerstrecke des entwickelten ULTa-Systems zeigt in der Übertragungsfunktion eine maximale Verstärkung von 98 dB im Bandpass von ca. 17 kHz bis 40 kHz. Im Vergleich dazu ist in Abbildung 6.1 ebenfalls der Bandpass des ASSIST-Systems dargestellt. Es zeigt eine maximale Verstärkung von 93 dB und einen Bandpass von 3,65 kHz bis 35,55 kHz. Anhand des Messdaten, dargestellt in Abbildung 6.2, kann abgelesen werden, dass es sich beim

6.3 Taktzittern, totaler Jitter und Latenz

ULTa-System um einen Bandpass höherer Ordnung handelt, da die Steigung außerhalb des Bandpasses höher ist. Gemäß des Designs handelt es sich beim ASSIST-System um einen Bandpass zweiter Ordnung und beim ULTa-System um einen Bandpass vierter Ordnung.

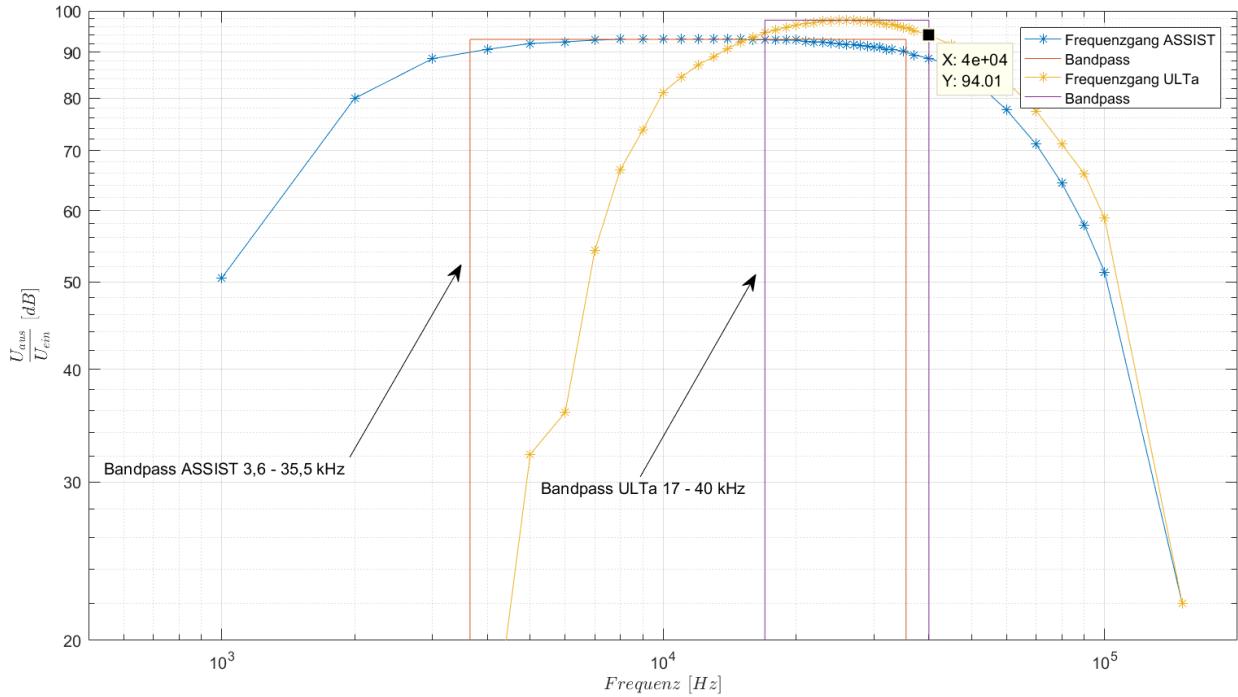


Abbildung 6.2: Übertragungsfunktionsmessdaten der Verstärkerstrecke und dem Bandpass vom der Verstärkerstrecke von ASSIST und hier entwickelten ULTa-System. Für das ASSIST-System stellen die blauen Kreuze die Messpunkte da, die blauen Linien die Interpolation zwischen den Messpunkten. Analog für das ULTa-System in gelb. Der Bandpass vom ASSIST-System ist als rotes Rechteck dargestellt und wird durch die -3 dB Punkte bei 3,6 kHz und 35,5 kHz begrenzt. Der Bandpass vom ULTa-System ist als lila Rechteck dargestellt und wird durch die -3 dB Punkte bei 17 kHz und 40 kHz begrenzt.

6.3 Taktzittern, totaler Jitter und Latenz

Taktzittern, totaler *Jitter* und Latenz sind in den Abbildungen 6.3, 6.4 und 6.5 dargestellt. Wird der totale *Jitter* mit der Methode des Nachleuchtens gemessen ergibt sich ein systematischer und zufälliger *Jitter* von 48 ns (siehe Abbildung 6.3). Wird das Taktzittern hingegen

6 Ergebnisse

mit der FFT-Methode ermittelt, ergibt sich ein Taktzittern um das optimale Abtastsignal von 130,11 kHz herum von 35 ns (siehe Abbildung 6.4)

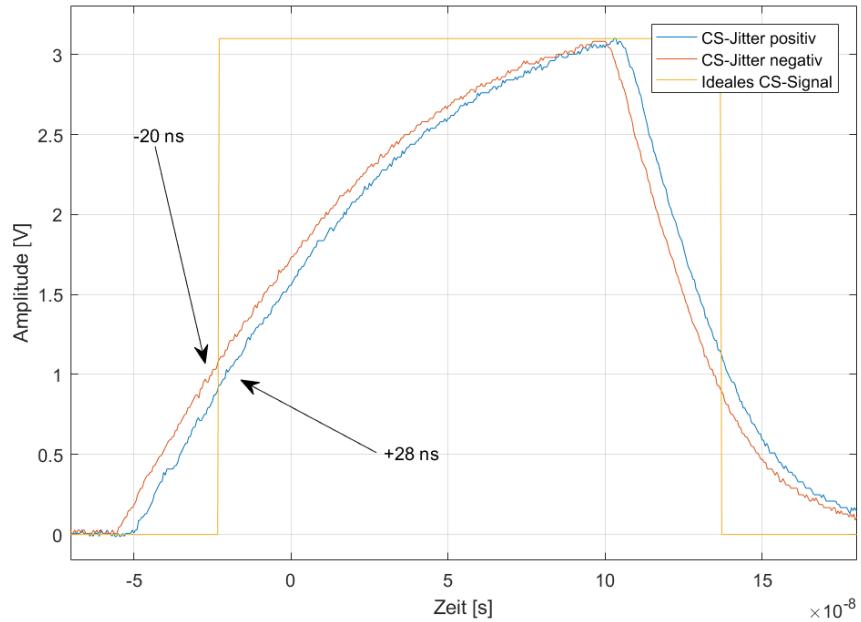


Abbildung 6.3: Totaler *Jitter* des ULTa-Systems, gemessen am ATxmega16E5 *Channel Select-Signal*. Der totale *Jitter* beträgt 48 ns.

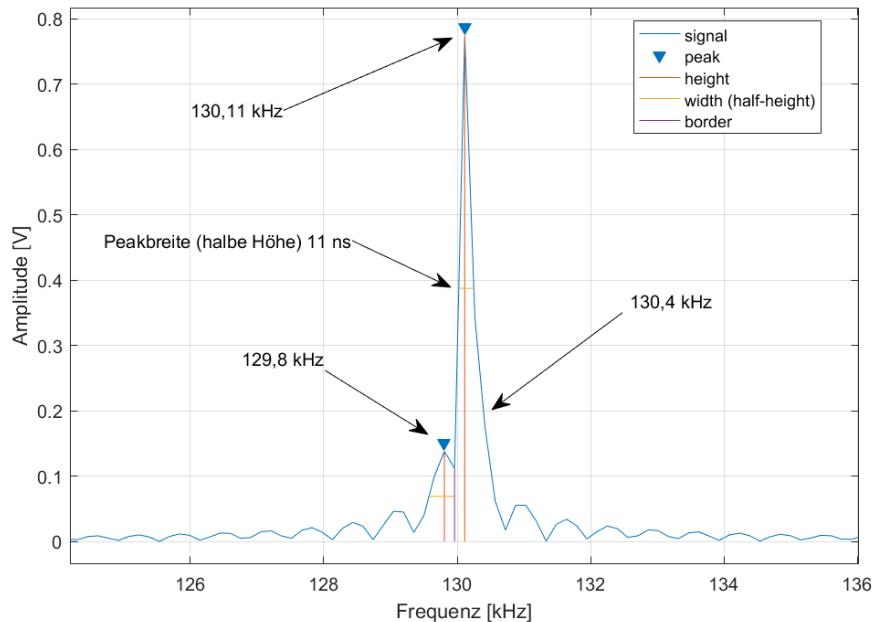


Abbildung 6.4: Taktzittern des ULTa-Systems, gemessen am ATxmega16E5 *Channel Select-Signal*. Mittels der FFT-Funktion von MATLAB wurden die Breiten der Peaks bestimmt. Addiert ergibt sich ein Taktzittern von 35 ns.

6.4 Reichweitenvergleich und Sensitivität der Systeme ASSIST und ULTa

Die Latenz, also die Verzögerung der Aufnahme zwischen Abtastinitiation und Übertragung des Analog-Digital gewandelten Signal, beträgt beim ULTa-System $5,34 \mu\text{s}$. In Abbildung 6.5 wurde mit dem Logic Analyzer Logic 8 von Saleae das Abtast-Initiationssignal CS mit der Übertragung des nächsten UART-Datenpakets verglichen. Das ASSIST-System zeigt eine Latenz von $10,3 \mu\text{s}$ (hier nicht dargestellt).

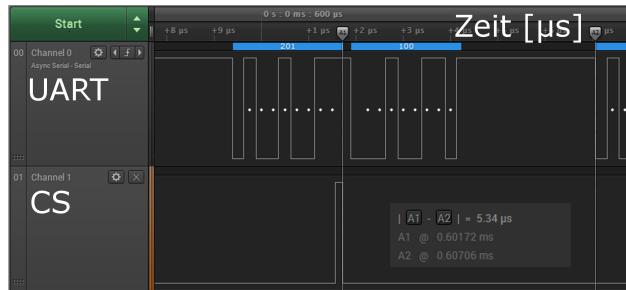


Abbildung 6.5: Latenz zwischen *Channel Select*-Signal und Übertragung der ADC-Daten via UART zum Raspberry Pi. Die Latenz beträgt $5,34 \mu\text{s}$ bei Einsatz des ULTa-Systems. Aufgenommen mit Saleae Logic 8 Logic Analyzer Software.

6.4 Reichweitenvergleich und Sensitivität der Systeme ASSIST und ULTa

Die Reichweiten und die Anzahl erfolgreicher Korrelationen in Abhängigkeit des Abstandes beider Systeme sind in Abbildung 6.6 dargestellt. Im Abstand von 20 m nimmt die Anzahl der erfolgreichen Korrelationen mit 44 für das ASSIST-System deutlich ab. Das ULTa-System empfängt hier noch 92 *Chirps* erfolgreich. In 30 m kann das ASSIST-System nur 2 Korrelationen erfolgreich durchführen, wo das ULTa-System noch 19 durchführen kann. In 40 m Entfernung zum Sender detektiert das ULTa-System noch 3 *Chirps* erfolgreich. Das ASSIST-System empfängt in 40 m keine *Chirps* mehr. Die Messdaten sind in Tabelle 6.2 aufgeführt.

Tabelle 6.2: Anzahl erfolgreicher Korrelationen der Empfangssysteme ASSIST und ULTa in Abhängigkeit des Abstands zwischen Sender und Empfangssystem.

Abstand	10 m	20 m	30 m	40 m	50 m
ASSIST	107	44	2	0	0
ULTa	113	92	21	3	0

6 Ergebnisse

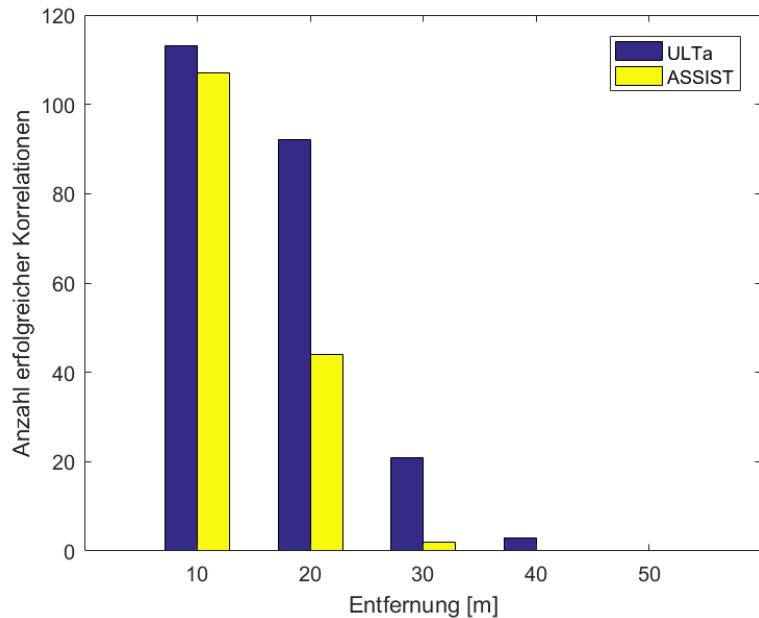


Abbildung 6.6: Vergleich der erfolgreichen Korrelationen der zwei Systeme, ASSIST von Telocate GmbH (gelb) und das hier entwickelte ULTa-System (blau).

6.5 Evaluation der Ultraschallwandlerkapsel von Free Linked GmbH

Die Abbildungen 6.7 und 6.8 stellen die Messergebnisse der Evaluation der Ultraschallwandlerkapsel von Free Linked GmbH dar. Die S11-Messungen in Luft und Wasser zeigen, dass die Kapsel bei 135-140 kHz Absorptionsmaxima von -7 dB (Wasser) und -35 dB (Luft) aufweist. Bei der Übertragungsfrequenz 65 kHz zeigt die Kapsel lediglich in Luft ein weiteres Absorptionsmaximum von -6,9 dB (siehe Abbildung 6.7).

6.5 Evaluation der Ultraschallwandlerkapsel von Free Linked GmbH

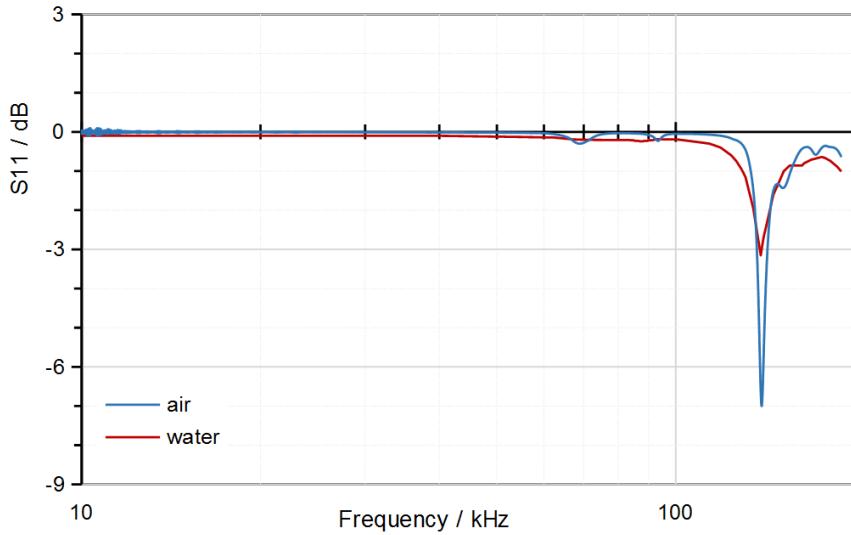


Abbildung 6.7: Absorptionsspektrum der Ultraschallwandlerkapsel in Abhängigkeit der Frequenz. Die blaue Linie stellt die Messungen in Luft dar, die rote Linie in Wasser. Abbildung von Dominik Schott.

Auch bei der Transmissionsmessung S_{21} zeigt die Kapsel in Luft und Wasser ein Transmissionsmaximum im Bereich von 140 kHz. Dabei werden in Luft bis zu 96% $\frac{W}{W}$ der Leistung bei 139 kHz übertragen und in Wasser bis zu 77% $\frac{W}{W}$ bei 139 kHz und 1 mW Eingangsleistung. Bei der Transmission werden bei 65 kHz in Wasser lediglich 8% $\frac{W}{W}$ der Eingangsleistung von 1 mW übertragen (siehe Abbildung 6.8).

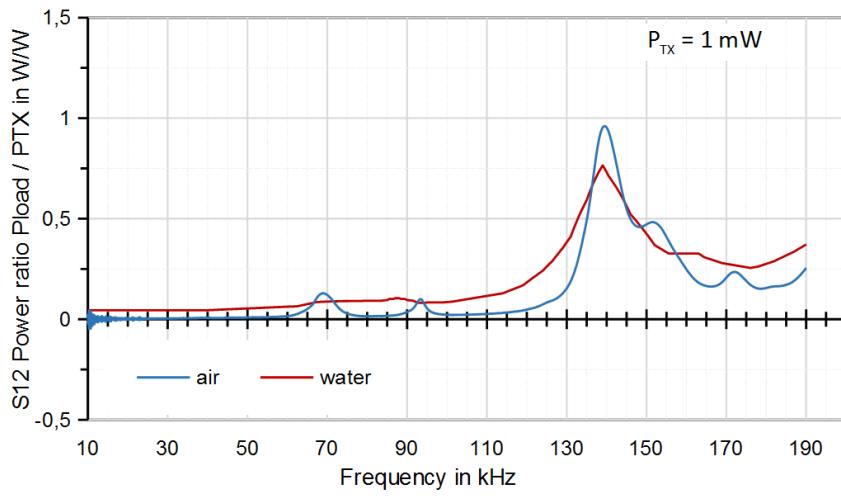


Abbildung 6.8: Transmissionsspektrum der Ultraschallwandlerkapsel in Abhängigkeit der Frequenz. Die blaue Linie stellt die Messungen in Luft dar, die rote Linie in Wasser. Abbildung von Dominik Schott.

7 Diskussion

Der Diskussionsteil vergleicht die gemessenen Charakteristika der Mikrofon-Verstärker-Platine von Telocate GmbH und die hier entwickelte Platine. Dabei wird auf die Messeinflüsse einzelner Entwicklungsschritte und deren Auswirkungen eingegangen.

7.1 Signal-Rausch-Verhältnis der Verstärkerstrecke

Das SNR wurde als RMS-Signal über 10 s gemessen, als absolute Werte und als Leistungsdichespektrum dargestellt. Das ASSIST-System von Telocate zeigte RMS-Rauschen von 11,3 mV, das hier entwickelte ULTa-System 13,8 mV ohne Signaleingang am Mikrofon. Dies erklärt sich durch die höhere Versorgungsspannung der Verstärkerstrecke. Der Verstärker des ASSIST-Systems wird mit lediglich ± 5 V verstärkt, der ULTa-Verstärker mit ± 12 V, sodass ein Grundrauschen ebenfalls höher verstärkt wird. Dieser Effekt hält sich in Grenzen, da das zur Eingangsspannung äquivalente Rauschen des ASSIST-Verstärkers mit $30 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ höher ist als $4,5 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ des ULTa-Verstärkers [11, 12]. Mit dem AC-RMS gemessenen 20 kHz Sinussignal am Verstärkerausgang von 4398 mV des ULTa-Systems ergibt sich ein SNR von 50,04 dB. Beim ASSIST-System wurde ein SNR von 46,12 dB bei 2305 mV Ausgangssignal berechnet. Der geringere Rauscheinfluss des eingesetzten Verstärkers und die höhere Verstärkungsdynamik erklären diesen Effekt.

Das Leistungsdichespektrum unterstützt das Ergebnis des vorangegangenen Vergleichs. Bei 20 kHz zeigt das ASSIST-System ein SNR von 51 dB und das ULTa-System 67 dB. Diese SNR sind höher, da durch die Anwendung einer FFT Rauscheinflüsse in die RMS-Messung auf die ausgewählte Frequenz beschränkt werden können. Bei der ASSIST-Schaltung ist außerdem zu beobachten, dass im Bereich von 150 bis 250 kHz ein weiterer starker Rauscheinfluss mit bis zu 40 dB vorhanden ist, der ohne weitere Untersuchungen nicht erklärt werden kann.

7.2 Übertragungsfunktion der Verstärkerstrecke

Das ASSIST-System zeigt bei einer maximalen Verstärkung von 93 dB einen Bandpass zwischen 3,6 kHz und 35,5 kHz. Das ULTa-System verstärkt bis maximal 98 dB, wobei die -3 dB Punkte bei ca. 17 kHz und 40 kHz liegen. Der Bandpass ist somit mit 23 kHz beim ULTa-System schmäler als beim ASSIST-System mit 32,9 kHz. Mit Formel 4.22 bei $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ und $C = 680 \text{ pF}$ ergibt sich eine theoretische Grenzfrequenz f_g von 34,4 kHz und bei $R = 22 \text{ k}\Omega$ und $C = 680 \text{ pF}$ eine theoretische Grenzfrequenz von 10,6 kHz. Diese Abweichung ergibt sich aus der Qualität der verwendeten Widerstände und Kapazitäten, die jeweils eine Präzision von $\pm 10\%$ aufweisen.

Das ULTa-System weist somit eine schmalere Filterung unerwünschter Frequenzen auf bei leicht höherer Verstärkung. Dies zeigt sich ursächlich in der höheren Ordnung des Bandpasses.

7.3 Taktzittern, totaler *Jitter* und Latenz

Das Taktzittern und der totale *Jitter* beeinflusst die Äquidistanz der Abtastung und damit die Qualität der Analog-Digital-Wandlung. Nicht äquidistante Abtastung reduziert die effektive Zahl der umgewandelten Bits (ENOBs), da LSBs keine Signifikanz mehr besitzen [19]. Mit der Formel 4.23 kann der maximal erlaubte *Jitter* berechnet werden, der keine Reduzierung der ENOBs für 20 kHz hervorruft. Für 16-Bit sind das 0,24 ns, für 12-Bit 38 ns. Der hier gemessene totale *Jitter* beträgt für das ASSIST-System 116 ns und für das ULTa-System 48 ns. Hieraus kann abgeleitet werden, dass der ADC in beiden Fällen mehr Quantisierungsrauschen bei der Abtastung zum Signal hinzufügt, als das LSB auflösen kann. Das reine Taktzittern des CS-Signals ist zwar geringer (ASSIST 114 ns, ULTa 35 ns) aber nicht in einem Bereich im dem keine Genauigkeit verloren gehen würde. Beim ULTa-System lässt sich auf der FFT-Funktion ablesen, dass ein Großteil des Taktzitterns durch ein Einflussreiches 2,9 MHz Signal entsteht. Da der ADC mittels einem 4 MHz SPI-Interface angesprochen wird und UART ebenfalls eine Baudrate von 4 MHz aufweist, kann die Ursache nicht bestimmt werden. Das ULTa-System verwendet keine Timer-Funktion, sodass vermutet werden kann, dass die Ursache des Taktzitterns bei der entwickelten Software für den ATxmega16E5 liegt. Abschließend ist das Quantisierungsrauschen im Vergleich der beiden Systeme beim ULTa-System geringer, da auch der totale *Jitter* kleiner ist.

7.4 Reichweite und Sensitivität

Latenz beschreibt hier die Verzögerung zwischen der Verarbeitung des Ultraschallsignals zwischen Analog-Digital-Wandlung und Übertragung des digitalen Signal via UART zum Raspberry Pi. Die Latenz beträgt beim ASSIST-System $10,3 \mu s$ und beim ULTa-System $5,34 \mu s$. Die Latenz beeinflusst Genauigkeit der Lokalisation bei Bewegung des Senders, da die Latenz die Reaktionszeit des Messsystems negativ beeinflusst. Bei einer Schallgeschwindigkeit von ca. $1500 \frac{m}{s}$ (Formel 4.13) in Meerwasser ergibt eine Latenz von $5,34 \mu s$ eine Lokalisationsgenauigkeit von $1500 \frac{m}{s} \cdot 5,34 \mu s = 8,01 cm$. Bei einer Latenz von $10,3 \mu s$ ist sie $15,4 cm$ groß. Beide Latenzen können bei einem 2 m großen Taucher durchaus vernachlässigt werden.

7.4 Reichweite und Sensitivität

Die Reichweite und die Sensitivität der eingesetzten Systeme werden durch das Signal-Rausch-Verhältnis, die Güte der Filterung von Fremdsignalen, von Quantisierungsfehlern und der Auflösung des ADC bestimmt. Beim eingesetzten Sender HTC Smartphone mit 106 dB Sendeleistung im Abstand von 1 cm kann nach Formel 4.17, 4.18, 4.19 und 4.20 unter Einbeziehung der Luftdämpfung in 40 m Entfernung noch eine Sendeleistung von $L_{40 m} = L_{0,01 m} - 20 \cdot \log\left(\frac{40 m}{0,01 m}\right) - L_{40 m} \cdot \exp^{-\mu \cdot 40 m} = 11,34 dBm$ empfangen werden [20, 2, 9]. Dabei sind Reflexionen, Mehrwegausbreitung, Dämpfung auf Grund Bebauung und atmosphärische Einflüsse wie Wind nicht mit eingerechnet. Das entwickelte System kann also Signale ab 3,6 mW noch verstärken und korrelieren. Das ASSIST-System korreliert erfolgreich ab 9,8 mW. Reell sollte die Signalleistung noch geringer sein, da zur Messzeit Wind bis zu 10 m/s orthogonal zum Messaufbau geweht hat. Das ULTa-System ist so wesentlich sensitiver, was den Umständen der höheren Verstärkung, dem Signal-Rausch-Verhältnis, dem genaueren Bandpass und der höheren Abtastrate mit höherer Auflösung geschuldet ist.

7 Diskussion

7.5 Evaluation der Ultraschallwandlerkapsel von Free Linked GmbH

Die Transmissions- und Absorptionsspektra der Ultraschallwandlerkapsel von Free Linked GmbH liegen im Bereich von 65 kHz unter $0,08 \frac{W}{W}$. Aus diesem Grund wurde die Mikrofon-Verstärkerplatine in dieser Arbeit nicht mehr für den Empfang von *Chirps* um 65 kHz angepasst.

7.6 Ausblick

Die Qualität der Korrelationen wird hardwareseitig hauptsächlich durch die Auflösung des ADC, das Rauschen des Systems und ungenügende Filterung unerwünschter Signale beeinflusst. Um diese Eigenschaften zu verbessern, könnten allgemein speziell rauschfreie Komponenten und deren Pufferung eingesetzt werden. Insbesondere der DC/DC-Wandler auf ± 12 V weist einen Rauschlevel von 8 mV auf, was direkt in das Signal-Rausch-Verhältnis der Verstärkerstrecke einfließt.

Allgemein verbessert eine höhere Auflösung der Digitalisierung des Ultraschallsignals die Analog-Digital-Wandlung, sodass das Empfängersystem sensitiver wird. Hier hat sich gezeigt, dass um die volle Auflösung auszunutzen der *Jitter* entsprechend gering sein muss. Um also die Auflösung zu erhöhen muss a priori der *Jitter* soweit verringert werden, dass das Quantisierungsrauschen nicht größer ist als das LSB. Weiter wäre es zielführend zu untersuchen ob der Einsatz des 12-Bit ADC mit der neu entwickelten Software mit geringerem *Jitter* die Sensitivität erhöht. Alternativ könnte auch eine andere Art, als der hier verwendete ADC mit Sukzessiver Approximation, verwendet werden. Dabei muss zwischen nötiger Geschwindigkeit, z.B. Flash-ADC, und Präzision, z.B. Sigma-Delta-ADC, abgewogen werden.

Der hier entwickelte Bandpass vierter Ordnung hat immer noch eine Bandbreite von 17 kHz bis 40 kHz. Mit einem aktiven Bandpass mit Rückkopplung, wie z.B. Butterworth-Filter, könnten unerwünschte Signale außerhalb des *Chirp*-Frequenzspektrums noch stärker gefiltert und die Bandbreite noch verschmäler werden.

Die Piezo-Keramik-Ultraschallkapseln haben ihre Absorptions- und Transmissionsmaxima im Bereich von 140 kHz gezeigt. Hier könnte entweder eine andere Kapsel verwendet werden, die, wie geplant, ihre Maxima bei 65 kHz hat oder man verändert das System

7.6 Ausblick

so, dass 140 kHz abgetastet werden können. Hierzu wäre jedoch ein leistungsstärkerer Mikrocontroller und ein ADC nötig, der schneller als 280 kHz abtasten kann.

Zu guter Letzt könnte ein Redesign der Schaltung ein besseres Rauschverhalten liefern. Werden die Leiterbahnen ausschließlich in den inneren Lagen gelegt, werden sie durch unterste und oberste Massefläche induktiv isoliert. Sind außerdem analoge und digitale Signale ausreichend getrennt, kann der Einfluss von äußeren Störinduktionen noch weiter verringert werden.

Anhang

Tabelle 7.1: Messwerte zur Bestimmung der Übertragungsfunktion, gemittelt über 256 Messungen. ASSIST beschreibt das System von Telocate GmbH, ULTa das hier entwickelte. Beim ASSIST-System war $U_{ein} = 20mVpp$, bei ULTa $U_{ein} = 10mVpp$.

Frequenz [Hz]	Amplitude ASSIST-System [V]	Amplitude ULTa-System [V]
500	$0,001 \pm 0,001$	$0,001 \pm 0,001$
1.000	$0,25 \pm 0,01$	$0,001 \pm 0,001$
2.000	$1,09 \pm 0,01$	$0,01 \pm 0,01$
2.700	$1,49 \pm 0,02$	$0,01 \pm 0,01$
3.000	$1,67 \pm 0,01$	$0,01 \pm 0,01$
4.000	$1,86 \pm 0,01$	$0,02 \pm 0,01$
5.000	$1,99 \pm 0,01$	$0,05 \pm 0,01$
6.000	$2,03 \pm 0,01$	$0,06 \pm 0,01$
7.000	$2,07 \pm 0,01$	$0,15 \pm 0,01$
8.000	$2,09 \pm 0,01$	$0,28 \pm 0,01$
9.000	$2,09 \pm 0,01$	$0,40 \pm 0,01$
10.000	$2,09 \pm 0,01$	$0,58 \pm 0,01$
11.000	$2,09 \pm 0,01$	$0,68 \pm 0,01$
12.000	$2,09 \pm 0,01$	$0,78 \pm 0,01$
13.000	$2,09 \pm 0,01$	$0,85 \pm 0,01$
14.000	$2,09 \pm 0,01$	$0,94 \pm 0,01$
15.000	$2,09 \pm 0,01$	$1,01 \pm 0,01$
16.000	$2,08 \pm 0,01$	$1,07 \pm 0,01$
17.000	$2,08 \pm 0,01$	$1,13 \pm 0,01$
18.000	$2,07 \pm 0,01$	$1,17 \pm 0,01$
19.000	$2,07 \pm 0,01$	$1,21 \pm 0,01$
20.000	$2,07 \pm 0,01$	$1,24 \pm 0,01$
21.000	$2,04 \pm 0,01$	$1,27 \pm 0,01$
22.000	$2,03 \pm 0,01$	$1,28 \pm 0,01$

Anhang

Tabelle 7.2: Messwerte zur Bestimmung der Übertragungsfunktion bei Sinus-Wellenform mit $U_{ein} = 10mVpp$, gemittelt über 256 Messungen, Fortsetzung.

Frequenz [Hz]	Amplitude ASSIST [V]	Amplitude ULTa [V]
23.000	$2,03 \pm 0,01$	$1,30 \pm 0,01$
24.000	$2,01 \pm 0,01$	$1,31 \pm 0,01$
25.000	$1,98 \pm 0,01$	$1,32 \pm 0,01$
26.000	$1,97 \pm 0,01$	$1,32 \pm 0,01$
27.000	$1,96 \pm 0,01$	$1,32 \pm 0,01$
28.000	$1,95 \pm 0,01$	$1,31 \pm 0,01$
29.000	$1,93 \pm 0,01$	$1,30 \pm 0,01$
30.000	$1,91 \pm 0,01$	$1,29 \pm 0,01$
31.000	$1,90 \pm 0,01$	$1,28 \pm 0,01$
32.000	$1,86 \pm 0,01$	$1,26 \pm 0,01$
33.000	$1,86 \pm 0,01$	$1,25 \pm 0,01$
34.000	$1,84 \pm 0,01$	$1,23 \pm 0,01$
35.000	$1,82 \pm 0,01$	$1,21 \pm 0,01$
36.000	$1,78 \pm 0,01$	$1,19 \pm 0,01$
37.000	$1,74 \pm 0,01$	$1,16 \pm 0,01$
40.000	$1,68 \pm 0,01$	$1,10 \pm 0,01$
45.000	$1,54 \pm 0,01$	$0,98 \pm 0,01$
49.000	$1,49 \pm 0,01$	$0,89 \pm 0,01$
50.000	$1,35 \pm 0,01$	$0,86 \pm 0,01$
60.000	$0,97 \pm 0,01$	$0,65 \pm 0,01$
70.000	$0,70 \pm 0,01$	$0,48 \pm 0,01$
80.000	$0,50 \pm 0,01$	$0,35 \pm 0,01$
90.000	$0,36 \pm 0,01$	$0,27 \pm 0,01$
100.000	$0,26 \pm 0,01$	$0,19 \pm 0,01$
150.000	$0,06 \pm 0,01$	$0,03 \pm 0,01$
200.000	$0,001 \pm 0,001$	$0,001 \pm 0,001$

Tabelle 7.3: Verwendete Bauteile für die Bestückung der entwickelten Mikrofon-Verstärker-Platine.

Bauteil	Hersteller	Teilenummer
Analog-Digital-Wandler	Texas Instruments	ADS8326IDGKT
ATxmega16E5	Microchip Technology	ATXMEGA16E5-AU
DC-DC-Wandler	Murata Power Solutions Inc.	CRV1D0512SC
Externen Oszillator	Integrated Device Technology Inc	XLH536016.000000I
LEDs	Kingbright	APT3216LSECK/J3-PRV
Level Shifter	Nexperia USA Inc.	74LVC1T45GW
Level Shifter	Nexperia USA Inc.	74LVCH2T45DC
OPV	Texas Instruments	OPA1654AIDR
Referenzspannung 5V	Texas Instruments	LM4040AIM3-5.0/NOPB
Sicherung	Bourns Inc.	
Spannungsversorgung	Diodes Incorporated	PAM2306DYPAA
SO-DIMM-Steckplatz	TE Connectivity AMP Connectors	1473149-4
USB-Anschluss	Molex, LLC	MF-MSMF200-2
div. Spulen		
div. Kapazitäten		
div. Widerstände		

Tabelle 7.4: Eingesetztes Temperatur-Programm des Reflow-Ofens für die Bestückung der Platinen.

Schritt	Name	Temperatur [°C]	Zeit [s]
1	Vorwärmphase	150	90
2	Aktivierungsphase	200	30
3	Reflowphase	220	15
4	Haltephase	190	30
5	Abkühlphase	100	90
6	Sicherheitsphase	20	120

Anhang

Software-Code für die Ansteuerung des ADC via SPI und Kommunikation der Daten an den Raspberry Pi mittels UART. Programmiert mit Atmel Studio.

```
// Coded by Benjamin G. Lang
// ULTa @ Albrecht-Ludwigs-Universität / Telocate GmbH
// 22.03.2017
// Adjusted to ATXmega16E5 from code by Joachim Hoppe / Telocate GmbH
///////////////////////////////
// Program for sampling audio signals from an external 16-bit ADC,
// receiving 3 bytes via SPI from the ADC,
// converting to 2 bytes from the 14 MSBs, and
// sending to Raspberry Pi via UART.
///////////////////////////////

#define F_CPU 32000000UL // CPU clock = 32 MHz
#include <asf.h> // Keywords for ATXmega16E5

// Functions
void mhz(void); // Setting up the CPU external clock and speed.
void USARTC0_Init(unsigned int); // Initialize UART with baudrate.
void USARTC0_Transmit(uint16_t); // Transmit 16 bit sample via UART.

// Variables
uint8_t rx_byte1 = 0;
uint8_t rx_byte2 = 0;
uint8_t rx_byte3 = 0;
uint16_t sample = 0;
// -----
void mhz ()
{
//16MHz external crystal
OSC_XOSCCTRL = OSC_FRQRANGE_12T016_gc | OSC_XOSCSEL_XTAL_16KCLK_gc;
//Enable external oscillator
OSC_CTRL |= OSC_XOSCEN_bm;
```

```

//Wait for clock stabilization
while(!(OSC_STATUS & OSC_XOSCRDY_bm));
// Selects clock system as external clock
// through change protection mechanism (CPM)
CCP = CCP_IOREG_gc;
CLK_CTRL = CLK_SCLKSEL_XOSC_gc;
// XOSC | multiplication factor * 2 & CPM
OSC.PLLCTRL = OSC_PLLSRC_XOSC_gc | 0x02;
OSC.CTRL |= OSC_PLLEN_bm;
while (!(OSC.STATUS & OSC_PLLRDY_bm)); // Wait for ext. oscillator ready
// Enable PLL & CPM
CCP = CCP_IOREG_gc;
CLK.CTRL = CLK_SCLKSEL_PLL_gc;
}
// -----
void USARTC0_Init(unsigned int bsel) //Init USART Port C
{
// Baud control
USARTC0.BAUDCTRLA = (unsigned char)bsel;
uint8_t bscale = 0b0000;
USARTC0.BAUDCTRLB |= (bscale<<4);
USARTC0.BAUDCTRLB = (unsigned char)(bsel>>8);

//RX interrupt high level
USARTC0.CTRLA |= USART_RXCINTLVL_HI_gc;
// Setup UART mode, 8N1
USARTC0.CTRLC = (USARTC0.CTRLC & ~USART_CHSIZE_gm) | USART_CHSIZE_8BIT_gc;
// Allow receive / transmit interrupts, enable double speed.
USARTC0.CTRLB |= USART_RXEN_bm | USART_TXEN_bm | USART_CLK2X_bm;
}
// -----
void USARTC0_Transmit(uint16_t data)
{
uint8_t dathi, datlo, hib, lob;
// Add identifier to low byte.

```

Anhang

```
datlo = (data >> 2);
lob = 0b01111111;
datlo &= lob;
// Add identifier to high byte.
dathi = (data >> 9);
hib = 0b10000000;
dathi |= hib;
// Wait for empty transmit buffer
while ( !( USARTCO.STATUS & USART_DREIF_bm) );
USARTCO.DATA = dathi; // Put data into buffer and send
// Wait for empty transmit buffer
while ( !( USARTCO.STATUS & USART_DREIF_bm) );
USARTCO.DATA = datlo; // Put data into buffer and send
}
// -----
int main (void)
{
cli(); // Disable interrupts
// Wait for oscillator to be ready.
while(! (OSC.STATUS & OSC_RC2MRDY_bm));
CCP = CCP_IOREG_gc;
// Init I/O-Ports
PORTC.DIRSET = PIN3_bm; // USART Output
PORTC.DIRCLR = PIN2_bm; // USART Input
PORTR.DIRCLR = PIN1_bm; // Input external clock of 16 Mhz.
PORTC.DIRSET = PIN4_bm; // *Channel Select output
PORTC.OUTSET = PIN4_bm; // *Channel Select init = 1
PORTC.DIRSET = PIN5_bm; // Channel Clock output
PORTC.OUTSET = PIN5_bm; // Channel Clock init = 1
PORTC.DIRCLR = PIN6_bm; // MISO output

mhz(); // Init external clock to 32 Mhz.

USARTCO_Init(0); // Set UART 4 MBit Baudrate
SPIC_CTRL = 0b11011101; // Init SPI to 4 MHz
```

```

sei(); // Allow global interrupts
PMIC.CTRL=0x07; // Allow of interrupt levels.

while (1)
{
PORTC.OUTCLR = PIN4_bm; // *CS = low

SPIC.DATA = 0x00; // Send 1. byte
while(!(SPIC.STATUS & 0x80)); // wait for transmit complete

SPIC.DATA = 0x00; // Send 2. byte
rx_byte1 = SPIC_DATA; // Grab first byte from ADC
while(!(SPIC.STATUS & 0x80)); // Wait for transmit complete

SPIC.DATA = 0x00; // Send 3. byte
rx_byte2 = SPIC_DATA; // Grab saecond byte from ADC
while(!(SPIC.STATUS & 0x80)); // Wait for transmit complete

rx_byte3 = SPIC_DATA; // grab third byte from ADC

PORTC.OUTSET = PIN4_bm; // *CS = high
// Adjust sample bytes to 2 bytes, identifiable at first bit.
// Byte 1 is 1XXXXXXX, Byte 2 is 0XXXXXXX.
sample = ((rx_byte1 * 16384) + (rx_byte2 * 64) + (rx_byte3 >> 2));

// Send 14 Bit sample to Raspberry in 2 bytes.
USARTC0_Transmit(sample);
}

return 0;
}

```


Abbildungsverzeichnis

1.1	Taucher gibt das OK-Tauchzeichen. © www.deeper-blue.com	1
2.1	Raspberry Pi 3 © www.cnx-software.com	4
2.2	Flowchart der Funktion des Mikrocontrollers ATxmega128A1 in Verbindung mit dem Mikrofon, der Verstärkerstrecke und des integrierten ADC	5
2.3	Übertragungsfunktionsmessdaten der Verstärkerstrecke und dem Bandpass. Die blauen Kreuze stellen die Messpunkte da, die blauen Linien die Interpolation zwischen den Messpunkten. Der Bandpass ist als rotes Rechteck dargestellt und wird durch die -3 dB Punkte bei 3,6 kHz und 35,5 kHz begrenzt.	5
2.4	Leistungsdichtetespektrum des Signal-Rausch-Verhältnisses der Verstärkerstrecke bei einem Eingangssignal von 20 mV zwischen 5 kHz und 500 MHz.	7
2.5	FFT des totalen <i>Jitter</i> der Abtastrate des ATxmega128A1. Die Breite des Peaks ist auf halber Höhe gemessen.	8
2.6	Taktzitterns (<i>Jitter</i>) der Abtastrate des ADC gesteuert durch den Mikrocontroller ATxmega128A1.	9
5.1	Schaltplan der simulierten Verstärkerstrecke mit dem OPV OPA1654 von Texas Instruments. Die Simulation wurde mit TINA-Ti von Texas Instruments durchgeführt.	20
5.5	Flussdiagramm der entwickelten Mikrocontrollersoftware für eine Abtastrate bis zu 136 kHz.	22
5.6	Messaufbau der Reichweitenmessung des Messsystems ASSIST von Telocate GmbH und hier entwickeltes System ULTa.	25
5.2	AC-Frequenzanalyse der simulierten Schaltung aus Abbildung 5.1 von 1 kHz bis 5 MHz.	27
5.3	Schaltplan der entwickelten Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle mit ADC, DC-DC-Wandler, externem Oszillatator, drei Status-LEDs, <i>Level-Shifter</i> und dem ATxmega16E5. Die Widerstands- und Kapazitätswerte sind für einen Bandpass um 65 kHz ausgelegt.Seite 1/2.	28

Abbildungsverzeichnis

5.4 Schaltplan der entwickelten Mikrofon-Verstärker-Schnittstelle mit Stromversorgung für das CM3 mittels USB-Anschluss, USB-Schnittstelle, SO-DIMM-DDR2 Steckplatz und alternative Schnittstelle zur Kommunikation mit einer Raspberry Pi 3. Seite 2/2.	29
6.1 Leistungsdichtetespektrum des Signal-Rausch-Verhältnisses der Verstärkerstrecke bei einem Eingangssignal von 10 mV zwischen 5 kHz und 500 MHz.	32
6.2 Übertragungsfunktionsmessdaten der Verstärkerstrecke und dem Bandpass vom der Verstärkerstrecke von ASSIST und hier entwickelten ULTa-System. Für das ASSIST-System stellen die blauen Kreuze die Messpunkte da, die blauen Linien die Interpolation zwischen den Messpunkten. Analog für das ULTa-System in gelb. Der Bandpass vom ASSIST-System ist als rotes Rechteck dargestellt und wird durch die -3 dB Punkte bei 3,6 kHz und 35,5 kHz begrenzt. Der Bandpass vom ULTa-System ist als lila Rechteck dargestellt und wird durch die -3 dB Punkte bei 17 kHz und 40 kHz begrenzt.	33
6.3 Totaler <i>Jitter</i> des ULTa-Systems, gemessen am ATxmega16E5 <i>Channel Select</i> -Signal. Der totale <i>Jitter</i> beträgt 48 ns.	34
6.4 Taktzittern des ULTa-Systems, gemessen am ATxmega16E5 <i>Channel Select</i> -Signal. Mittels der FFT-Funktion von MATLAB wurden die Breiten der Peaks bestimmt. Addiert ergibt sich ein Taktzittern von 35 ns.	34
6.5 Latenz zwischen <i>Channel Select</i> -Signal und Übertragung der ADC-Daten via UART zum Raspberry Pi. Die Latenz beträgt 5,34 μ s bei Einsatz des ULTa-Systems. Aufgenommen mit Saleae Logic 8 Logic Analyzer Software.	35
6.6 Vergleich der erfolgreichen Korrelationen der zwei Systeme, ASSIST von Telocate GmbH (gelb) und das hier entwickelte ULTa-System (blau).	36
6.7 Absorptionsspektrum der Ultraschallwandlerkapsel in Abhängigkeit der Frequenz. Die blaue Linie stellt die Messungen in Luft dar, die rote Linie in Wasser. Abbildung von Dominik Schott.	37
6.8 Transmissionsspektrum der Ultraschallwandlerkapsel in Abhängigkeit der Frequenz. Die blaue Linie stellt die Messungen in Luft dar, die rote Linie in Wasser. Abbildung von Dominik Schott.	37

Tabellenverzeichnis

2.1	SNR des ASSIST-Systems am Verstärkerausgang von Telocate GmbH.	6
5.1	Parameter des Oszilloskops Agilent Technologies InfiniiVision DSO-x 2024A, falls nicht anders angegeben	23
6.1	SNR des entwickelten Systems am Verstärkerausgang. Das Sinussignal wurde mit 10 mV am Mikrofoneingang eingeprägt.	31
6.2	Anzahl erfolgreicher Korrelationen der Empfangssysteme ASSIST und ULTa in Abhängigkeit des Abstands zwischen Sender und Empfangssystem.	35
7.1	Messwerte zur Bestimmung der Übertragungsfunktion, gemittelt über 256 Messungen. ASSIST beschreibt das System von Telocate GmbH, ULTa das hier Entwickelte. Beim ASSIST-System war $U_{ein} = 20mVpp$, bei ULTa $U_{ein} = 10mVpp$	a
7.2	Messwerte zur Bestimmung der Übertragungsfunktion bei Sinus-Wellenform mit $U_{ein} = 10mVpp$, gemittelt über 256 Messungen, Fortsetzung.	b
7.3	Verwendete Bauteile für die Bestückung der entwickelten Mikrofon-Verstärker-Platine.	c
7.4	Eingesetztes Temperatur-Programm des Reflow-Ofens für die Bestückung der Platinen.	c

Literaturverzeichnis

- [1] Deutsche Lebens-Rettungs-Resellschaft. *Einsatztagebuch* (2016). <https://wuerztemberg.dlrg.de>, 20.03.2017.
- [2] Lerch et al. *Technische Akustik*. Springer, 2009. ISBN: 978-3-540-23430-2.
- [3] Alkyldiz et al. *Underwater acoustic sensor networks: research challenges*. Ad Hoc Networks 3, 2004. p. 257-27.
- [4] Wikipedia. *Echoortung Tiere*. https://de.wikipedia.org/wiki/Echoortung_Tiere, letzter Zugriff 20.03.2017.
- [5] Free-Linked GmbH. *Buddy-Watcher*. <http://www.buddy-watcher.de>, letzter Zugriff 20.03.2017.
- [6] C. Schindelhauer und L. Reindl J. Wendeberg, F. Höflinger. *Calibration-Free TDOA Self-Localization*. Journal of Location Based Services, 2013.
- [7] Knowles Electronics. *Product Data Sheet SPU0410LR5H-QB Zero-Height SiSonic Microphone*. Knowles Electronics, 2013.
- [8] Free Linked GmbH und Albert-Ludwigs Universität Freiburg Telocate GmbH. *Unterwasserlokalisierung von Tauchern*. Bundesministerium für Bildung und Forschung, 2016.
- [9] E. Sengpiel and A. Sengpiel. *Forum für Mikrofonaufnahmetechnik und Tonstudioteknik*. www.sengpielaudio.com.
- [10] Raspberry Pi Foundation. *Raspberry Pi Documentation*. <https://www.raspberrypi.org/documentation>, letzter Zugriff 24.03.2017.
- [11] Texas Instruments Incorporated. *OPA 165x SoundplusTM Low Noise and Distortion, General-Purpose,FET-Input Audio Operational Amplifiers - Datasheet*. Texas Instruments Incorporated, Revision August 2016.
- [12] STMicroelectronics. *TS914, TS914A, Rail-to-rail CMOS quad operational amplifier - Datasheet - production data*. STMicroelectronics, Revision 8, November 2012.

- [13] Inc. Murata Power Solutions. *CRV1 Series, 3kVDC Isolated 1W Single & Double Output DC/DC Converters - Datasheet*. Murate Power Solutions, Inc., 2016.
- [14] Texas Instruments Incorporated. *16-Bit, High-Speed, 2.7V to 5.5V microPower Sampling ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER - Datasheet*. Texas Instruments Incorporated, Revision C, May 2008.
- [15] NXP Semiconductors. *74LVC1T45; 74LVCH2T45DC - Dual supply translating transceiver; 3-state - Product data sheet*. NXP Semiconductors, Revision v.6, 20120806.
- [16] Atmel Corporation. *8-bit Atmel XMEGA A Microcontroller - XMEGA A MANUAL*. Atmel Corporation, Revision 8077I-AVR-11/2012.
- [17] Atmel Corporation. *8/16-bit Atmel AVR XMEGA Microcontrollers - ATxmega32E5 / ATxmega16E5 / ATxmega8E5 DATASHEET*. Atmel Corporation, Revision Atmel-8153K-AVR-ATmega8E5-ATxmega16E5-ATxmega32E5-Datasheet08/2016.
- [18] Xpresso Fox Japan. *HCMOS 5 x 3.2mm 3.3V Oscillator Model: FXO-HC53 SERIES*. Xpresso Fox Japan, 2008.
- [19] W. Kester. *The Data Conversion Handbook*. Elsevier: Newnes, 2005. ISBN: 0-7506-7841-0.
- [20] Bass et al. *Athomospheric absorption of sound: Further developments*. J. Acoust. Soc. Am. 97 (1), January 1995.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe, dass alle Stellen der Arbeit, die wörtlich oder sinngemäß aus anderen Quellen übernommen wurden, als solche kenntlich gemacht und dass die Arbeit in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegt wurde.

Ort, Datum

Unterschrift