

Master Thesis

Hochschule Ulm - Fakultät Mechatronik und Medizintechnik
Studiengang Systems Engineering und Management - Electrical Engineering

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in einen künstlichen Blutkreislauf

vom 15.03.2015 bis 15.10.2015

Verfasser: Andreas Rehn
König-Wilhelm-Straße 23
89073 Ulm
rehn.andreas86@gmail.com

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Rainer Brucher
2. Gutachter: Prof. Dr.rer.nat., Magister Artium Roland Münzner

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit versichere ich, Andreas Rehn, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen oder Hilfsmittel verwendet habe. Alle Ausführungen, die fremden Quellen wörtlich oder sinngemäß entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht.

Ich habe die Bedeutung der eidesstattlichen Versicherung und prüfungsrechtlichen Folgen (§26 Abs. 2 Bachelor-SPO beziehungsweise (bzw.) §19 Abs. 2 Master-SPO der Hochschule der Medien Stuttgart) sowie die strafrechtlichen Folgen (siehe unten) einer unrichtigen oder unvollständigen eidesstattlichen Versicherung zur Kenntnis genommen.

Auszug aus dem Strafgesetzbuch (StGB)

§156 StGB - Falsche Versicherung an Eides Statt

Wer von einer zur Abnahme einer Versicherung an Eides Statt zuständigen Behörde eine solche Versicherung falsch abgibt oder unter Berufung auf eine solche Versicherung falsch aussagt, wird mit Freiheitsstrafe bis zu drei Jahren oder mit Geldstrafe bestraft.

Ulm, den 2. Oktober 2015

Andreas Rehn

Ort, Datum

Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

Eidesstattliche Erklärung	II
Abbildungsverzeichnis	VI
Tabellenverzeichnis	VII
1. Abkürzungen und Begriffsdefinition	1
1.1. Abkürzungen	1
1.2. Begriffsdefinitionen	4
2. Einleitung und Aufgabenstellung	6
2.1. Einleitung	6
2.2. Aufgabenstellung	7
2.2.1. Aufgabenstellung der Masterarbeit	7
2.2.2. Vorstellung des vorhandenen Systems	8
2.2.3. Anforderungen an das Messsystem	11
2.3. Beschreibung der Methodik	13
3. Grundlagen	14
3.1. Ultraschall	14
3.1.1. Definition	14
3.1.2. Erzeugung und Empfang	15
3.1.3. Ausbreitung	15
3.1.4. Reflexion und Brechung	16
3.1.5. Absorption und Streuung	17
3.1.6. Dopplereffekt	17
3.2. Pulsed Wave Dopplerverfahren	18
4. Stand der Technik	20
4.1. Ultrasound Applikation	20
4.2. EMI und mixed-Signal PCB	20
5. Material und Methode	21
5.1. Material	21
5.1.1. Verwendete Programme	21
5.1.2. Verwendete Geräte und Evalkits	22

5.2.	Methode	23
5.2.1.	Digitaler Hochpass	23
5.2.2.	Digitaler Tiefpass	24
5.2.3.	Quadraturdemodulation	25
5.2.4.	Serial Peripheral Interface	25
5.2.5.	paralleles Dateninterface	26
5.2.6.	Fast Fourier Transformation	27
6.	Systemdesign und Implementierung	28
6.1.	Systemübersicht	28
6.2.	Spannungsversorgung	29
6.3.	Transmitter	32
6.4.	Entkopplung Transmitter Receiver	33
6.5.	Receiver	34
6.5.1.	Analoger Bandpass	34
6.5.2.	analoge Vorverstärkung	36
6.5.3.	Digitalisierung	37
6.6.	Steuerung und Demodulierung	38
6.6.1.	Logikschicht Zustandsautomat	39
6.6.2.	Logikschicht Memorymap	40
6.6.3.	Logikschicht Kommunikation	42
6.6.4.	Logikschicht Signalverarbeitung	43
6.6.5.	Logikschicht Storage	44
6.6.6.	Logikschicht Testbench	44
6.7.	Kommunikation / Datenübertragung	45
6.7.1.	Hardware	45
6.7.2.	Software	45
6.8.	Visualisierung	46
6.8.1.	Algorithmus	46
6.8.2.	Graphical User Interface (GUI)-Beschreibung	47
6.8.3.	Programmablauf	48
7.	Test und Ergebnisse	49
7.1.	Komponententest (Unit-Test)	56
7.2.	Systemtest (Integration-Test)	56
Literaturverzeichnis		56

A. Testergebnisse	59
A.1. Signal-to-Noise-Ratio (SNR)	59
B. Dokumente	64

Abbildungsverzeichnis

2.1. Vereinfachte Darstellung des Vorhabens	8
2.2. Systemaufbau Thesis Stemplewitz	9
2.3. Systemaufbau Thesis Rehn	10
3.1. Frequenzbereiche Schall	14
3.2. Piezoelektrischer Effekt	15
3.3. Ereignis-Zeitdiagramm	18
5.1. Blockdiagramm Quadraturdemodulation und Tiefpass	25
5.2. SPI Schieberegister Master-Slave	26
5.3. Serial Peripheral Interface (SPI) Datenübertragung mit unterschiedlichen Einstellungen	26
5.4. Datenübertragung eines Frames mit der parallelen Schnittstelle	27
6.1. Modultübersicht des Systems ohne mechanische und externe Komponenten	28
6.2. Anordnung der Dioden	33
6.3. vereinfachte Schaltung des Filters	35
6.4. realisierbarer Filter	36
6.5. Verstärkung in Abhängigkeit von Differenzialer Last, Frequenz und Verstärkungswiderstand R_G	37
6.6. Abstrahierung der Logik für die Steuerung und Demodulierung der Doppler-Kernapplikation	38
6.7. Modul Zustandsautomat	39
6.8. Modul MemoryMap	40
6.9. Modul Kommunikation	42
6.10. SPI Datenübertragung	43
6.11. Modul Signalverarbeitung	43
6.12. Modul Storage	44
7.1. 3D Ansicht der Dopplerinstrumentierung	50
A.1. 2 Megahertz (MHz) Feroperm Kupferhülse + Uhu-tinse (page 1)	59
A.2. 2 MHz Kristall (Luft)	60
A.3. 2,25 MHz Feroperm in Kupferhülse + Uhu-tinse (page 6)	61
A.4. 4 MHz Sonde (Hollerith?) (page 8)	62
A.5. 8 MHz Sonde (Hollerith?) (page 10)	63

Tabellenverzeichnis

1.1. Begriffsdefinitionen	4
2.1. Bestandteile der Platine	9
2.2. Bestandteile der Platine	10
3.1. Schallgeschwindigkeiten in unterschiedlichen Materialien und Geweben	19
3.2. Eindringtiefen als Funktion der Frequenz in menschlichen Geweben	19
5.1. SPI Modi Einstellungen	26
6.1. Bedeutung der Speicheradressen	41
6.2. Bedeutung der Adressparameter	41
6.3. SPI Befehle	42
7.1. Produkt Backlog mit Tasks und User-Acceptance-Tests für Hardware Komponenten	51
7.2. Produkt Backlog mit Tasks und User-Acceptance-Tests für Software Module . . .	55

1. Abkürzungen und Begriffsdefinition

1.1. Abkürzungen

ADC	Analog-Digital Converter
ALU	Arithmetic logic unit
BOM	Bill of Materials
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
CAD	Computer Aided Design
CMSIS	Cortex Microcontroller Software Interface Standard
CW	Continuous Wave
CPLD	Complex Programmable Logic Device
dB	Dezibel
DAC	Digital-Analog Converter
DC	Direct Current
DFT	Diskrete Fourier Transformation
d.h.	das heißt
DMA	direct memory access
EMI	Electromagnetic interference
FFT	Fast Fourier Transformation
FIFO	First In, First Out
FIR	finite impulse response
FPGA	Field Programmable Gate Array
FPU	floating-point unit
GHz	Giga Herz
GUI	Graphical User Interface
HAL	Hardware Abstraction Layer
HF	Hochfrequenz
HDL	Hardware Description Language

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in
einen künstlichen Blutkreislauf

IC	Integrated Circuit
IDE	integrated development environment
IIR	infinite impulse response
kHz	Kilohertz
LDO	Low-dropout regulator
LNA	Low Noise Amplifier
LUT	Look-up Table
mA	Milliampere
MCU	Mikrocontroller
MHz	Megahertz
MOSFET	metal oxide semiconductor field-effect transistor
MSps	Megasamples per second
NF	Niederfrequenz
OOP	Objektorientierte Programmierung
PC	Personal Computer
PCB	Printed Circuit Board
pp	peak-peak
PRF	Pulse Repetition Frequency
PW	Pulsed Wave
RAM	Random-Access Memory
R&D	research and development
RF	Radio Frequenz
resp.	respektive
ROI	Region of Interest
SMD	Surface-mounted device
SMT	Surface-mount technology
SSP	Streaming Serial Port
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range
SNR	Signal-to-Noise-Ratio
SPI	Serial Peripheral Interface

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in
einen künstlichen Blutkreislauf

SPP Streaming Parallel Port

u. a. unter anderen

UAT User-Acceptance-Test

USB Universal Serial Bus

VHDL Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language

z.B. zum Beispiel

1.2. Begriffsdefinitionen

Tabelle 1.1.: Begriffsdefinitionen

Begriff	Definition
Arithmetic logic unit (ALU)	Arithmetisch-logische Einheit welche ein elektronisches Rechenwerk in einen Prozessor abbildet.
Dezibel (dB)	Das Dezibel ist eine nach Alexander Graham Bell benannte Hilfsmaßeinheit zur Kennzeichnung von Pegeln und Maßen (Logarithmische Größe). Diese Größen finden ihre Anwendung unter anderen (u. a.) in der Elektrotechnik sowie in der Akustik.
Bill of Materials (BOM)	engl. Stückliste
Continuous Wave (CW) Dopplerverfahren	kontinuierliches Dopplerverfahren
finite impulse response (FIR)	Filter mit endlicher Impulsantwort oder Transversalfilter welcher ein diskreter, meist digitaler Filter darstellt
Hardware Abstraction Layer (HAL)	engl. Hardwareabstraktionsschicht
Hochfrequenz (HF)	Frequenzen oberhalb hörbarer Schallwellen
integrated development environment (IDE)	engl. integrierte Entwicklungsumgebung
Interface	engl. Schnittstelle zwischen Funktionen oder Geräten
Low-dropout regulator (LDO)	engl. linear Regler mit geringen Verlusten welcher auch mit geringfügig höheren Eingangsspannungen betrieben werden kann.
Low Noise Amplifier (LNA)	engl. rauscharmer Verstärker, welcher sich durch besondere Rauscharmut auszeichnet
Printed Circuit Board (PCB)	engl. Leiterplatte
Pulsed Wave (PW) Dopplerverfahren	Gepulstes Dopplerverfahren
Region of Interest (ROI)	engl. Bereich von Interesse
Schallimpedanz	Verhältnis von Schalldruck zu Schallschnelle
Spurious-Free Dynamic Range (SFDR)	Störungsfreier dynamischer Bereich - Abstand der größten Störung zur Grundschwingung in einem Spektrum anzugeben.
Signal-to-Noise-Ratio (SNR)	engl. Signal-Rausch-Verhältnis, beschreibt das Verhältnis zwischen Nutzsignal und des Rauschens in der Einheit dB

Tabelle 1.1.: (Fortsetzung Begriffsdefinitionen)

Begriff	Definition
Transducer	engl. Schallkopf
User-Acceptance-Test (UAT)	Ist ein Test, welcher durch den Auftragnehmer durchgeführt wird, um den user die funktionale Sicherheit der Anwendung / des Produktes zu gewährleisten.

2. Einleitung und Aufgabenstellung

2.1. Einleitung

Der Blutkreislauf ist eine der wichtigsten Regeleinrichtungen des menschlichen Organismus. Dieser Kreislauf transportiert Blut, welches sich aus festen - Erythrozyten, Leukozyten und Thrombozyten - und flüssigen - Plasma - Bestandteilen zusammensetzt. Dabei passt sich der Kreislauf an die aktuelle Belastungsart an, indem er die Durchflussgeschwindigkeit des Blutes reguliert. Jedoch ist die Durchflussgeschwindigkeit durch die Herzfrequenz und den Arterienquerschnitten begrenzt. Dabei kann der Blutfluss durch Ereignisse, sogenannte Embolien, welche in den Gefäßen auftreten gehemmt oder gar zum erliegen gebracht werden. Die Folge ist ein minderperfundiertes betroffenes Gewebe mit anschließenden Absterben von Zellen. Dabei gibt es drei Emboliearten, welche primär in der ambulanten und stationären Behandlung vorherrschen und ein Zellsterben mit sich bringen.

Luft- / Gasembolie welche durch Injektion von Gas oder bei schnellen auftauchen aus großen Tiefen¹ entstehen können. Injektionen treten meist bei Operationen am offenen Herzen und bei Operationen an Arterien auf.

Tromboembolie umgangssprachlich auch „Blutgerinnung“ genannt, entsteht durch eine Ansammlung von Blutblättchen an der Gefäßwand, welche durch Arterienverkalkungen begünstigt werden kann. Diese Ansammlung kann sich von der Gefäßwand lösen und anschließend die Arterie verschließen.

Fettembolie ist eine Ansammlung von Fetttröpfchen bzw. Fettzellen, welche nach offenen Knochenbrüchen in den Blutkreislauf eingeschwemmt werden können.

Da diese Ereignisse vermehrt zufällig auftreten und das Risiko mitunter von dem Patienten abhängig ist, wurde für Lungenembolien der Wells-Score nach dem Wissenschaftler P.S. Wells eingeführt. Dieser Score beschreibt die Dringlichkeit und den zu betreibenden Aufwand für eine Diagnose. Des weiteren ist bekannt, dass bei Operationen vermehrt Ereignisse auftreten können, welche jedoch durch die relaxierte Muskulatur des Patienten nur bedingt wahrgenommen werden kann. Ein Monitoring zentraler Arterien während der Patient narkotisiert ist, könnte Embolien aufdecken und somit eine schnelle Entscheidungsfindung bei Schlaganfällen oder Lungenembolien begünstigen.

Die zeitnahe Erkennung von Ereignissen ist somit von zentraler Bedeutung für jeden behandelnden Arzt, da in der operativen Medizin jeder Zeit - „Time is Brain“, „Time is Muscle“ und

¹Taucher- bzw. Dekompressionskrankheit

„Golden hour²“ - Komplikationen auftreten können. Die Erkennung eines Ereignisses erlaubt es dem Arzt zu entscheiden, ob die Operation weitergeführt werden kann oder abgebrochen werden muss. Dabei hat ein Abbruch der Operation eine Lysetherapie mit einer erhöhten Dosis Heparin gegen die erkannte Embolie zur Folge.

Ein Monitoring von Ereignissen sollte an den Hauptarterien durchgeführt werden, da diese einen erhöhten Volumenstrom und somit eine erhöhte Chance auf die Erkennung von Ereignissen bieten. Dabei sind invasive³ Methoden nicht zu empfehlen, da diese Gewebeschäden zur Folge haben. Eine Alternative bieten nicht invasive Methoden, da diese den Patienten nicht verletzen und das Gewebe zerstören wodurch eine Beobachtung von Gehirnarterien ermöglicht werden kann.

Die vorliegende Arbeit befasst sich aus diesem Grund mit der Umsetzung einer nicht invasiven Methode zur schnellen und eindeutigen Emboliedetektion.

2.2. Aufgabenstellung

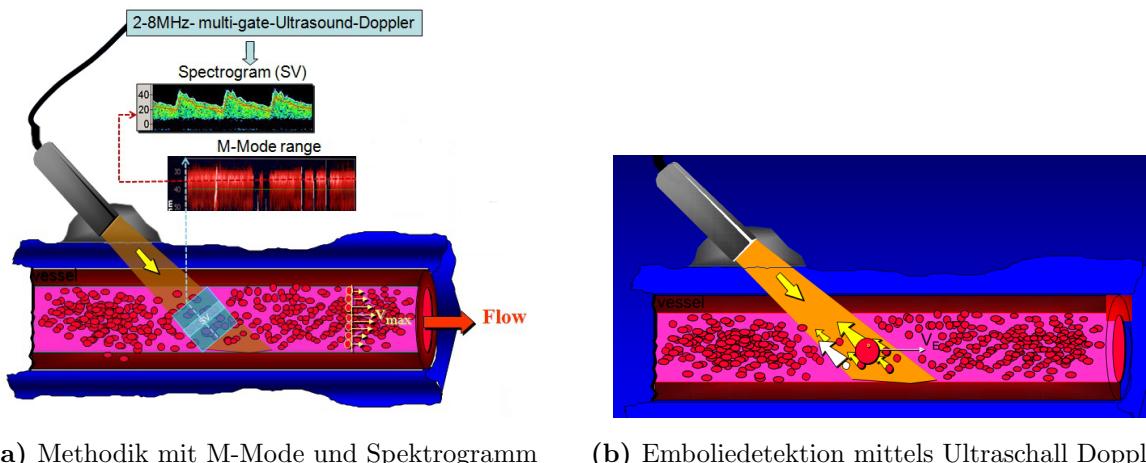
2.2.1. Aufgabenstellung der Masterarbeit

Ziel dieser Arbeit ist die Realisierung eines Systems für die eindeutige Detektion von Embolien auf Basis der nichtinvasiven gepulsten Ultraschall-Dopplertechnologie. Eine Visualisierung in Spektrogramm und M-Mode sowie die akustische Wiedergabe der Signale sind dabei unverzichtbar, um möglichst viele Informationen aus der zeitnahen Messung zu generieren und somit eine eindeutige Detektion zu gewährleisten. Abbildung 2.1 visualisiert dabei das grundlegende Vorhaben.

Diese Thesis soll u. a. eine Optimierung einer vorhandenen Hardware darstellen, da eine Detektion von Ereignissen durch die Messgenauigkeit des Messsystems bedingt ist. Beim Designen der Elektronik ist darauf zu achten, dass verschiedene Ultraschallsonden verwendet werden können. Des Weiteren soll eine Optimierung der bereits entwickelten Schnittstelle zum Personal Computer (PC) erfolgen, da die aktuelle Datentransferrate für eine eindeutige Detektion von Embolien nicht ideal erscheint. Zudem muss ein Algorithmus implementiert werden, um Embolien eindeutig zu detektieren und dem Nutzer zu visualisieren. Die Visualisierung der Messung soll dabei auf einen PC unter Nutzung diverser Betriebssysteme erfolgen indem eine benutzerfreundliche GUI bereitgestellt wird. Alle weiteren Details werden in Abschnitt 2.2.3 spezifiziert.

²Zeit zum verhindern schlimmerer Sachen

³latein invadere *einfallen, eindringen*



(a) Methodik mit M-Mode und Spektrogramm (b) Emboliedetektion mittels Ultraschall Doppler

Abbildung 2.1.: Vereinfachte Darstellung des Vorhabens

2.2.2. Vorstellung des vorhandenen Systems

Das digitale Ultraschall-Multigate-Doppler System - Version 2012

Herr Sebastian Stemplewitz entwickelte in seiner Bachelorarbeit an der Hochschule Ulm einen Prototypen für die PC gestützte Hämatokritwertmessung. Dieser sollte eine kostengünstige und intravasale Alternative zur aktuellen Hämatokritwertbestimmung werden.

Das System ist soweit minimalisiert sowie miniaturisiert (Abbildung 2.3), dass eine Weiterentwicklung des Systems die logische Schlussfolge war. Messdaten können erfolgreich mit 8 MHz Sonden aufgenommen und darstellen werden. Dabei dient ein PIC18F4550 Mikrocontroller (MCU) der Firma Microchip als Schnittstelle zwischen der Messsteuerung und dem PC durch die Implementierung eines Universal Serial Bus (USB) Audio-Profiles, welches mit der selbst entwickelten Software⁴ kommuniziert. Jedoch wurde in der Testphase festgestellt, dass eine Optimierung der Transmitter- und Receiverschaltung notwendig ist um Artefakte zu reduzieren und die Messgenauigkeit zu erhöhen. Aus dem Wunsch, die Kompatibilität mit 2 und 4 MHz Ultraschallsonden zu gewährleisten, entstand die Idee dieses System mit einem ARM-Cortex MCU zu betreiben und die Datenverarbeitung und Darstellung über diesen bereitzustellen. [1]

⁴auf Basis von C++ und QT

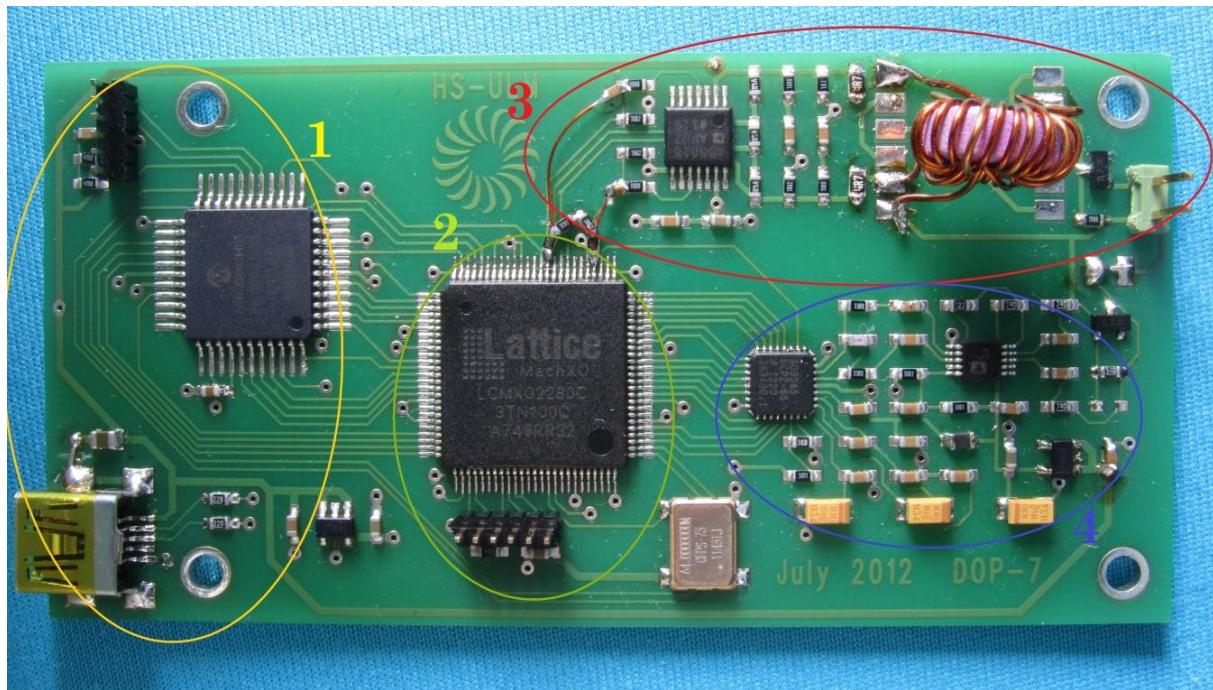


Abbildung 2.2.: Systemaufbau Thesis Stemplewitz

Tabelle 2.1.: Bestandteile der Platine

Nr.	Beschreibung
1	MCU und USB-Kommunikation
2	Signalerzeugung und Demodulation Complex Programmable Logic Device (CPLD)
3	Transmitter mit Differenzverstärker und Übertrager
4	Receiver mit Vorverstärker und Analog-Digital Converter (ADC)

Das digitale Ultraschall-Multigate-Doppler System - Version 2014

Herr Andreas Rehn, Autor dieser Arbeit, optimierte in seiner Bachelorarbeit an der Hochschule Ulm die Version 2012 (Abschnitt 2.2.2) für die Hämatokritwertmessung. Dabei wurde das Messsystem modularisiert und ein ARM-Cortex M3 MCU für den Datentransfer sowie für die Ansteuerung eines LCD-Displays integriert. Dabei stellte sich heraus, dass das vorhandene CPLD für die mathematische Vorverarbeitung der Signale keine Reserven bietet. Außerdem konnte eine Steigerung der Flexibilität durch die Umstrukturierung des Zustandsautomaten erreicht werden. Die Datentransferrate zwischen CPLD und MCU wurde auf 15,7 Mbit/s gesteigert, welche durch das USB Full-Speed Interface auf 12 Mbit/s (brutto) begrenzt ist. Messungen ergaben weiterhin, dass das 2-Layer Layout und die Schaltung nicht ideal sind, da ein Spannungsoffset von durchschnittlich 11 mV und ein SNR von 59 dB nach der Digitalisierung ermittelt wurden. Daraus ergab sich der Wunsch, die Datentransferrate durch eine alternative Schnittstelle sowie die

Messgenauigkeit des Systems zu erhöhen und die Signalverarbeitung zu optimieren. [2]

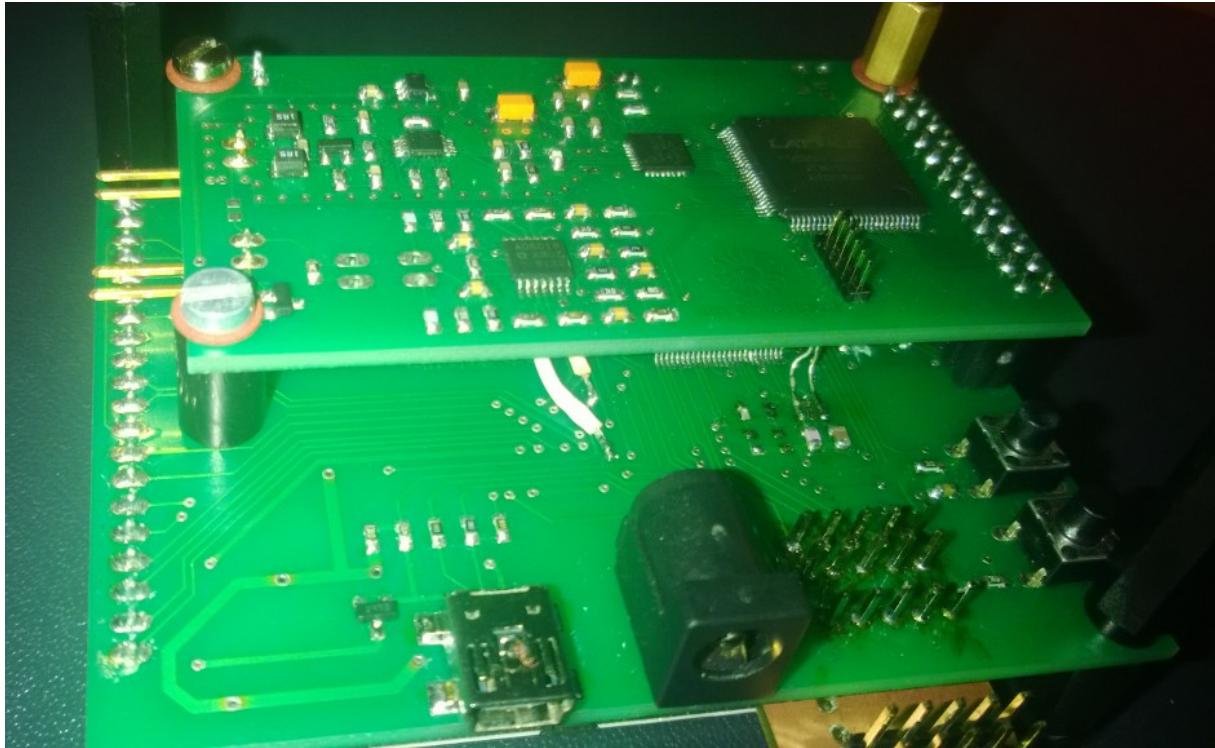


Abbildung 2.3.: Systemaufbau Thesis Rehn

Tabelle 2.2.: Bestandteile der Platine

Nr.	Beschreibung
1	CPLD mit Signalerzeugung und Demodulation
2	Receiver mit Vorverstärker und ADC
3	Transmitter mit Differenzverstärker und Übertrager
4	Interface TFT LCD-Display
5	MCU mit USB-Kommunikation

2.2.3. Anforderungen an das Messsystem

Es werden drei Ebenen von Anforderungen unterschieden: die Benutzeranforderungen, die Systemanforderungen und die Software- und Hardwareanforderungen.

Benutzer und deren Anforderungen werden dabei als höchste Ebene angesehen, da sie die Bedürfnisse des Kunden an das System darstellen. Darunter werden sowohl grundlegende Anforderung, Basisanforderungen sowie Begeisterungsfaktoren beschrieben, welche entschlüsselt, gegliedert und anschließend strukturiert werden müssen.

Die grundlegenden Anforderungen, welche Richtlinien und Normen beinhalteten, müssen erfüllt sein. Basisanforderungen beschreiben die Funktionalität des Systems. Nur wenn grundlegende, sowie Basisanforderungen erfüllt sind, kann das System zertifiziert, auf den Markt gebracht und dem Kunden die Möglichkeit gewährt werden, das Produkt zu kaufen. Begeisterungsfaktoren sind Anforderungen, die aus Sicht des Kunden nicht unbedingt erfüllt sein müssen um das Produkt zu kaufen. Jedoch bewegen genau diese Faktoren den Kunden, das Produkt zu kaufen, da es sich durch diese von Konkurrenzprodukten abheben kann. Benutzeranforderungen enthalten derweil keinerlei technische Vorgaben.

Systemanforderungen bilden die mittlere Anforderungsebene, welche die allgemeinen Leistungen des Produktes spezifiziert. Diese Leistungen dienen als Grundlage des Systemdesigns.

Die Software- und Hardwareanforderungen werden aus dem Systemdesign abgeleitet und detaillierter beschrieben.

Bindende und optionale Anforderungen können anhand der Kundenformulierung unterschieden werden. Dabei werden bindende Anforderungen durch "soll" oder "darf nicht" hervorgehoben. Normativ bindende Anforderungen werden durch "muss" Formulierungen dargestellt. Eine optionale Anforderung wird dabei durch "sollte" und eine Zusatzfunktion mit "kann" formuliert. Die in dieser Arbeit durchgeführte Optimierung wurde durch die folgenden Anforderungen detailliert definiert.

Benutzeranforderungen

- Das bestehende USD-System soll aus einer Messplatine bestehen.
- Das System soll mit Ultraschallsonden im Frequenzbereich von 2, 4 und 8 MHz arbeiten.
- Für eine Pulse Repetition Frequency (PRF) sollen mindestens 40 Werte (20 Real-, 20 Imaginärteil) zu Verfügung gestellt werden, um weitere Analysen zu ermöglichen.
- Das System soll über eine PC Software betrieben werden können.
- Die PC Software soll auf den Betriebssystemen Linux und Windows funktionieren.

Systemanforderungen

- Das System soll über eine externe Spannungsversorgung betrieben werden, welche den Normen entspricht.
- Das System soll als Steuereinheit einen ARM-Cortex M4 besitzen.
- Das System soll einen USB-micro Anschluss besitzen.

Software- und Hardwareanforderungen

• Energieversorgung

- Das System soll die Hardware des Energieversorgers vor Fehlfunktionen des Systems schützen.
- Das System soll mit einer maximalen Eingangsspannung von 20V betrieben werden können.
- Das System soll aus der angelegten Spannung die für das System benötigten Spannungen erzeugen.

• Messelektronik

- Die Messelektronik soll eine Spannungsversorgung von 3,3 V besitzen.
- Die Messelektronik sollte den Electromagnetic interference (EMI) Richtlinien entsprechen.
- Die Messelektronik sollte einen Schutz vor zu großen Signalamplituden besitzen.
- Die Messelektronik soll eine PRF von 2 kHz bis zu 12 kHz und eine Abtastrate von 64 MHz besitzen.
- Die Platine soll eine steckbare Verbindung für die Sonde aufweisen.
- Die Messelektronik sollte über eine Codierung die Frequenz der angeschlossenen Sonde erkennen können.

• Auswerteelektronik

- Die Auswerteelektronik soll eine Schnittstelle zu einem PC besitzen, welche mindestens eine Datentransferrate von 100 Mbit/s unterstützt.
- Eine Visualisierung der aktuell angeschlossenen Sonde mit deren Frequenz sollte vorhanden sein, um den Nutzer eine schnelle Identifizierung der Sonde zu ermöglichen.

• GUI

- Das GUI soll ein Menu bereitstellen, um die Parameter der Messung einzustellen.
- Das GUI soll ein linearen, für die Messwerte und ein Fast Fourier Transformation (FFT)-Graphen, für das Zeit-Schallsignal bereitstellen.

2.3. Beschreibung der Methodik

Die Ausgangssituation wurde analysiert und mit dem aktuellen Stand der Forschung verglichen, indem die zur Verfügung stehenden Unterlagen studiert und mit aktueller Fachliteratur abgeglichen wurden. Durch die Recherchen des aktuellen Stands der Technik zeigte sich entsprechendes Optimierungspotenzial im Vergleich zu den vorhandenen Messsystemen. Insbesondere zeigte sich, dass eine deutliche Verbesserung der Nutzbarkeit erreicht werden kann, wenn eine Datentransfersteigerung des Systems erreicht werden kann. Des Weiteren ergab sich Optimierungspotential in der Messgenauigkeit. Durch die Anpassung der Hard- und Software und der Anpassung des Layouts unter Beirücksichtigung gängiger EMI Aspekte, wurden im Rahmen der hier beschriebenen Studienarbeit grundlegend Verbesserungen im Hinblick auf die Genauigkeit der Messung und des Nutzungskomforts des Messsystems erreicht.

3. Grundlagen

3.1. Ultraschall

3.1.1. Definition

Schallwellen sind mechanische Wellen. Dabei unterscheidet man Infraschall¹, Ultraschall² und Schallwellen, welche das menschliche Gehör wahrnehmen kann³. Die höchsten, technisch rea-

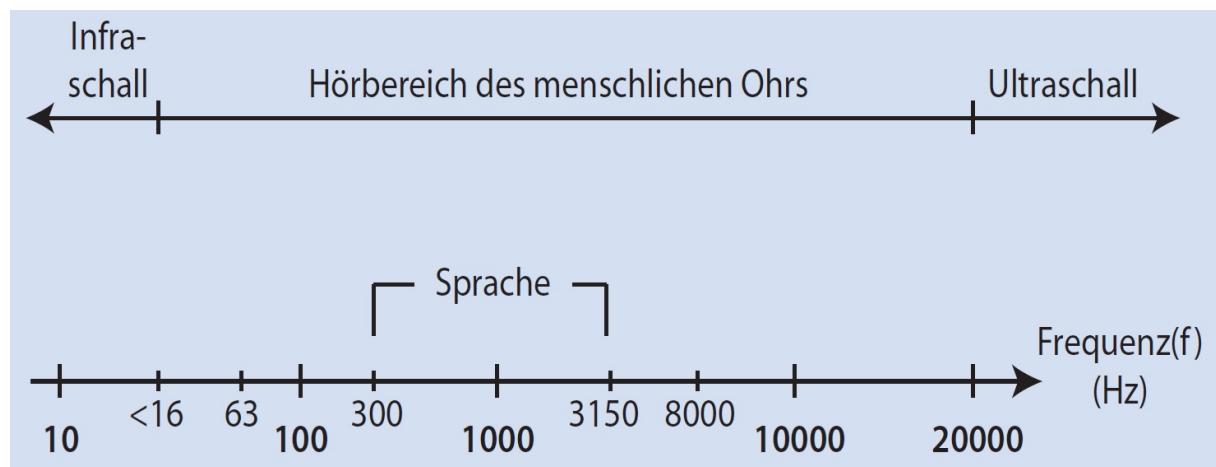


Abbildung 3.1.: Frequenzbereiche Schall

lisierbaren Schallfrequenzen liegen bei circa (ca.) 1 Giga Herz (GHz). Für die medizinische Diagnostik sind dabei Frequenzen im Bereich von 2 bis 10 MHz interessant. Unterhalb von 2 MHz ist die Auflösung zu gering und oberhalb von ca. 10 MHz ist die Absorption im Gewebe zu stark.

In menschlichem Gewebe beträgt die Schallgeschwindigkeit c etwa 1500 m/s. Bei Frequenzen im Bereich von 2 bis 10 MHz ist deshalb die Wellenlänge λ im Bereich von < 10 mm. Somit kann man erreichen, dass sich Ultraschall im Gewebe wie ein optischer Strahl ausbreitet. Er kann fokussiert, reflektiert, gestreut und absorbiert werden. Durch diese Effekte kann somit eine Abbildung von Organen erzielt werden, welche die Basis der Sonographie oder Ultraschalldiagnostik bildet. [3] [4] [5]

¹Frequenzen < 20 Hz

²Frequenzen > 20.000 Hz bzw. 20 kHz

³Frequenzen von 20 bis 20.000 Hz

3.1.2. Erzeugung und Empfang

Im Jahr 1880 wurde der *Piezoelektrische Effekt* von Pierre Curie entdeckt. Der Effekt bezieht sich auf Materialien, welche einen permanenten elektrischen Dipolmoment⁴ aufweisen. Diese erzeugen eine Spannung, wenn eine Kraft (respektive (resp.) ein Druck) angelegt wird. Mit diesem Effekt ist es möglich Kräfte, jedoch aber auch Torsion oder wie in dieser Arbeit Ultraschall zu messen. Dieser Effekt kann aber auch zur Erzeugung von Kraft in Form von

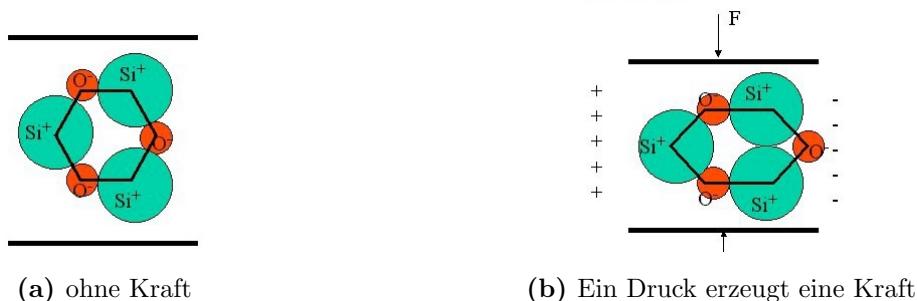


Abbildung 3.2.: Piezoelektrischer Effekt

mechanischen Wellen genutzt werden. Dies bezeichnet man als den *Indirekten piezoelektrischen Effekt*. Durch Anlegen einer Wechselspannung an einen elastischen Körper wird dieser mit der Frequenz der Wechselspannung verformt und erzeugt in Abhängigkeit der Körpereigenschaften, der Amplitude der angelegten Wechselspannung und deren Frequenz Schallwellen. [3] [4] [5]

3.1.3. Ausbreitung

Eine Schallwelle entspricht einer zeitlichen und räumlichen periodischen Auslenkung von Druck und Dichte des Mediums. Dabei interessieren vor allem die Änderungen des Drucks (nicht der Mittelwert). Somit sind Schallwellen an Materie gebunden und können sich im Vakuum nicht ausbreiten. In Luft, Flüssigkeiten sowie biologischen Gewebe breiten sich Schallwellen dabei in Form von Longitudinalwellen⁵ aus.

Dabei hängt die Schallgeschwindigkeit c in Festkörpern von der Dichte ρ , der Poissonzahl μ und dem Elastizitätsmodul E ab. Es ist dabei die Schallgeschwindigkeit c im Festkörper:

$$c_{\text{longitudinal}} = \sqrt{\frac{E(1-\mu)}{\rho(1-\mu-2\mu^2)}} \quad (3.1.1)$$

$$c_{\text{transversal}} = \sqrt{\frac{E}{2\rho(1+\mu)}} \quad (3.1.2)$$

Mit der Gleichung 3.1.1 werden für die Medizin wichtigen Schallgeschwindigkeiten für die aufgeführten Materialien bestimmt (siehe Tabelle 3.1). Der Schalldruck und die Schallimpedanz

⁴Materialien, bei denen die Schwerpunkte der positiven und negativen Ladungen nicht zusammenfallen

⁵von Zonen mit Über- und Unterdruck (Verdichtungs- und Verdünnungszonen)

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in einen künstlichen Blutkreislauf

darf dabei nicht vernachlässigt werden, da die Ausbreitung von Druck und Dichte des Mediums abhängig ist.

Für die Schallimpedanz Z findet man:

$$Z = \frac{\Delta\rho_0}{v_0} = \sqrt{K \cdot \rho_0} \quad (3.1.3)$$

$$Z = c \cdot \rho \quad (3.1.4)$$

Aus den Gleichungen 3.1.3 und 3.1.4 ist erkennbar, dass die Schallimpedanz Z eine Materialkonstante ist.

Die Intensität einer Schallschwelle⁶ ist

$$j = \frac{\text{Kraft} \cdot \text{Weg}}{\text{Fläche} \cdot \text{Zeit}} = \rho \cdot c \quad (3.1.5)$$

Mit der kinetischen Energiedichte ρv^2 kann die Schallintensität auch ausgedrückt werden durch

$$j = \rho c v^2 \quad (3.1.6)$$

In Bezug auf die Zeit ist sie damit

$$j = \rho_0 c A_0^2 \omega^2 \sin^2(\omega t) \quad (3.1.7)$$

wobei die Amplitude A_0 die Auslenkung $A_0 \sin(\omega t)$ darstellt. [3] [4] [5]

3.1.4. Reflexion und Brechung

Wie alle Wellen werden auch Schallwellen an Grenzflächen teilweise reflektiert. Diese Grenzflächen befinden sich zwischen Gebieten mit unterschiedlicher Schallimpedanz. Bei senkrechtem Einfall im linearen Bereich gilt für die transmittierte Intensität I_t mit der emittierten Intensität I_e

$$\frac{I_t}{I_e} = 4 \frac{Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} \quad (3.1.8)$$

und für die Intensität der reflektierten Welle I_r

$$\frac{I_r}{I_e} = \frac{(Z_1 - Z_2)^2}{(Z_1 + Z_2)^2} \quad (3.1.9)$$

Da in der Sonographie hauptsächlich mit den reflektierten Wellen gearbeitet wird, beziehen sich die nächsten Aussagen auf die Gleichung 3.1.9. Unter Betrachtung der Tabelle 3.1 und der Gleichung 3.1.4 erschließt sich, dass die Schallimpedanzen der biologischen Materialien sehr gering sind. Somit kann Gleichung 3.1.9 weiter vereinfacht und der Reflektionsfaktor R bestimmt werden.

$$R \approx \frac{(\Delta Z)^2}{4Z^2} \quad (3.1.10)$$

Hingegen ist der Reflektionsfaktor zwischen Luft und dem biologischen Gewebe extrem groß und reduziert die Intensität dementsprechend stark. Diesem Effekt muss durch ein spezielles Kontaktgel entgegengewirkt werden. [3] [4] [5]

⁶Energietransport pro Fläche und Zeiteinheit

3.1.5. Absorption und Streuung

Wie in Unterabschnitt 3.1.4 dargestellt nimmt die Gesamtintensität der Ultraschallwelle bei jeder Grenzfläche ab. Zudem wird das Medium durch die einstrahlende Welle in Schwingung versetzt und strahlt somit selbst eine Welle aus.

Findet diese Schwingung in Phase mit der einfallenden Welle statt⁷, beeinflusst die Interferenz zwischen den Wellen lediglich die Phasengeschwindigkeit der Ultraschallwelle.

Eine Überlagerung der Wellen hingegen⁸ führt zu einer Schallabstrahlung in alle Richtungen und somit zu einer Streuung, was eine Dämpfung zu Folge hat.

Da das biologische Gewebe jedoch eher einem homogenen Medium entspricht, ist die Abnahme für eine ebene Welle proportional zur Intensität und nimmt somit exponentiell ab

$$I(x) = I_0 e^{-\mu x} \quad (3.1.11)$$

Dabei besteht der Dämpfungs- oder Schwächungskoeffizient μ aus einem Absorptions- und einem Streuanteil $\mu = \mu_{Abs} + \mu_{Streu}$. Im Gewebe beträgt die Dämpfung ca. $1 \frac{dB}{cm \text{ MHz}}$. Die Effizienz der Streuung hängt von der Frequenz / Wellenlänge λ , der Größe der streuenden Inhomogenitäten und dem Unterschied der Schallimpedanz ab.

Streuung und Absorption bestimmen zusammen die Eindringtiefe der Schallwellen. Somit ist die Dämpfung abhängig von dem **Koeffizienten** μ , dem **Weg** x und der **Sendefrequenz** f . [3] [4] [5]

3.1.6. Dopplereffekt

Der Effekt tritt bei allen mechanischen Wellen auf, die sich durch den Raum bewegen. Dabei erregt die Welle stationäre und sich bewegende Teilchen gleichermaßen, wodurch eine weitere Welle durch das erregte Teilchen ausgesendet wird. Bei stationären Teilchen wird die Trägerfrequenz f_0 reflektiert. Die bewegenden Teilchen jedoch führen je nach Bewegungsrichtung zur Welle kinetische Energie zu der Reflektion der Welle hinzu oder ab⁹. Bewegt sich ein Teilchen entgegen der Longitudinalwellenrichtung so wird die reflektierte Wellenlänge λ größer. Umgekehrt wird λ kleiner, wenn sich ein Teilchen mit der Longitudinalwellenrichtung bewegt.

Die Differenz Δf zwischen emittierter und empfangener Trägerfrequenz nennt man Dopplerschiebefrequenz. Die Differenz ist abhängig von der Trägerfrequenz f und dem Geschwindigkeitsvektor \vec{v} des bewegten Teilchens. Somit ist der Winkel θ zwischen Ausbreitungsrichtung der Welle und des Richtungsvektors des Teilchens nicht vernachlässigbar.

Die Dopplerschiebefrequenz berechnet sich nach folgender Gleichung

$$\Delta f = \frac{2fv \cos(\theta)}{c} \quad (3.1.12)$$

⁷homogenes Medium

⁸in inhomogenen Medium

⁹Teilchen können beschleunigt oder abgebremst werden

Anwendung findet dieser Effekt nicht nur in der diagnostischen Medizin zur Bestimmung von Blutströmungsgeschwindigkeiten. Der Effekt dient seit Jahren in der Industrie und in Haushalten zur Überwachung des Durchflussvolumens und der Erkennung von Fremdkörpern in Flüssigkeiten. Die Dopplerschiebefrequenzen liegen dabei in der diagnostischen Medizin im hörbaren Bereich von einigen kHz.

3.2. Pulsed Wave Dopplerverfahren

Beim gepulsten Doperverfahren werden Bursts¹⁰ durch den Transduktorkombination mit einem Piezoelement erzeugt. Diese werden in periodischen Abständen (Pulse Repetition Frequency (PRF)) in das zu messende Material transmittiert. Dabei werden durch Teilchen oder Dichteänderungen Reflexionen verursacht (Unterabschnitt 3.1.4), welche mit demselben Piezoelement erfasst und anhand der Laufzeit (Unterabschnitt 3.1.3) bestimmten Materialtiefen zugeordnet werden kann.

Statische Reflexionen verursachen dabei stärkere Signale als die dynamischen Dopplersignale und müssen nachträglich aus der Messung gefiltert werden. Dies geschieht durch die sogenannte Demodulation.

Abbildung 3.3 visualisiert den Ereignisablauf für zwei überlagerte Messstufen in Abhängigkeit der Peripheriesteuerung. Dabei wird die PRF durch den Impuls *Retransmit* realisiert, welches die Erzeugung des Burstsignals zur Folge hat. Anschließend werden durch die Zeitdifferenzen, die zu messenden Tiefenbereiche digitalisiert sowie demoduliert. Dabei wird für jeden Tiefenbereich bzw. für jede ROI eine bestimmte Anzahl von Messwerten generiert und zusammengefasst.

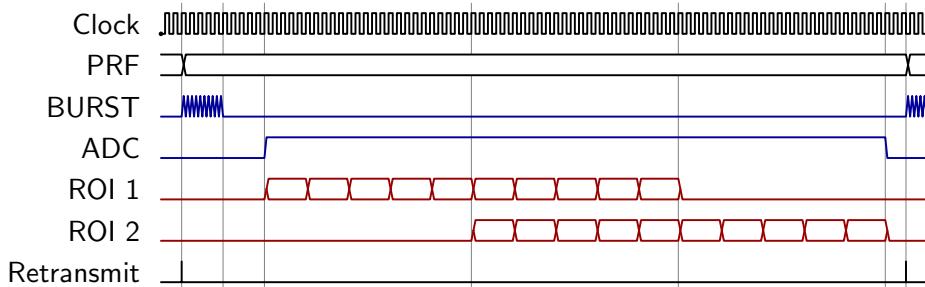


Abbildung 3.3.: Ereignis-Zeitdiagramm

¹⁰kurz-gepulste Energiepakete

Tabelle 3.1.: Schallgeschwindigkeiten in unterschiedlichen Materialien und Geweben

Material	c [$\frac{m}{s}$]
Luft	340
Fett	1400
Wasser ($37^\circ C$)	1540
Leber	1549
Niere	1561
Muskel	1568
Blut	1570
Knochen	3600

Tabelle 3.2.: Eindringtiefen als Funktion der Frequenz in menschlichen Geweben

Frequenz f in MHz	Eindringtiefe in cm	Anwendung
1	50	
3.5	15	Fötus, Leber, Herz, Niere
5	10	Gehirn
7.5	7	Prostata
10	5	Pankreas
20	1.2	Auge, Haut
40	0.6	Intravaskulär

4. Stand der Technik

4.1. Ultrasound Applikation

ddas hier ist

4.2. EMI und mixed-Signal PCB

Die symmetrische Signalübertragung (Störfestigkeit) Seite 140f. ab 500 MHz trägt das filter-layout bei (S190) -*i* Filterlayout vernachlässigbar Seite 235 - Kleinrechner boards pi filter..

Gegentakt / Gleichtaktstörungen Galvanische Kopplung und Gegenmaßnahmen Kapazitive Kopplung und Gegenmaßnahmen Induktive Kopplung und Gegenmaßnahmen Filter Filterschaltungen (Seite 127f.) Prinzip, Tiefpass,

5. Material und Methode

5.1. Material

5.1.1. Verwendete Programme

Altium Designer

Altium® Designer® ist eine PCB Design Software, welche für Microsoft® Windows® verfügbar ist und aktuell die Versionsnummer 15.1.12 trägt. Diese Software wurde für die Erstellung eines Schaltplans, sowie für das Erstellen eines Leiterplattenlayout genutzt, was sich durch die Ableitung des zuvor erstellten Schaltplans schnell realisieren lies. Dazu stehen der Schaltplan-Editor und der Layout-Editor zur Verfügung, welche sich gegenseitig synchronisieren und Änderungen in dem jeweils anderen Editor sichtbar machen. Die Überprüfung des Leiterplattenlayout durch "Design Rules", welche man bei den gewünschten Hersteller der Platinen beziehen kann, wird bereitgestellt, wodurch die Entwicklungszeit und Fehler reduziert werden. [6]

LTspice IV

LTspice IV® ist ein hochperformanter SPICE Simulator, welcher für Microsoft® Windows® und Mac OS X 10.7+ verfügbar ist und aktuell die Versionsnummer 4.23e trägt. Diese Software wurde von Linear Technology Corporation für die analoge Schaltungssimulation entwickelt, wodurch Sie für die Validierung des Bandpassfilters sowie der Transmitteransteuerung genutzt werden konnte. [7]

Lattice Diamond

Diamond® ist eine Design Software der Firma Lattice®, welche für Microsoft® Windows® und Linux Distributionen verfügbar ist. Diese wurde für die Erstellung von Logikmodulen (in der Programmiersprache Verilog 2.0) und die Verknüpfung der erstellten Module in einem System Design verwendet. Dieses Design konnte durch den integrierten Compiler für die Programmierung des Lattice MachXO2™ bereitgestellt sowie übertragen werden. Dabei wurde die Version 3.4.080 verwendet.

ALDEC Active-HDL

Active-HDL™ ist eine Design Erstellungs- und Simulations-IDE für Field Programmable Gate Array (FPGA)'s der Firma Aldec, welche für Microsoft® Windows® verfügbar ist. Diese Software ist in Lattice Diamond® integriert und wurde für die Simulation bzw. Synthese der

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in
einen künstlichen Blutkreislauf

Logikmodule und des System Designs des MachXO2™ genutzt. Die verwendete Version trägt
die Nummer 9.3 und die Buildkennung 2744.sp1.09.4995.01.

NXP Semiconductors LPCXpresso

LPCXpresso ist eine Software Entwicklungs IDE auf der Basis von Eclipse. Mit dieser Software
wurde die Firmware des ARM-Cortex erstellt und gedebuggt. [8]

Texmaker

Bei Texmaker handelt es sich um ein Textsatzprogramm, welches von Pascal Brachet© unter
Verwendung von Qt 5.2.1 sowie Poppler 0.26.5 compiliert wurde und für Microsoft© Windows®,
Linux Distributionen sowie für Apple OS X verfügbar ist. Die aktuelle Version, welche verwendet
wurde trägt die Versionsnummer 4.4.1.

5.1.2. Verwendete Geräte und Evalkits

LPCXpresso LPC4337 / OM13070 von NXP

Das OM13070 von NXP ist ein Prototyping Board, das eine komplette Abstrahierung der
low-level MCU Befehle durch einen Online-Compiler mit sich bringt. Das Board besteht aus 2
Komponenten. Den eigentlichen asymmetrischen ARM-Cortex M4/M0 Chip LPC4337 der Firma
NXP und einen Debugger Chip. Dazu gehören Funktionen wie SPI, I2C, UART, CAN, GPIO,
PWM, ADC, Digital-Analog Converter (DAC), sowie Ethernet und USB OTG.

Durch den HAL in Kombination mit dem ARM Cortex Microcontroller Software Interface Standard
(CMSIS) kann der entwickelte Programmcode nicht nur schneller, sondern auch auf alle
ARM-Cortex Modelle von NXP übertragen werden¹.

Funktionsgenerator PM5139 von Philips (Flunke Corporation)

Für die Evaluierung der Messplatine wurde dieser Funktionsgenerator vorgesehen, welcher
Testsignale erzeugt. Dieser unterstützt die Signalformen Gleichstrom, Sinus, Dreieck, Quadrat,
Puls und Sägezahn und kann diese Signalformen mit einer Wiederholfrequenz von 0.1 mHz bis
20 MHz mit einer maximalen Spitzenspannung von 20 V generieren. Die Signale werden mit
einer Präzision von 10-Bit generiert. [9]

Digital Oscilloscope HMO3524 von HAMEG Instruments

Mit dem Oszilloskop von HAMEG Instruments werden Signale graphisch dargestellt. Dieses
Gerät bietet eine Abtastrate von 4 x 2 GigaSamples/Sekunde und visualisiert Signale bis 350
MHz. Die Vertikale Auflösung beträgt 8 Bit und im HighResolution Mode bis zu 10 Bit. Es besitzt

¹sofern diese die programmierten Funktionen unterstützen

2 MB internen Speicher und zählt zu den Speicheroszilloskopen. Es bietet auch Funktionen im Bereich der Mathematik an, wie zum Beispiel (z.B.) eine FFT Analyse für die Darstellung der gemessenen Signalfrequenzen. Für die Dokumentation wird das Speichern von Bildern auf einen USB-Stick oder über die mitgelieferte Software auf dem PC bereitgestellt. [10]

Spectrum Analyzer FSL3 von Rohde & Schwarz mit Schnüffelsonde

Mit dem Spektrumanalysator FSL3 von Rohde & Schwarz werden Signale graphisch dargestellt. Dieses Gerät bietet eine Signalanalyse in Form einer Spektralverteilung für Frequenzen zwischen 9 Kilohertz (kHz) bis 3 GHz. Somit kann das erfasste Signal in seine Einzelfrequenzen zerlegt werden. Es bietet zudem die Möglichkeit, 4 Marker für definierte Frequenzen zu setzen und somit den Leistungspegel dieser Frequenzen direkt zu visualisieren. Die minimale Frequenzauflösung beträgt dabei 1 Hz, was mehr als ausreichend für die Messung dieser Arbeit sind. Für die Dokumentation der Daten wird das Speichern von Bildern und der Rohdaten als ASCII-Werte auf einen USB-Stick oder über die mitgelieferte Software auf dem PC bereitgestellt. [11] Eine Prüfsonde für elektrische und magnetische Wechselfelder, auch Schnüffelsonde genannt, wurde für die Lokalisierung von Signalstörungen auf der Platine genutzt. Dabei wurde die Schnüffelsonde mit einem LNA an den FSL angeschlossen. Diese arbeiten für elektrische Felder nach dem Prinzip der Ladungsverschiebung einer Kapazität, welche von der Feldstärke abhängt und für magnetische Felder nach dem Prinzip eines Strom-Spannungswandlers durch Induzierung einer Wechselspannung in eine Spule. Somit muss die richtige Sonde für die Messung von AC- und DC-Störungen ausgewählt werden.

5.2. Methode

Für das generieren des M-Mode (??) und des Doppler Spektrogramm (??) Graphen aus den digitalisierten Signalen der Ultraschallsonde muss eine Verarbeitung des Signales erfolgen. Dafür wird zunächst das Signal demoduliert und in den Niederfrequenz (NF) Bereich transformiert. Anschließend findet ein Datentransfer statt, welcher durch einen parallelen Datentransfer realisiert wird. Nachdem die demodulierten Daten über den ARM-Cortex M4 an einen PC transferiert wurden, muss eine FFT zur Darstellung des Doppler Spektrogramm als Audiosignal sowie als Graph erfolgen. In den folgenden Abschnitten werden die dafür benötigten Methoden detaillierter beschrieben, wobei für den parallelen Datentransfer eine 8-bit breite Schnittstelle als ausreichend erschien.

5.2.1. Digitaler Hochpass

Für die Optimierung des SNR ist ein digitaler Hochpass geplant. Grund dafür ist die Annahme, dass bei den differenziellen Eingangssignal Störungen unterhalb von 1 MHz durch die

Spannungsversorgung und kapazitiven Einkopplungen stattfinden, welche sich gleichmäßig² auf das Signal auswirken können. Zudem wird durch eine Vorverstärkung des Signals immer ein DC-Offset generiert, was bei den geringen Signalpegeln von mehreren μV bis wenigen mV das SNR extrem beeinflusst. Da ein passiver Hochpassfilter ein Eigenrauschen sowie ein Offset besitzt und die Steilheit der Amplitudenänderungen verringert, ist ein digitaler Hochpass nicht nur günstiger, sondern auch effektiver.

Grundlegend muss sich für eine Art der digitalen Filterung entschieden werden, wobei die FIR und infinite impulse response (IIR) Filtertechnik zu Verfügung stehen. Da die Digitalisierung (Abtastrate f_A) mit 64 MHz durchgeführt wird und Signale mit Frequenzen unterhalb von 500 kHz als Störungen angesehen werden, muss das Filter im CPLD abgebildet werden, was die Nutzung von Multiplikationen stark einschränkt, um die Taktfrequenz der Logikeinheit nicht zu stark zu belasten. Daher wurde sich für die einfachste Art von digitalen Filter entschieden - einen FIR Filter mit Multiplikatoren von 1 wodurch Multiplikationen entfallen. Dabei benötigt das Filter 128+1 Verzögerungen / Speicherelemente, da

$$\frac{64.000 \text{ kHz}}{500 \text{ kHz}} = 128 \text{ Elemente}$$

Die Realisierung wird durch ein 128 Elemente Tiefes Schieberegister ermöglicht, was pro Takt die digitalisierten Werte weiter schiebt. Dabei wird der letzte Wert im Schieberegister mit den Kehrwert des neuen Wertes multipliziert und als Signal an die Demodulierung weitergereicht. Dabei entsteht eine zusätzliche Verzögerung von mindestens 3 Takten durch die Multiplikation, was jedoch bei der hohen Taktfrequenz und der kontinuierlichen Messung vernachlässigbar und somit kompensierbar ist.

5.2.2. Digitaler Tiefpass

Ein Digitaler Tiefpass wird für die Quadraturdemodulierung (Unterabschnitt 5.2.3) benötigt, da die HF Modulation eliminiert werden muss. Dabei nutzt man die Information, dass man mit einer Trägerfrequenz arbeitet, welche durch den Dopplereffekt um wenige kHz verschoben wird. Zudem ist die Periodenzahl der Trägerfrequenz im Burst definiert, wodurch die maximale axiale Auflösung R_A bekannt ist.³ Somit kann ein einfacher Tiefpass auf Basis des FIR Filtertechnik verwendet und realisiert werden.

Wenn eine durch 2 teilbare Anzahl von Perioden im Burst definiert wird, ist die maximale axiale Auflösung $Burst/2$ wodurch ein Addition über $Burst/2$ Perioden ausreichend ist und die optimale Informationsgröße beinhaltet. Dabei werden Messwerte eines definierten Zeitbereichs addiert, wodurch sich die positiven mit den negativen Werten eliminieren. Man spricht bei dieser Technik auch von moving average (Gleitender Mittelwert), da die Grundfrequenz f_0 und deren grade Oberwellen eliminiert werden, wobei der NF Anteil vorhanden bleibt.

²Common Mode

³ $R_A = \text{spatial pulse length (mm)}/2$

5.2.3. Quadraturdemodulation

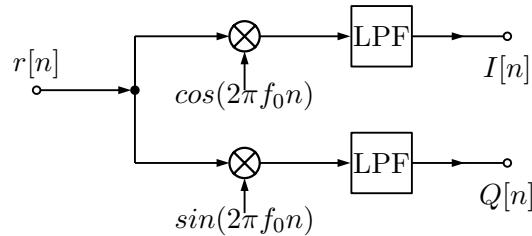


Abbildung 5.1.: Blockdiagramm Quadraturdemodulation und Tiefpass

Die Quadraturdemodulation ist eine Möglichkeit, Hochfrequente Eingangssignale in den Niedrfrequenzbereich umzuwandeln. Dabei wird das Eingangssignal $r[n]$ mit der Trägerfrequenz f_0 multipliziert.

Für die Digitale Umsetzung der Demodulierung benötigt man eine Look-up Table (LUT) mit Sinus- und oder Cousinuswerten sowie 2 Multiplizierer und 2 Addierer. Die LUT rotiert dabei mit der Trägerfrequenz f_0 oder einen vielfachen davon, je nachdem, wie viele Stützstellen in der LUT vorhanden sind. Dabei errechnet sich die Anzahl der LUT Stützstellen N_S wie folgt:

$$N_S = \frac{f_{Sampling}}{f_0} \text{ mit } N_S \in \mathbb{N} \quad (5.2.1)$$

Es ist zu Beachten, dass die Anzahl der Stützstellen eine Ganze Zahl \mathbb{N} ist. Somit sollte die Samplingfrequenz $f_{Sampling}$ ein Vielfaches der Trägerfrequenz f_0 darstellen um Fehler der Berechnung zu vermeiden.

Durch die nachgestellte Addition des Realteils und des Imaginärteils werden die Summenfrequenzen der Multiplikation eliminiert. Diese Technik wird auch als FIR oder moving average Filter bezeichnet.

5.2.4. Serial Peripheral Interface

Das SPI ist ein Bus-System, welches von Motorola entwickelt wurde. Es besteht aus drei oder vier Signalleitungen und dient der seriellen, synchronen Datenübertragung zwischen einem Master und einem Slave (3-Wire Mode) oder einem Master und mehreren Slaves (3-/4-Wire Mode).

Die Signalleitungen des SPI setzen sich dabei wie folgt zusammen:

SCK (Serial Clock) ist das Taktsignal, welches vom Master bereitgestellt wird.

MOSI (Master Out, Slave In) dient dem Master für die Datenweitergabe an den Slave.

MISO (Master In, Slave Out) dient dem Master für den Empfang der Daten des selektierten Slaves.

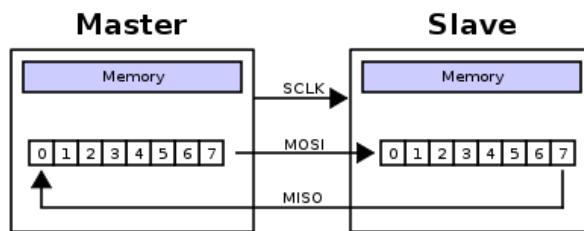


Abbildung 5.2.: SPI Schieberegister Master-Slave

CS (Chip Select) dient dem Selektieren des Slaves und ist low Aktiv.

Der Vorteil des SPI ist sein Vollduplex Modus, welcher durch Schieberegister in Slave und Master realisiert wird (siehe Abb. 5.2). Für die Datenübertragung ergeben sich 4 verschiedene Modi, welche sich durch einstellen der *Clock Polarity (CPOL)* und der *Clock Phase (CPHA)* ergeben (siehe Tab. 5.1).

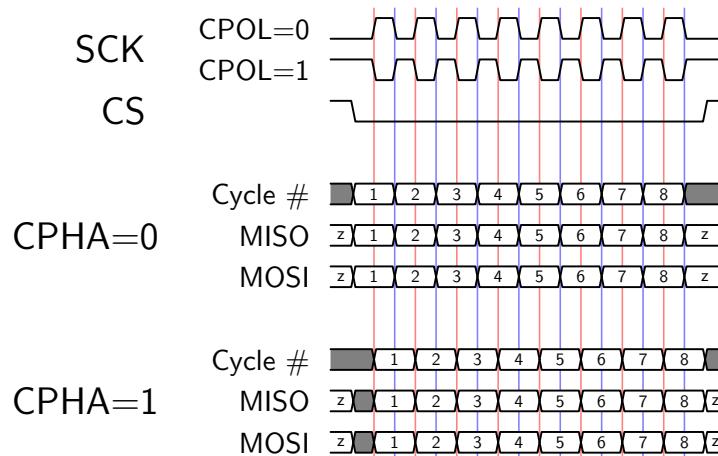


Abbildung 5.3.: SPI Datenübertragung mit unterschiedlichen Einstellungen

Tabelle 5.1.: SPI Modi Einstellungen

Mode	Clock Polarity	Clock Phase
0	0	0
1	0	1
2	1	0
3	1	1

5.2.5. paralleles Dateninterface

Für die Realisierung eines parallelen Dateninterfaces wird mindestens eine Datenleitung, welche die eigentliche Information des Bits enthält, sowie eine Takteleitung, welche den Schreibbefehl

initialisiert, benötigt. Dabei kann die Anzahl an Datenleitungen variieren. In diesem Layout wurde sich für ein 8-bit breites Interface entschieden, da dieses mit einem Clock von 16 MHz betrieben werden soll. Somit könnte eine theoretische Datenrate von 16 MB/s^4 realisiert werden, was zwar nicht die theoretischen 60 MB/s^5 der High-Speed USB 2.0 Schnittstelle ausreicht, jedoch 160 32-Bit Werte bei einer PRF mit 12 kHz übertragen kann. Somit kann die Datenrate um 400 % in Bezug auf die vorangestellte Arbeit gesteigert werden und bietet durch eine Busverbreitung auf 16 bit eine theoretische Datenrate von 32 MB/s.

Für die Synchronisierung der Daten wurde sich der Technik der PAL video Synchronisierung bedient. Dabei handelt es sich um ein zusätzliches Signal, welches den Spannungspegel bei Übertragung eines Pakets ändert. Mit dieser Technik können die übertragenen Werte einer PRF zugeordnet werden, was dem Empfänger die weitere Verarbeitung der Werte erleichtert. Somit entfällt eine sonst notwendige Nachbearbeitung durch Zuordnung von Start- und Stopbits des Transfers. Diese Erweiterung reduziert die MCU Last des Empfängers, wodurch diesem mehr Zeit für andere Aufgaben resp. Berechnungen zu Verfügung stehen.

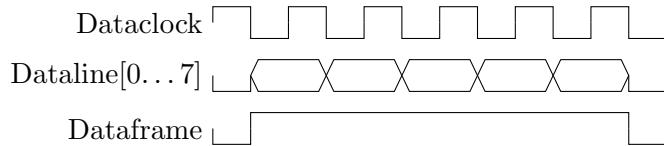


Abbildung 5.4.: Datenübertragung eines Frames mit der parallelen Schnittstelle

5.2.6. Fast Fourier Transformation

Die FFT ist eine Methode, welche Daten aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich überführt. Diese Methode beruht auf einen Algorithmus, welcher die Eingangswerte vertauscht. Dabei wird in jedem Schritt das Abtastintervall zwischen zwei Werten verdoppelt. Dies wird solange wiederholt, bis alle Eingangswerte in 2-er Gruppen gespalten sind. Dies hat zur Folge, dass für die FFT immer ein ganzzahliges Vielfaches der Auflösungsfrequenz korrekt ermittelbar ist.

Die Diskrete Fourier Transformation (DFT) benötigt N^2 und die FFT $N * \log_2(N)$ Berechnungen. Somit werden für einen Zeitbereich von z.B. 10^9 ns für die FFT $\approx 30 \text{ s}$ und die DFT $\approx 31.2 \text{ Jahre}$ benötigt.

Aus der Anzahl N der Punkte und der Abtastfrequenz f_A ist der Linienabstand im Frequenzbereich mit $\frac{f_A}{N}$ berechenbar. Weiterhin ist zu beachten, dass die FFT spiegelsymmetrisch zur Mitte ist und somit nur die Frequenzen von $k = 0$ bis $k = \frac{N}{2}$ betrachtet werden und die k -te Frequenz f_k durch $f_k = f * \frac{f_A}{N}$ definiert ist.

⁴ $16 \cdot 10^6 \text{ Byte}$

⁵480 mbit/s

6. Systemdesign und Implementierung

6.1. Systemübersicht

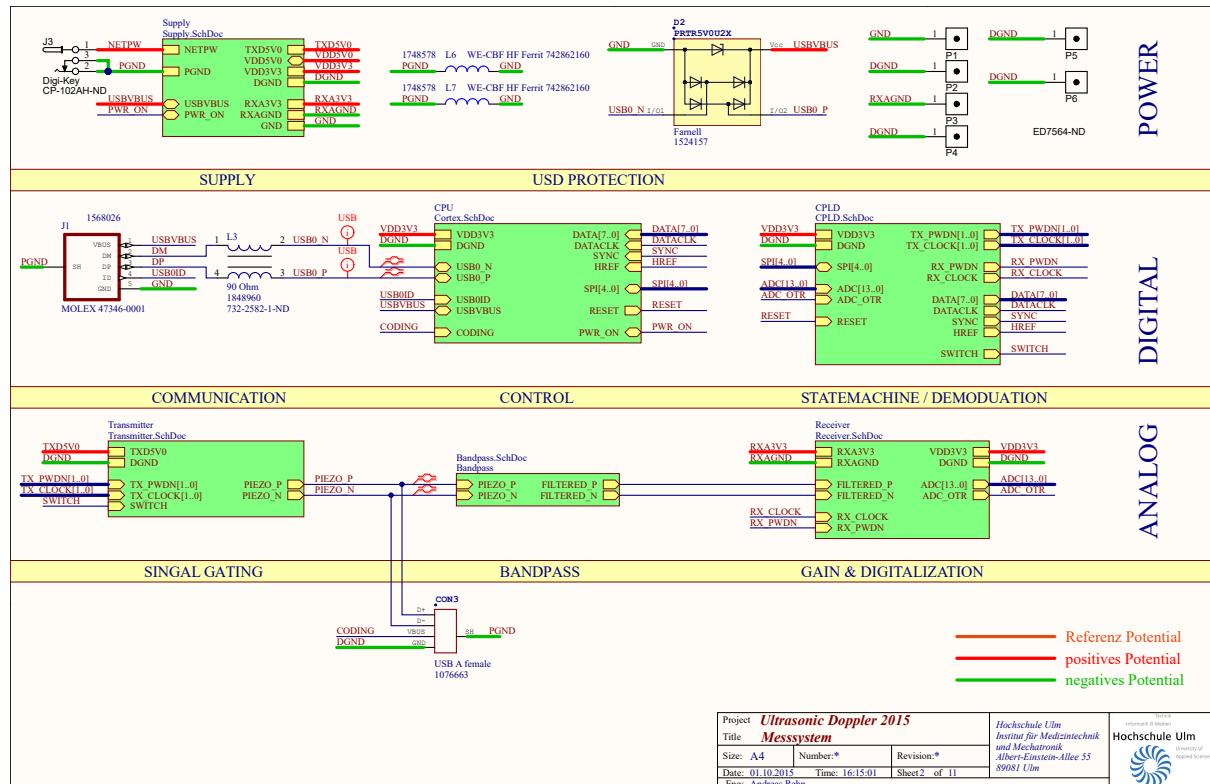


Abbildung 6.1.: Modulübersicht des Systems ohne mechanische und externe Komponenten

In diesem Kapitel wird das erstellte System und dessen Module näher beschrieben. Dabei wird das System in Analog, Digital, Power und mechanische Komponenten untergliedert.

- Um das System mit Energie zu versorgen wird eine Stromquelle benötigt, welche in Abschnitt 6.2 beschrieben wird. Da das System für die medizinische Anwendung konzipiert ist, wird zudem die Einspeisung des Systems und des PCs des Benutzers beschrieben. Diese Beschreibung ist notwendig, da die Spannungsversorgung des Systems auf dem Verhalten der Einspeisung aufbaut.
- Das Modul Analog beinhaltet dabei den Transmitter, welcher das zu emittierende Signal generiert, sowie den Receiver, welcher aus einem Bandpassfilter, einer LNA und einer Digitalisierung besteht.
- Das Modul Digital beinhaltet hingegen die Ansteuerung des Transmitters und des Receivers sowie die Demodulierung und den Datentransfer zwischen dem System und den PC

des Nutzers.

- Das Modul Gehäuse wurde aus der Übersicht entfernt, da dieses das gesamte Messsystem beinhaltet und nur die Schnittstellen für die Anbindung der Sonde, des PCs sowie der Stromversorgung zur Verfügung stellt. Aus diesem Grund wurde das Gehäuse zwar vorgesehen, jedoch geht dieses in der aktuellen Entwicklungsphase nicht in die Implementierung des Systems ein.

Nachfolgend werden die genannten Module mit Spannungsversorgung, Kommunikation, Steuerung / Demodulierung, der Transmitter, der Receiver mit Bandpass sowie das Gehäuse näher betrachtet sowie erklärt. Zudem werden Aussagen über die Auslegung und die Realisierung dieser Module getroffen um den Leser ein besseres Verständnis des Systems und dessen Umsetzung zu geben.

6.2. Spannungsversorgung

Damit das System arbeiten kann, benötigt das System elektrische Energie welche typischerweise von Außen zugeführt wird. Da der Fokus dieser Arbeit nicht auf der Energieversorgung des Dopplersystems liegt, wurde als Ausgangsbasis ein externes Schaltnetzteil der Firma SL Power Electronics verwendet, welches bei 230 V AC Netzspannung ein 19 V DC Ausgangsspannung mit 3,1 A liefert. Zudem ist das Netzteil GXM60-19A04 nach EN60601 geprüft und somit für medizinische Anwendungen zugelassen. Versionen für den internen Einbau sind dabei im Bereich von 5 bis 56 V DC beziehbar.

Um elektromagnetische Störungen im System möglichst gering zu halten, wurden Potentiale anhand der Arbeitsbereiche der elektronischen Komponenten bestimmt, festgelegt und gruppiert. Dabei ergab sich ein Potential für die digitale Signalverarbeitung, ein separiertes Potential für die analoge Signalverarbeitung sowie ein Potential für die Ansteuerung des Piezoelementes. Für die Potentiale wurden folgende Spannungen - 5 V DC *TXD5V0* für die Piezoelementansteuerung, 3,3 V DC *RXA3V3* für die analoge Signalverarbeitung und 3,3 V DC *VDD3V3* für die digitale Signalverarbeitung - definiert.

Für die elektrische und mechanische Verbindung zwischen externen Schaltnetzteil und dem System wurde eine DC Power Jack Buchse gewählt, da das Netzteil geprüft ist und somit nicht veränderbar ist, ohne folgende Prüfungen und somit Kosten zu verursachen. Dabei ist bekannt, dass es zu Fehlbedienungen durch den Nutzer kommen kann, indem dieser Netzteile mit vertauschter Polung und oder Netzteile mit zu hohem Spannungsbereich nutzt. Für den Verpolungsschutz wurde ein kostengünstiger P-metal oxide semiconductor field-effect transistor (MOSFET) genutzt, welcher nur durchschaltet, wenn das richtige Spannungspotenzial anliegt. Dieser limitiert gleichzeitig die minimale und maximale Spannung des Eingangs durch seinen Arbeitsbereich von ca. -0,55 V bis -20 V DC. Dieser dient gleichzeitig als *schwächstes* Bauelement, wenn der

maximale Spannungsbereich überschritten wird, was die Fehlersuche beträchtlich einschränkt und folgende Komponenten schützt. Jedoch muss der MOSFET anschließend ausgetauscht werden.

Da das System auch über eine USB Verbindung verfügt, kann das System theoretisch über eine USB 2.0 Verbindung eine Spannung von 5 V DC mit einem maximalen Strom von 500 mA beziehen. Jedoch schwankt die unregulierte Spannungsversorgung je nach Quelle (z.B. Laptop / PC) von 4,75 V DC bis 5,5 V DC was für das Potential der Piezoelementansteuerung als nicht nutzbar erscheint. Zudem ist die erhöhte Stromaufnahme von 400 mA des Transmitters (Abschnitt 6.3) nicht sichergestellt, wenn ein USB-Hub oder mehrere Geräte an den PC oder Laptop angeschlossen sind. Somit wurde eine Versorgung des Transmitters über USB ausgeschlossen, jedoch können die analoge und die digitale Signalverarbeitung mit dieser Versorgung betrieben werden, was in dieser Phase der Entwicklung sinnvoll erscheint.

19 V DC zu 5 V DC

Wie in Abschnitt 6.3 beschrieben, wird eine 5 Volt DC Spannung und ein 400 mA Strom für die Ansteuerung des Piezoelementes benötigt, damit ein Strom-Spannungswandler das zu emittierende Signal an die Amplitude des Piezoelementes anpassen kann. Um die benötigte Spannungspotential von 5 V DC zu generieren wurde der step-down (buck) Konvertierer MIC4680 der Firma MICREL genutzt, welcher einen maximalen Ausgangstrom von 1,3 A liefern kann. Dieser arbeitet mit einer festen Frequenz von 200 kHz und besitzt einen Überstromschutz sowie eine automatische Abschaltung bei Übertemperatur.

Zudem wurde ein EMI Filter ausgelegt, welcher laut Simulation bei 75 kHz eine Dämpfung von -16 dB besitzt. Somit sollte eine ausreichende Dämpfung vorhanden sein, um die Oberwellen des Schaltreglers zu filtern und nicht in das Netz bzw. an das Netzteil einzukoppeln. Gleichzeitig kann durch dieses Filter eine Störfestigkeit gegen einstrahlende Frequenzen erreicht werden. Da ein Schaltregler ein erhöhtes Rauschen aufweist, ist die Ausgangsspannung selbst durch Siebung und Glättung mit einem Kondensator nicht ideal für die Ansteuerung des Piezoelementes. Daher ist ein ADP7104 LDO der Firma Analog Devices mit 550 mV dropout bei 500 mA vorgesehen, welcher ein Rauschen von 15 μ V rms aufweist. Somit besteht die 5 Volt DC Generierung aus einen step-down, welcher die 19 V DC auf ein ca. 6,5 V DC Potenzial konvertiert mit einen nachgeschalteten LDO. Somit kann eine Reduzierung der thermischen Belastung der Platine erreicht werden, was zudem auch den realen Leistungsbedarf senkt.

Parallel zu der Transmitterversorgung ist der analoge Leistungsschalter TPS2115A der Firma Texas Instruments verbaut, welcher automatisch die Stromversorgung der analogen und digitalen Signalverarbeitung von USB auf das externe Netzteil schaltet, wenn Dieses angeschlossen ist. Somit kann sichergestellt werden, dass die PC Software den aktuellen Stand des Systems an den Nutzer aufbereitet wiedergeben kann.

5 V DC zu 3,3 V DC analog

Bei mixed-Signal PCB Layouts muss auf Stromschleifen geachtet werden. Zudem wurde sich dafür entschieden, dass die Potenziale für die analoge und digitale Signalverarbeitung getrennt werden, was unterschiedliche Masseflächen mit Sternpunktverbindung zur Folge hat. Zudem war bei Erstellung des Layouts die maximale Taktfrequenz der analogen Komponenten durch die Digitalisierung mit 64 Megasamples per second (MSps) limitiert.

Um die Integrated Circuit (IC)s der analogen Signalverarbeitung zu stabilisieren sowie voneinander zu entkoppeln wurde jeweils ein Tiefpass 2. Ordnung vorgesehen. Dieser besitzt einen parallel geschalteten Pufferkondensator, welcher den Strom schnell an das Bauelement abgeben kann, und eine in Reihe geschaltete Spule, welche den Strom für die Aufladung des Kondensators begrenzt. Dadurch wird der LDO weniger dynamisch belastet, wodurch ein stabiler Spannungspegel sichergestellt werden kann. Für die Generierung der 3,3 V DC Spannung wurde der LDO ADP151 der Firma Analog Devices gewählt, da dieser 200 mA bei einem Spannungsripple von 9 μ V rms liefern kann. Somit ist dieser ideal geeignet für die Versorgung der analogen Bauelemente.

5 V DC zu 3,3 V DC digital

Für die Versorgung des CPLDs und des ARM[®] Cortex[®]-M wurde der LDO ADP7104 der Firma Analog Devices verwendet. Dieser liefert 500 mA bei einem Spannungsripple von 15 μ V rms.

6.3. Transmitter

6.4. Entkopplung Transmitter Receiver

Um das Verhalten von Transmitter und Receiver zu Entkoppeln wurden antiparallele Dioden (BAT64-04) verwendet. Die Durchbruchspannung dieser Dioden liegt bei 40 Volt, welche weder vom Trägersignal, noch vom empfangen Signal erreicht werden. Somit können die Dioden als Richtungsbegrenzer angesehen werden und das Verhalten kann für die Entkopplung genutzt werden. Ab 0,3 Volt Vorwärtsspannung hingegen werden diese leitend bzw. weisen diese ein niederohmiges Verhalten auf, woraufhin die Spannung durch die Anordnung der Dioden auf rund $\pm 0,3$ Volt limitiert wird. [12]

Senden des Signals: Um den Receiver bei der Übertragung des Burstsignals durch die hohen Amplituden nicht zu zerstören wird das niederohmige Verhalten antiparalleler Dioden genutzt. Dabei sieht das Netzwerk einen niederohmigen Verbraucher, wodurch mögliche Ströme primär über die Dioden fließen und der Spannungspegel auf rund $\pm 0,3$ Volt begrenzt wird. Je nach Positionierung im Netzwerk können Bauelemente und deren Verhalten verwendet oder terminiert werden. In dieser Arbeit wurden die antiparallelen Dioden nach den Induktivitäten des Bandpassfilters des Receiver Moduls positioniert, wodurch die Breitbandigkeit der Sonde gesteigert wird.

Empfang des Signals: In dieser Phase soll das Netzwerk nur den Receiver sehen. Da mit Empfangssignalen zu rechnen ist, die kleiner $\pm 0,3$ Volt sind, kann der Transmitter durch eine Serienschaltung der antiparallelen Dioden entkoppelt werden. Aus diesen Grund kann ein Widerstand zwischen Transmitter und den Dioden genutzt werden, um die Ausschwingzeit des Kristalls zu reduzieren, jedoch das Signal nicht beim Empfang belastet.

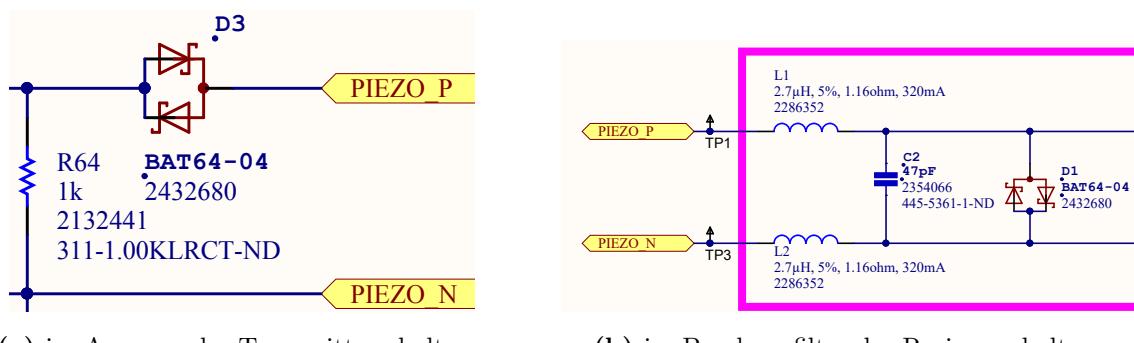


Abbildung 6.2.: Anordnung der Dioden

6.5. Receiver

Der Receiver dient für den Empfang der Radio Frequenz (RF) Signale sowie deren analogen Aufbereitung, damit diese Signale ideal digitalisiert werden können.

Dabei besteht das Receiver Modul des Systems aus einen differenziellen analogen Bandpass 2. Ordnung für die grundlegende Rauschminimierung der eingekoppelten und unerwünscht generierten Signale, einen Vorverstärker, welcher die gefilterten Signalamplituden an den Eingangsbereich des ADC Wandlers anpasst, sowie einen nachfolgenden ADC Wandler mit vorgeschalteter Impedanzanpassung.

In diesem Kapitel werden die einzelnen Abschnitte des Receiver Moduls näher beschrieben.

6.5.1. Analoger Bandpass

Wie in Abschnitt 6.5 beschrieben, wird ein analoger Bandpass benötigt, um unerwünschte Signale zu dämpfen und somit das Rauschen zu minimieren. Dafür musste das Arbeitsfrequenzband definiert und der analoge Bandpass beschrieben werden.

Da das Arbeitsfrequenzband des Filter grundsätzlich beschreibt, werden die zu emittierenden Frequenzen (2, 4, 8 MHz) in die Charakteristik einbezogen. Des weiteren soll der Dopplereffekt genutzt werden, welcher in Unterabschnitt 3.1.6 auf Seite 17 beschrieben ist. Dabei ist zu beachten, dass die Frequenz des emittierten Signales um bis zu ca. $\pm 10 \dots 20$ kHz verschoben werden kann. Außerdem muss beachtet werden, dass der Burst bei längerer Laufzeit einer erhöhten Dämpfung unterliegt. Somit muss das zeitliche Verhalten der emittierten Welle genauer betrachtet werden, da Reflektionen an Impedanzänderungen bzw. Dichteänderungen (Zellwände) auftreten und ein statisches Echo, also eine Reflektion ohne Frequenzänderung, zur Folge haben. Des weiteren unterliegt das Ein- und Ausschwingverhalten des Piezoelementes physikalischen Regeln, welche exponentiell sind [REF!]. Somit wird durch das Verhalten des Piezoelements das Trägersignal niederfrequent überlagert, was sich durch die PRF zyklisch wiederholt. Auch kann nicht ausgeschlossen werden, dass Oberwellen des Trägersignals gebildet und reflektiert werden. Da gerade Oberwellen durch den nachgestellten digitalen FIR Tiefpassfilter eliminiert werden können sind diese vernachlässigbar. Jedoch können ungerade Oberwellen ein summarischen Offset bei der Demodulierung erzeugen, welche die Messwerte verfälschen können. Dieses Verhalten gilt für alle Trägerfrequenzen.

Aus den oben genannten Fakten ist zu schlussfolgern, dass eine Hoch- und eine Tiefpass benötigt wird, um das Breitbandrauschen zu reduzieren und die Trägerfrequenzen mit dessen Dopperschiebefrequenzen ungedämpft passieren zu lassen. Dabei sollte ein Hochpass für das Ausschwingverhalten des Piezoelementes und ein Tiefpass für die unerwünschten Oberwellen der Trägerfrequenzen dimensioniert werden.

Ein Bandpass zweiter Ordnung¹ wurde daher in Betracht gezogen, wobei die untere Grenzfrequenz f_L auf 100 kHz und die obere Grenzfrequenz f_H auf 8 MHz festgelegt wurde. Zudem soll die minimale Dämpfung im Bereich von 2 MHz liegen, da diese Trägerfrequenz die längste Laufzeit besitzt.

Implementierung

Nachdem die Parameter des Filters definiert wurden, muss dieses mit realen Bauelementen umgesetzt werden. Dabei wurde eine Simulation der Schaltung mit der Software LTspice IV durchgeführt, wodurch die Werte und somit die zu bestellenden Surface-mount technology (SMT) Bauteile bestimmt werden konnten.

Bei der Erstellung der Schaltung musste beachtet werden, dass das Signal differenziell eingespeist wird und der Eingangswiderstand des Vorverstärkers $R_{OAMP} = 5 \text{ k}\Omega$ beträgt. Da der Innenwiderstand der 2, 4, 8 MHz Sonden frequenzabhängig und nicht eindeutig deklariert ist, wurde dieser mit 50Ω angenommen. Somit wurde die einfache Schaltung, welche in Abbildung 6.3 deklariert ist erstellt.

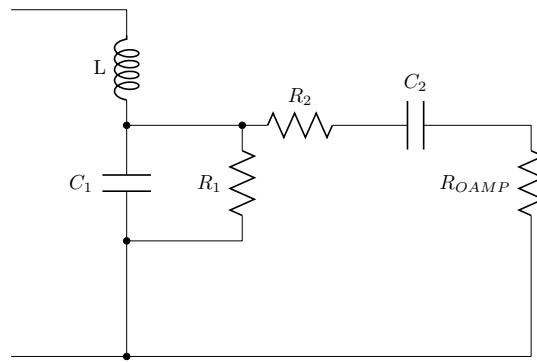


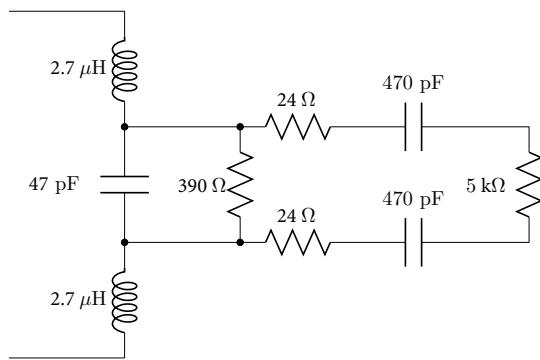
Abbildung 6.3.: vereinfachte Schaltung des Filters

Dabei wurden für die Elemente $L = 5.4 \mu\text{H}$, $C_1 = 47 \text{ pF}$, $R_1 = 390 \Omega$, $R_2 = 24 \Omega$ und $C_2 = 235 \text{ pF}$ bestimmt. Diese Schaltung betrachtet jedoch nur eine Hälfte des Filters, wodurch die Werte für L und C_2 der Schaltung wie folgt berechnet werden.

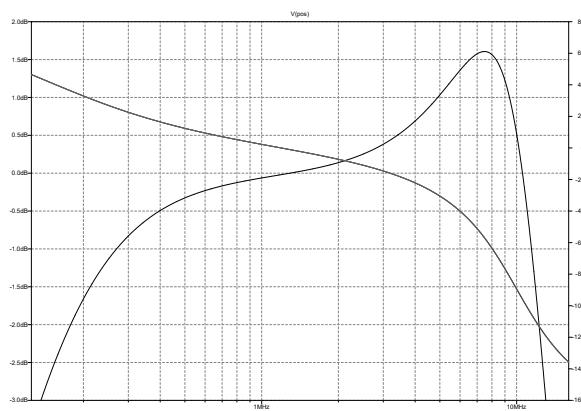
$$L = \frac{R}{2}$$

$$C_2 = 2 \cdot C_1$$

¹40 dB/Dekade



(a) realisierbare Schaltung des Filters



(b) Verhalten des Filters

Abbildung 6.4.: realisierbarer Filter

Daraus ergibt sich die Schaltung aus Abbildung 6.4a, welche mit beziehbaren Kaufteilen realisiert werden kann und dabei eine Filtercharakteristik nach Abbildung 6.4b aufweist. Dabei liegt die untere Grenzfrequenz f_L bei 120 kHz und die obere Grenzfrequenz f_H bei 13 MHz wobei bei 1 MHz die minimale Dämpfung von 0,1 dB vorherrscht.

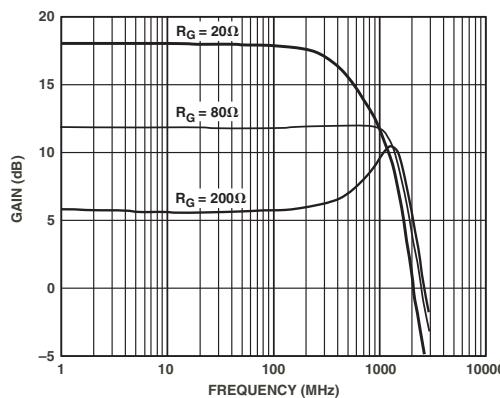
Verstärkungen konnten jedoch im Bereich von 1,5 MHz bis 10,5 MHz erreicht werden.

6.5.2. analoge Vorverstärkung

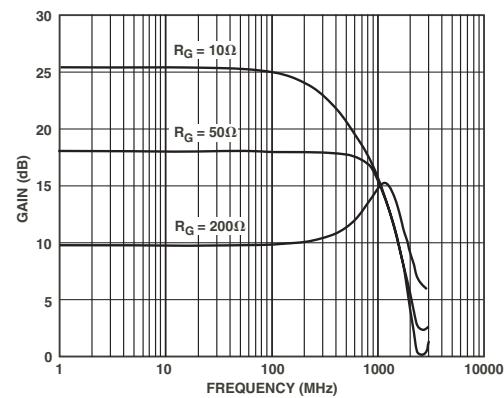
Der Verstärkungsfaktor ist maßgeblich für das Signal-Rausch-Verhältnis und muss somit möglichst groß dimensioniert werden. Es wurde sich für einen differenziellen Verstärker von Analog Devices mit der Bezeichnung AD8351 entschieden [13], bei dem die Verstärkung zwischen 0 und 26 dB justiert werden kann, was einen Spannungsverstärkung von 0 bis rund 20 mal dem Eingangssignal entspricht.

Damit der ideale Faktor bestimmt werden kann, wurde festgelegt, dass bei einem 50Ω Eingangswiderstand ein Eingangssignal von 100 mVpp den gesamten Messbereich des 14-Bit ADCs abdeckt. Da der Eingangsbereich des ADCs auf 2 Vpp festgelegt ist, muss der Verstärkungsfaktor 20 betragen um den gesamten Bereich auszusteuern. Nach Abbildung 6.5 erkennt man, dass der differentielle Verstärker noch eine Dekade über der Nutzfrequenz konstant verstärkt. Daher muss der Lastwiederstand R_L und der Verstärkungswiderstand R_G näher betrachtet werden. Der ADC besitzt einen hochohmigen Eingang mit $7 \text{ k}\Omega$ wodurch ein Verstärkungswiderstand R_G von 10Ω oder kleiner benutzt werden sollte. Da Bauelemente der E12 Reihe eine fertigungsbedingte absolute Toleranz von 5 % aufweisen, wurde sich für einen $8,2 \Omega$ Widerstand für R_G entschieden, um einen Verstärkungsfaktor von 20 zu erreichen.

Da jeder Verstärker ein Eigenrauschen aufweist und eine zu hohe Verstärkung das Signal-Rausch-Verhältnis verschlechtern kann, muss bei der Inbetriebnahme des gesamten Receiversmoduls der Verstärkungsfaktor für ein optimales Signal-Rausch-Verhältnis angepasst werden.



TPC 1. Gain vs. Frequency for a 150 Ω Differential Load
($A_V = 6 \text{ dB}, 12 \text{ dB}, \text{ and } 18 \text{ dB}$)



TPC 4. Gain vs. Frequency for a 1 k Ω Differential Load
($A_V = 10 \text{ dB}, 18 \text{ dB}, \text{ and } 26 \text{ dB}$)

Abbildung 6.5.: Verstärkung in Abhängigkeit von Differenzieller Last, Frequenz und Verstärkungswiderstand R_G [13, p. 7]

6.5.3. Digitalisierung

Für die Diskretisierung des Signals und für dessen Weiterverarbeitung wird eine Analog-Digital-Wandlung benötigt. Da das Signal differenziell vorliegt, wurde der differenzielle ADC AD9245 der Firma Analog Devices verwendet, um die Vorteile des differenziellen Signals nicht zu verlieren. [14] [REF! EMV / DIFF / SINGLE-ENDED]

Dieser erzielte in den vorangegangen Arbeiten bereits ausreichende Messergebnisse. Dabei ist zu erwähnen das dieser 64 MHz High-Speed ADC das Nyquistkriterium um ein 4-faches der maximalen Trägerfrequenz (8 MHz) überschreitet. Dies wird wie in [REF] beschrieben für die Quadraturdemodulierung benötigt um eindeutige Aussagen über die Phase des Signals zu erhalten. Bei 4 Diskretisierungen pro Periode, also dem 2-fachen Nyquistkriterium, kann nicht garantiert werden, dass die maximale Auslenkung sowie die Nulldurchgänge digitalisiert werden, wodurch ein Quantisierungsfehler die Folge ist. Bei den Trägerfrequenzen von 2 und 4 MHz kann zudem ein Oversampling mit 32 und 16 Diskretisierungen pro Periode erfolgen, wodurch für diese Frequenzen detailliertere Aussagen getroffen werden können.

Da auch in tieferen Blutgefäßen Aussagen über die Teilchengeschwindigkeiten getroffen werden müssen, wird eine hohe dynamic range benötigt, welche nur durch eine erhöhte Bitanzahl erzielt werden kann. Dabei wird folgende Formel mit der Bitanzahl N verwendet, um die Auflösung des ADCs zu erhalten, wobei positive sowie negative Amplituden digitalisiert werden sollen. [15, p. 59]

$$V_{resolution} = \pm \frac{1}{2} \Delta V_{IN} / 2^N \quad (6.5.1)$$

Nach Gleichung 6.5.1 erreicht man theoretisch mit 14 Bit und einen Eingangsbereich von 1 Vpp eine Auflösung von 122 μV und bei 2 Vpp von 244 μV . Bei 12 Bit hingegen jedoch nur 488 μV bei 1 Vpp Range und 977 μV bei 2 Vpp. Somit ergeben 2 bit mehr eine 4-fach bessere Genauigkeit wodurch sich aus diesen Grund für einen 14 bit ADC entschieden wurde. Jedoch

wird der AD9245 mit einen Eingangsbereich von 2 Vpp betrieben um das bestmögliche SNR zu erreichen. [14, p. 18]

Um Störungen des analogen Bereiches zu vermeiden, wurde das Ringing [**REF RINGING**] der Busausgänge durch Serienterminierung reduziert, wodurch die Signalintegrität in diesen Bereich gesteigert wird. Zudem wurde ein Tiefpass 2. Ordnung für die Stromversorgung vorgesehen, um den ADC von anderen ICs in diesem Stromkreis induktiv zu entkoppeln und periodische Stromspitzen in der Spannungsversorgung zu vermeiden.

6.6. Steuerung und Demodulierung

Für die Applikation der Emboliedetektion muss die Peripherie nach Bedarf parametriert und angesteuert werden, damit die zeitkritische digitale Demodulierung korrekt arbeiten kann. Dafür wird ein Zustandsautomat benötigt, welcher nach parametrierten Zeiten einen Burst, die Digitalisierung sowie Demodulierung für den parametrierten Zeitraum ansteuert. Zudem müssen die modulierten Daten zwischengespeichert werden, wobei sich ein Random-Access Memory (RAM) resp. ein First In, First Out (FIFO) eignet.

Für die benötigte Funktionalität wurde das CPLD MachXO2TM der Firma Lattice Semiconductors Corp. verwendet [16], da in der vorangestellten Arbeit die logischen Verknüpfungen des CPLDs MachXOTM ausgeschöpft waren. Somit wurde als Konsequenz die größtmögliche Version vorgesehen, um die Entwicklungsphase nicht zu stören und Implementierungen wie einen digitalen Hochpass zu integrieren.

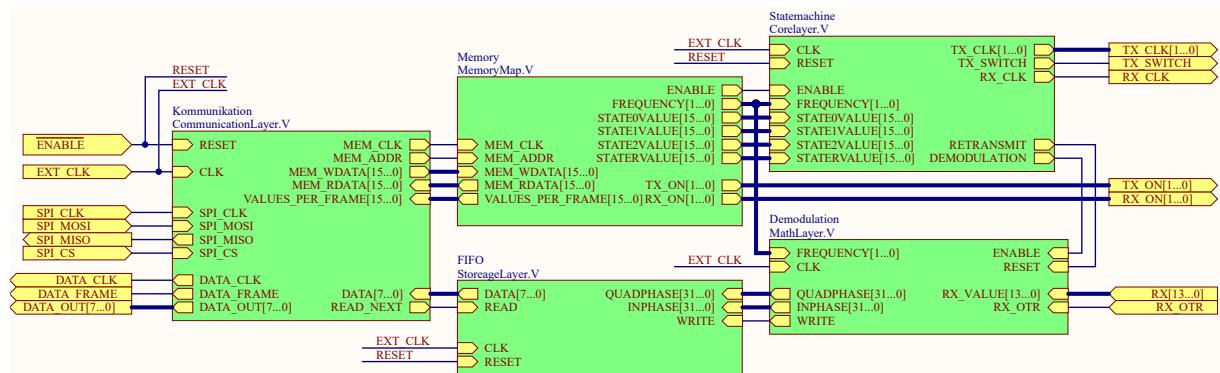


Abbildung 6.6.: Abstrahierung der Logik für die Steuerung und Demodulierung der Doppler-Kernapplikation

Die Logik wurde in Module untergliedert um Änderungen sowie Modultests zu realisieren. Dabei wurde die Abstrahierung der Logik an einen Zustandsautomaten angelegt, welcher über Register parametriert ist. Um die Register zu schreiben und zu lesen wurde ein SPI vorgesehen, da dieser durch Schieberegister angenehm in Logik abgebildet werden kann. Um die demodulierten Daten möglichst schnell zu transferieren wurde sich für eine parallele Schnittstelle entschieden, welche in der Logikschicht Kommunikation abgebildet wurde. Um die einzelnen Schichten zu

Testen wurde weiterhin für jede Schicht eine Testbench geschrieben, welche als Validierung der einzelnen Schichten dient. Somit konnten Fehler in der Logik schnell erkannt werden, was die Entwicklungszeit reduzierte. Die nachgestellten Abschnitte beschreiben die Funktionalität der einzelnen Logikschichten genauer.

6.6.1. Logikschicht Zustandsautomat

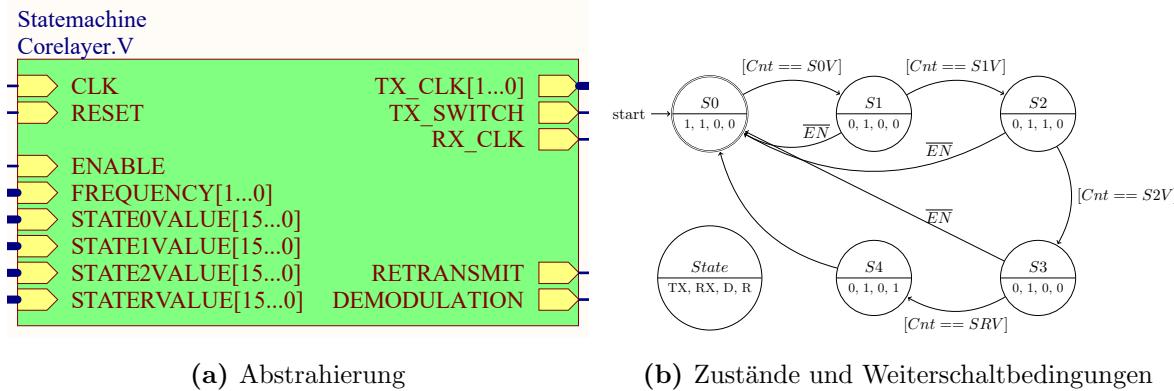


Abbildung 6.7.: Modul Zustandsautomat

Für die zeitlich wiederkehrende Ansteuerung der Peripherie wird ein Moore-Zustandsautomat genutzt, wodurch die Ausgabe durch den aktuellen Zustand definiert ist. Dabei handelt es sich prinzipiell um einen Automaten, welcher seine Parameter mit einem Zählerwert eines aufwärts zählenden Zählers vergleicht. Wenn der Wert des Zählers dem Wert des Parameters entspricht, schaltet der Automat in den nächsten Zustand.

Somit kann eine Aktivierung der Peripherie wie in Abschnitt 3.2 beschrieben erreicht werden. Dabei ist zu beachten, dass die Werte des Zählers und die Parameterwerte der einzelnen Zustände mit der gleichen Frequenz arbeiten. Als Beispiel soll hier die Erzeugung der PRF genannt werden. Diese benötigt bei einer Zählfrequenz von 64 MHz 6400 Flanken um einen neuen Burst zu generieren. Bei einer Zählfrequenz von 32 MHz hingegen nur 3200 Flanken. Aus diesen Verhalten sowie der erhöhten zeitlichen Auflösung des Zustandsautomaten wurde eine Automatenfrequenz von 64 MHz definiert.

Der in dieser Arbeit implementierte Zustandsautomat besitzt 5 Zustände, welche durch 4 16-Bit Parameterwerte beschrieben werden. Nach Abschnitt 3.2 wird ein Wert für die Burstsänge, ein Wert für die Pause zwischen Burstende und Demodulierungsanfang sowie ein Wert für die Länge der Demodulierung und ein Wert für die Länge der PRF benötigt. Diese werden aus den Registern des nachfolgenden Unterabschnitt 6.6.2 den Zuständen zugewiesen, wodurch sich eine Änderung der Parameter sofort auf den Automaten auswirkt. Zudem steuert der Zustandsautomat sich selbst, wobei dieser jedoch durch ein Reset-Impuls in einen definierten Grundzustand versetzt wird und durch ein Enable Signal de- bzw. aktiviert.

Den definierten Zuständen werden Funktionen zugeordnet, wodurch ein Gating der Peripherie

erreicht werden kann. Anhand dieser Zuordnung wird die funktionale Ansteuerung der Peripherie zu dieser Logikschicht hinzugefügt, was eine Abbildung der zeitliche Ansteuerung (Gating) und der funktionalen Ansteuerung der Peripherie in einer Schicht zur folge hat. Somit kann der Automat in Verbindung zur ausgegebenen Funktion betrieben und getestet werden, was die Komplexität reduziert und die Inbetriebnahme durch eine Testbench erleichtert. Die funktionale Ansteuerung betrifft lediglich die Transmitter-, die Receiveransteuerung und die Aktivierung der Demodulierung. Dabei wird ein Frequenzteiler für Generierung der Träger- und Diskretisierungsfrequenz genutzt, welcher durch einen Wert aus einem Register der nachfolgenden Memorymap parametriert wird. Die Demodulierung wird durch ein High-Level aktiviert und durch ein Low-Level deaktiviert sowie resetet.

6.6.2. Logikschicht Memorymap

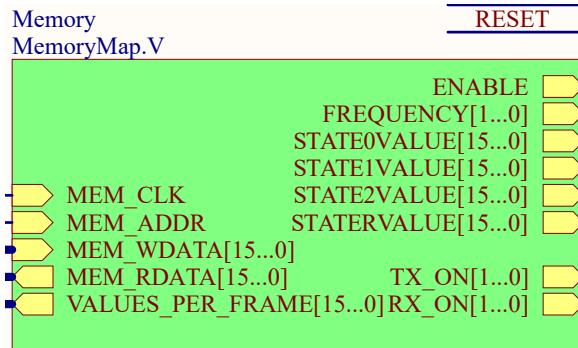


Abbildung 6.8.: Modul MemoryMap

Die 16-Bit Werte für die Zustände des Zustandsautomaten aus Unterabschnitt 6.6.1 müssen effizient geschrieben und gelesen werden. Zudem werden Einstellungen wie Trägerfrequenz, Transmitter an/aus, Receiver an/aus, Zustandsautomat an/aus und Anzahl der Bytes pro Frame benötigt, welche gesetzt und gelesen werden müssen. Aus diesen Sachverhalten ist ein 16-Bit breiter und 12 Byte tiefer Speicher erstellt wurden, welcher nachfolgend in Tabelle 6.1 und Tabelle 6.2 beschrieben ist. So kann durch Anwahl der Adresse das Register geschrieben oder gelesen werden.

Tabelle 6.1.: Bedeutung der Speicheradressen

Adresse	Beschreibung
0x0000	Endzählwert der Bursttiefe
0x0001	Startzählwert der Demodulierung
0x0002	Endzählwert der Demodulierung
0x0003	Zählwert für Reinitialisierung der PRF
0x0004	Einstellung für den Zustandsautomaten
0x0005	Anzahl der Bytes pro Frame

Tabelle 6.2.: Bedeutung der Adressparameter

Adresse	Bit	Funktion	Wert
0x0000 bis 0x0003	[15:0]	Vergleichswert für Zu-standsweiterschaltung	0 bis 2^{16}
0x0004	[0]	TX de-/aktiviert	1 := aktiviert 0 := deaktiviert
0x0004	[1]	RX de-/aktiviert	1 := aktiviert 0 := deaktiviert
0x0004	[4]	Zustandsautomat	1 := aktiviert 0 := deaktiviert
0x0004	[15:14]	Trägerfrequenz	11 := 8 MHz 10 := 4 MHz 01 := 2 MHz
0x0005	[15:0]	Vergleichswert für Zu-standsweiterschaltung	0 bis 2^{16}

6.6.3. Logischicht Kommunikation

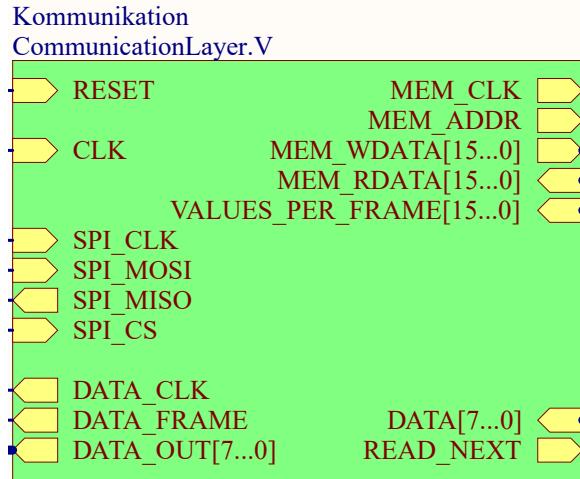


Abbildung 6.9.: Modul Kommunikation

Diese Schicht wurde erstellt, um die Komplexität der Kommunikation auf ein Minimum zu reduzieren. Dabei wurden die Information genutzt, dass die Parametrierung des Zustandsautomaten aus Unterabschnitt 6.6.1 mehrere Adressen benötigt und gelesen werden sollten um den Benutzer Informationen der aktuellen Einstellung zur Verfügung zu stellen. Die Datenübertragung der Parameter der Register wird über ein SPI realisiert, welche in Unterabschnitt 5.2.4 näher beschrieben wird. Durch den Vollduplexmodus der Schnittstelle wurde ein Burstmodus implementiert, wodurch ein sequenzielles Lesen und Schreiben mehrere Adressen ohne erneute Anwahl der nächsten Adresse ermöglicht wird.

Zudem wurde ein FlipFlop integriert, welches durch eine 16-Bit Übertragung gesetzt oder gelöscht werden kann. Dieses wird für die parallele Datenübertragung, welche in Unterabschnitt 5.2.5 näher beschrieben ist, benötigt damit der ARM® Cortex®-M die Daten nach Bedarf Pullen² kann. Dieser FlipFlop wird nach Beendigung einer parallelen Datenübertragung gelöscht, wodurch ein erneuter Datentransfer blockiert wird. Bei jeder negativen Flanke des DATA_CLK Signals wird zudem die Adresse der zu übertragenden Daten aus der Speicherschicht weiter geschaltet, wodurch ein Streaming der Daten ermöglicht wird.

Nachfolgend werden die Befehle mit möglichen Kombinationen der Datenübertragungen sowie deren sequenzieller Abläufe beschrieben.

Tabelle 6.3.: SPI Befehle

Operation	Befehl	Adressword	Dummyword	Datenword
Datentransfer an	0x0006	-	-	-
Datentransfer aus	0x0004	-	-	-

²abholen von Paketen nach Bedarf

Tabelle 6.3.: (Fortsetzung SPI Befehle)

Operation	Befehl	Adressword	Dummyword	Datenword
Speicher schreiben	0x0002	1	-	1+
Speicher lesen	0x0008	1	1	1+

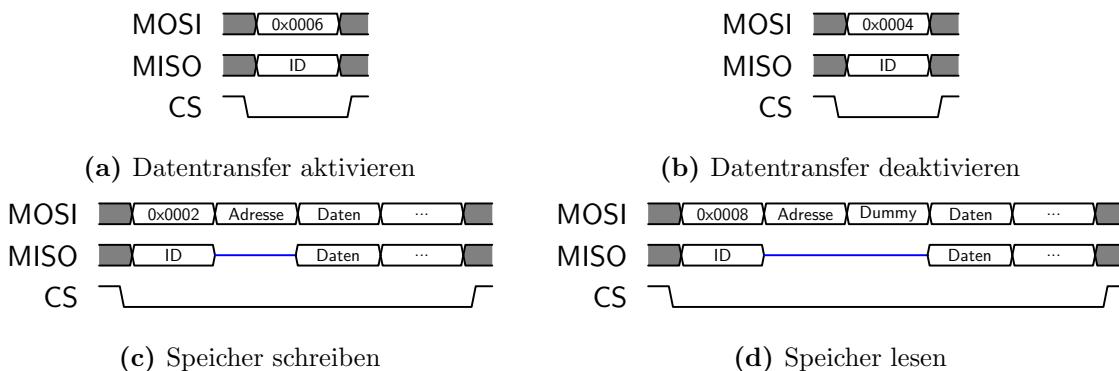


Abbildung 6.10.: SPI Datenübertragung

6.6.4. Logikschicht Signalverarbeitung

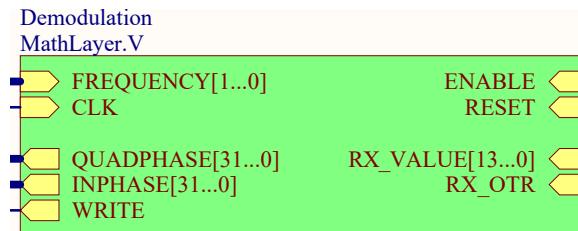


Abbildung 6.11.: Modul Signalverarbeitung

Um das diskretisierte Signal für die Applikation nutzen zu können wird zunächst der Offset durch einen Hochpass entfernt, welcher in Unterabschnitt 5.2.1 näher beschrieben wird. Der Offset entsteht bei der Digitalisierung durch die integrierte switched-capacitor Schaltung des ADCs, sowie durch eine Phasenverschiebung des differenziellen Signals, welche die Folge von Toleranzen der SMT Bauelemente ist. Anschließend folgt die Quadraturdemodulierung, welche in Unterabschnitt 5.2.3 beschrieben wird. Dies beschreibt die grundsätzliche Funktionalität sowie den Signalfloss dieser Logikschicht.

Die Logik des Quadraturdemodulators benötigt eine Sinus-Cosinus Tabelle für die Multiplizierung des Signals. Dabei wurde sich für eine 8-Bit genaue Tabelle entschieden, welche mit der Trägerfrequenz rotiert. Darunter ist zu verstehen, dass bei 8 Diskretisierungen pro Periode des Signals die Tabelle genau 8 Werte für eine Periode beinhaltet. Zudem werden für die Multiplikation des diskretisierten Signals mit den Sinus- und Cosinuswerten zwei Multiplizierer benötigt.

Da bei einer Multiplikation von 14-Bit und 8-Bit Werten ein 22-Bit Wert entsteht, muss nach der Multiplikation der Wert in einen 32-Bit Wert umgewandelt werden, damit bei der nachgestellten Addition des Tiefpasses mögliche Überläufe vermieden werden können.

Durch die Limitierung der Kernfrequenz des Systems auf die maximale Samplingfrequenz von 64 MHz muss bei der weiteren Verarbeitung auf das Verhalten der Register geachtet werden. Diese Flip-Flops schalten jeweils bei positiver Flanke weiter, worauf hin zwei Addierer pro Quadratur- und Inphase benötigt werden, damit ein Datenverlust bei Reinitialisierung des Tiefpassfilters³ verhindert wird.

6.6.5. Logikschicht Storage

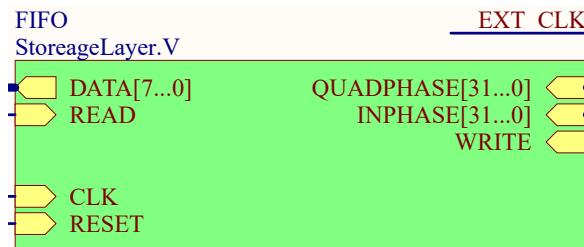


Abbildung 6.12.: Modul Storage

Diese Schicht wurde implementiert, damit die Speicherung der demodulierten Daten mit der dafür benötigten Ansteuerung und Flags vereinfacht wird. Für die Speicherung wird ein FIFO mit dualen Takt genutzt, welches von Lattice Semiconductors Corp. für den MachXO2™ implementiert wurde und als parametrisiertes Modul in der IPexpress Bibliothek von Lattice Diamond™ bereitgestellt wird. Es wurde sich dabei für eine Implementierung mit den embedded RAM des CPLDs entschieden, da dieser Bereich in Hinblick auf LUTs zwar langsamer, jedoch aber Platzsparender ist. Zudem wurde die Speicherung der Daten an die des ARM® Cortex®-M auf Big Endian angepasst, um Fehler zu vermeiden. Die Eingangsdatenbreite wurde mit 64-Bit (2x32-Bit) und die Ausgangsdatenbreite mit 8-Bit definiert. Somit wird keine zusätzliche Logik für die Reduzierung der Datenbreite benötigt und durch die Aneinanderreihung der Daten erfolgt ein sequenzielles auslesen der In- und Quadraturphase Daten.

Durch den Ringspeicher mit separaten schreib und lese Takt wird eine Entkopplung der Demodulierung und des Datentransfers zu Verfügung gestellt, wodurch die Komplexität des Systems, Fehler und Datenverluste reduziert werden.

6.6.6. Logikschicht Testbench

³Startwert der Addition muss auf 0 gesetzt werden, um einen Offset zu vermeiden

6.7. Kommunikation / Datenübertragung

Dafür wurde in dieser Entwicklungsphase ein asymmetrischer Mehrkern ARM® Cortex®-M4 der Firma NXP Semiconductors als Schnittstelle zwischen Benutzerinterface und Peripherieansteuerung genutzt, da dieser eine High-Speed USB 2.0 Schnittstelle mit einer theoretischen Datenrate von 480 mbit/s zu Verfügung stellt.

6.7.1. Hardware

6.7.2. Software

6.8. Visualisierung

6.8.1. Algorithmus

6.8.2. GUI-Beschreibung

6.8.3. Programmablauf

7. Test und Ergebnisse

Das Testen ist Zentrales Element im Bereich research and development (R&D). Es ermöglicht die Sicherstellung der Funktionalität der Komponenten und des Systems. In Projekten mit mehreren Gruppenmitgliedern werden die Funktionen durch Teilprojekte gegliedert und Schnittstellen deklariert, wodurch das System modularisiert wird. Somit können für die einzelnen Funktionen und Module sogenannte Unit-Tests¹ durchgeführt werden. Nachdem alle Unit-Tests erfolgreich absolviert wurden kann ein Integrationstest² durchgeführt werden. Meist werden an den Systemschnittstellen unter Laborbedingungen definierte Signale angelegt, um die erwartete Reaktion des Systems zu bestätigen. Nach den Labortests erfolgt der Systemtest unter natürlichen Bedingungen in der Umgebung, in dem das System später eingesetzt werden soll, das heißt (d.h.) an den Schnittstellen werden keine definierten Signale mehr angelegt.

Auf Grundlage der funktionalen Benutzer- und Systemanforderungen kann mit den Unit- und Integrationstests das System verifiziert werden. Der Unit-Test erlaubt die Überprüfung der funktionalen Software- und Hardwareanforderungen.

¹Komponententest

²Systemtest, welcher die einzelnen Module und Funktionen miteinander verbindet

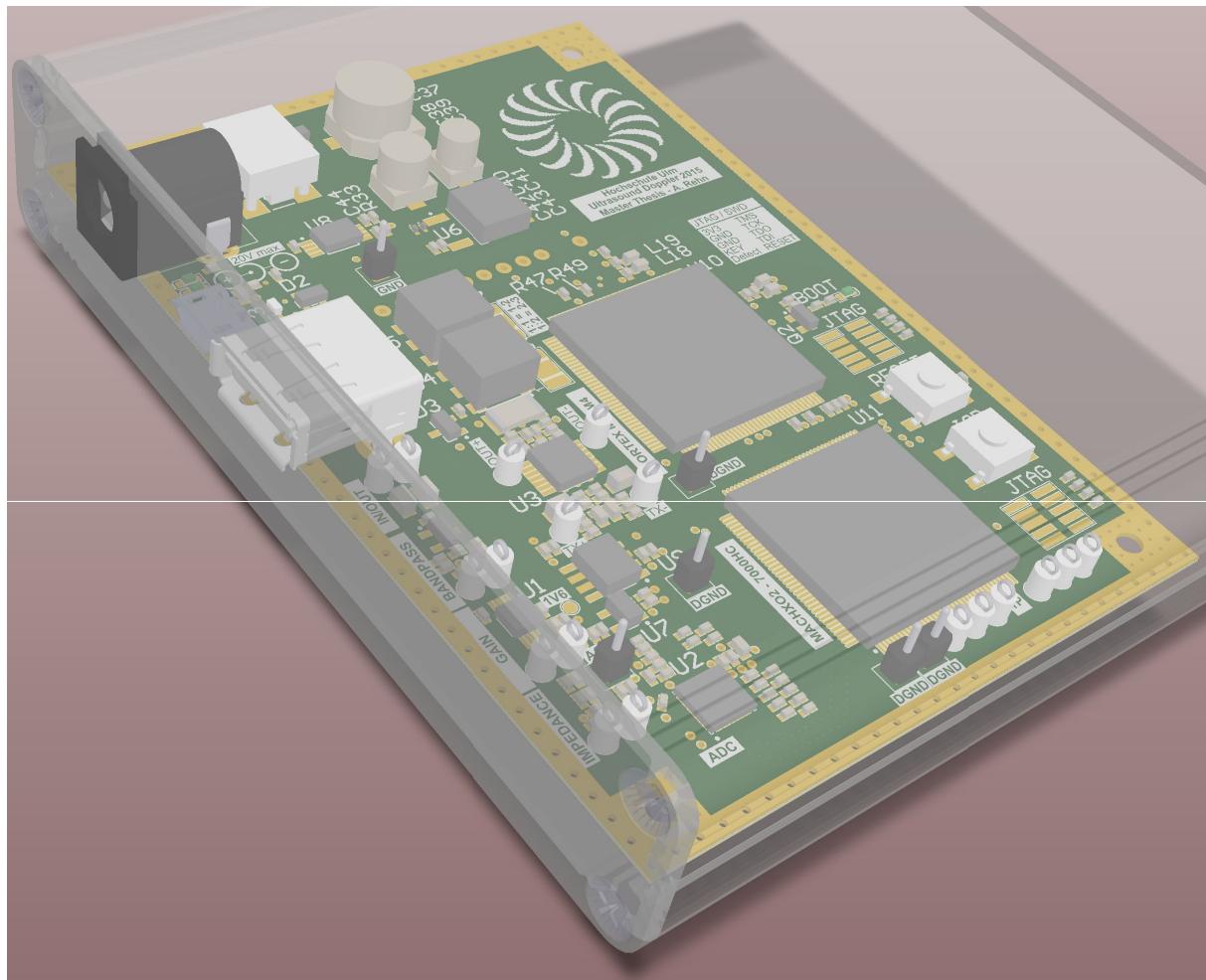


Abbildung 7.1.: 3D Ansicht der Dopplerinstrumentierung

Tabelle 7.1.: Produkt Backlog mit Tasks und User-Acceptance-Tests für Hardware Komponenten

Nr	Backlog / Task	Priorität	Zeit	Sprint	Bearbeiter	Status
HW1	Als User möchte ich eine Platine für die Ansteuerung meiner Sonde besitzen.	XL	352,1 h	2	Rehn	defined
	Erstellung eines Schaltplans	XXL	170,0 h			done
	Erstellung eines PCB-Layouts	XL	170,0 h			done
	PCB-Layout an die Herstellmöglichkeiten anpassen	L	2,0 h			done
	Platine bestellen	M	0,5 h		Rehn, VSK	done
	Bauelemente bestellen	M	1,5 h		Rehn, VSK	done
	Platine bestücken	S	8,0 h		Rehn, VSK	in progress
UAT	Die bestückte Platine in der Hand halten und begutachten.		0,1 h			in progress
HW2	Überprüfung der Platine auf richtige Fertigung		0,5 h	2		defined
UAT	Sichtprüfung der Platine durch Betrachtung der Pinouts und Tearable drops unter Hilfenahme eines Mikroskops.	S	0,1 h		Rehn	done
UAT	Durchgangsprüfung des Signals DGND an der USB-A Buchse (Designator CON3) auf Layer TOP und BOTTOM zu Signal DGND Einspeisung (Designator J9) auf Layer TOP mit einem Multimeter.	S	0,1 h		Rehn	done

Tabelle 7.1.: (Fortsetzung Produkt Backlog mit Tasks und User-Acceptance-Tests für Hardware Komponenten)

Nr	Backlog / Task	Priorität	Zeit	Sprint	Bearbeiter	Status
HW3	Überprüfung des Transmitters		x,x h	2		defined
UAT	Bei ausgeschalteten Transmitter ein bidirektionales CPLD Ausgangssignal generieren und an den Messpunkten TX+, TX- und OUT+, OUT- mit Oszilloskop überprüfen, wobei der Trigger auf das Signal TX+ eingestellt wird. Für diesen Test wird der Transmitter durch einen low-Pegel an den CPLD Pin PT36C und PT36D ausgeschaltet. Ein positives sowie negatives Signal wird an den CPLD Pins PR2A und PR2B generiert.	S	x,x h		Rehn	defined
UAT	Bei eingeschalteten Transmitter ein bidirektionales CPLD Ausgangssignal generieren und an den Messpunkten TX+, TX- und OUT+, OUT- mit Oszilloskop überprüfen, wobei der Trigger auf das Signal TX+ eingestellt wird. Für diesen Test wird der Transmitter durch einen high-Pegel an den CPLD Pin PT36C und PT36D eingeschaltet. Ein positives sowie negatives Signal wird an den CPLD Pins PR2A und PR2B generiert.	S	x,x h		Rehn	defined
UAT	Bei ausgeschalteten Transmitter jeweils ein positives und ein negatives Signal an den CPLD Pin PR3A generieren lassen und mit einem Multimeter den additiven Widerstandswert an den Messpunkten OUT+ und OUT- messen. Wenn sich der Widerstandswert ändert, ist die Funktion des PhotoMOS Relays sichergestellt und der Transmitter sollte im Betrieb mit 2 MHz Transducern nicht einbrechen.	S	x,x h		Rehn	defined

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in
einen künstlichen Blutkreislauf

Tabelle 7.1.: (Fortsetzung Produkt Backlog mit Tasks und User-Acceptance-Tests für Hardware Komponenten)

Nr	Backlog / Task	Priorität	Zeit	Sprint	Bearbeiter	Status
UAT	Dauerbelastung des Transmitters durch eine drei minütige Burstphase mit einem Tastverhältnis von 10 bis 50 % und einer Trägerfrequenz von 2 MHz. Dabei wird besonders auf die Temperaturentwicklung der Leistungswiderstände und auf das Ausgangssignal an den Messpunkten OUT+ und OUT- geachtet.	S	x,x h		Rehn	defined
HW4	Überprüfung des Receivers		0,5 h	2		defined
UAT	Im spannungsfreien Zustand des Systems wird an den beiden Messpunkten IN/OUT ein Sinussignal von 100 kHz bis 10 MHz in 0,5 MHz Schritten angelegt. Dabei ist die Amplitude $\geq 0,7$ Volt einzustellen und es sollte an den Messpunkten BANDPASS mit einem Oszilloskop keine Amplitude gemessen werden.	S	x,x h		Rehn	defined
UAT	Im spannungsfreien Zustand des Systems wird an den beiden Messpunkten IN/OUT ein Sinussignal von 100 kHz bis 10 MHz in 0,5 MHz Schritten angelegt. Dabei ist die Amplitude $< 0,7$ Volt einzustellen und es sollte an den Messpunkten BANDPASS mit einem Oszilloskop die Filtercharakteristik bestimmt werden.	S	x,x h		Rehn	defined
UAT	Bei angelegter Spannung an das System wird an den beiden Messpunkten IN/OUT ein Sinussignal von 1 MHz bis 10 MHz in 0,5 MHz Schritten angelegt. Zudem ist der ADC aktiviert und wird mit einem 64 MHz Signal betrieben. Dabei ist die Referenzspannung am Messpunkt 1V6 zu überwachen, wodurch die Qualität der analogen Spannungsversorgung ermittelt werden kann.	S	0,2 h		Rehn	defined

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in
einen künstlichen Blutkreislauf

Tabelle 7.1.: (Fortsetzung Produkt Backlog mit Tasks und User-Acceptance-Tests für Hardware Komponenten)

Nr	Backlog / Task	Priorität	Zeit	Sprint	Bearbeiter	Status
UAT	Bei angelegter Spannung an das System werden die beiden Messpunkten IN/OUT miteinander verbunden und somit der differenzielle Eingang des Vorverstärkers kurzgeschlossen. An den Messpunkten GAIN sollten DC Signale anliegen, welche sich um die Referenzspannung 1V6 befinden und konstant bleiben.	S	0,3 h		Rehn	defined
UAT	Bei angelegter Spannung an das System wird an den beiden Messpunkten IN/OUT ein Sinussignal von 100 kHz bis 10 MHz in 0,5 MHz Schritten angelegt. Dabei ist die Amplitude < 0,7 Volt einzustellen und es sollte an den Messpunkten GAIN die gleiche Eingangs frequenz mit verstärkter Amplitude um den Faktor 20 mit einem Oszilloskop gemessen werden können.	S	0,3 h		Rehn	defined
UAT	Bei angelegter Spannung an das System wird an den beiden Messpunkten GAIN miteinander verbunden und somit der differenzielle Eingang des ADCs kurzgeschlossen. Mit diesen Test kann die Genauigkeit des ADCs bestimmt werden, indem an den Serienwiderständen R70 bis R83 des parallelen 14-bit Busses ADCs die Pegeländerungen bei angelegter Messfrequenz von 64 MHz bestimmt werden. ³	S	0,3 h		Rehn	defined

³Flatternde Bits

Tabelle 7.2.: Produkt Backlog mit Tasks und User-Acceptance-Tests für Software Module

Nr	Backlog / Task	Priorität	Zeit	Sprint	Bearbeiter	Status
COM1	Als User möchte ich mit meiner Platine über die USB Schnittstelle kommunizieren.	XL	352,1 h	2		defined
UAT	USB descriptor definieren USB descriptor implementieren	XXL XXL	0,5 h 7,5 h 0,2 h		Rehn Rehn	done done ToDo
UAT	Den USB-Code auf den Cortex der bestückten Platine flashen und die Platine mit einem USB Kabel an einen PC anschließen. Eine automatische Treiberinstallation ⁴ sollte automatisch angestoßen und der usb-descriptor mit UsbTreeView vollständig visualisiert werden.		x,x h			ToDo
COM2	einen 1024 großes 32bit Array im ARM Cortex-M4 anlegen und mit Counterwerten von 0 bis 1023 füllen. Anschließend einen Datenuupload zum PC über den Control-Transfer initialisieren und über einen Bulk-Transfer (Bulk-In) transferieren. Da die maximale Paketgröße bei USB High-Speed 512 byte Pakete beträgt, müssen 8 Transfers übertragen werden. Mit diesen Test kann eine Reihe von Datenpaketen übertragen und somit ein Teil eines Streams simuliert werden, was für den späteren Anwendungsfall benötigt wird.					ToDo
UAT	Der ARM Cortex-M4 soll über die SPI Schnittstelle das CPLD parametrisieren und diese Parameter auslesen können.	XL	352,1 h	2		defined
UAT	Adressen inklusive Befehle für CPLD deklarieren.	XXL	0,5 h		Rehn	done
UAT	Eine Erfolgreiche Implementierung des ARM Cortex-M4		0,2 h			ToDo
			0,2 h			ToDo

⁴ab Microsoft Windows XP SP2 mit Administratorrechten

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in
einen künstlichen Blutkreislauf

7.1. Komponententest (Unit-Test)

7.2. Systemtest (Integration-Test)

Nachdem die grundlegenden Funktionalitäten verifiziert wurden, konnte das System in Betrieb genommen werden.

Literaturverzeichnis

- [1] S. Stemplewitz, “Entwicklung eines digitalen ultraschall multigate-dopplers zur intravasalen bestimmung des hämatokritwertes,” Bachlor Thesis, Hochschule Ulm, September 2012.
- [2] A. Rehn, “Entwicklung eines digitalen standalone ultraschall-multigate-doppler-systems,” Bachlor Thesis, Hochschule Ulm, Januar 2014.
- [3] P. D. D. Suter, “Ultraschall,” Universität Dortmund, 2006. [Online]. Available: http://e3.physik.uni-dortmund.de/~suter/Vorlesung/Medizinphysik_06/8_Ultraschall.pdf
- [4] ——, “Ultraschall,” Universität Dortmund, 2009. [Online]. Available: http://e3.physik.uni-dortmund.de/~suter/Vorlesung/Medizinphysik_09/8_Ultraschall.pdf
- [5] ——, “Ultraschall,” Universität Dortmund, 2010. [Online]. Available: http://e3.physik.uni-dortmund.de/~suter/Vorlesung/Elektronik_SS10/Skript/12_Sensoren.pdf
- [6] A. Limited, “Altium desinger,” Altium Limited, 2015. [Online]. Available: <http://www.altium.com/altium-designer/overview>
- [7] L. Technology, “Ltpcpresso iv,” Linear Technology, Semptember 2015. [Online]. Available: <http://www.linear.com/designtools/software/>
- [8] lpcpresso support, “Lpcpresso 7.6.2,” lpcware, 2014. [Online]. Available: <http://www.lpcware.com/lpcpresso/home>
- [9] FLUKE, PM5139, Function Generator 0.1 mHz - 20 MHz, 2nd ed., FLUKE, FLUKE, assets.fluke.com, Februar 1999. [Online]. Available: https://courses.engr.illinois.edu/ece445/documents/manuals/PM5139_manual.pdf
- [10] dataTec, 350MHz 2[4] Kanal Digital-Oszilloskop HMO3522 [HMO3524], 2nd ed., dataTec, dataTec, www.datatec.de, November 2013. [Online]. Available: http://www.datatec.de/shop/artikelpdf/hmo3524_d.pdf
- [11] R. . S. G. . C. KG, “Fsl3 spectrum analyzer, 9 khz to 3 ghz,” ROHDE SCHWARZ GmbH Co. KG, 2012. [Online]. Available: <http://www.rohde-schwarz.de/product/fsl.html>
- [12] Infion, BAT64..., Infion, Infion, www.Infion.com, Januar 2014. [Online]. Available: http://www.infineon.com/dndl/Infineon-BAT64SERIES-DS-v01_01-en.pdf?fileId=db3a304314dca3890115191757980ead

- [13] A. Devices, AD8351, Low Distortion Differential RF/IF Amplifier, 2nd ed., Analog Devices, Analog Devices, www.analog.com, 2004. [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8351.pdf
- [14] ——, AD9245, 14-Bit, 20 MSPS, 40 MSPS, 65 MSPS, 80 MSPS, 3 V A/D Converter, 5th ed., Analog Devices, Analog Devices, www.analog.com, 2013. [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9245.pdf
- [15] L. S. Corporation, “Simple sigma-delta adc,” Lattice Semiconductor Corporation, Januar 2015. [Online]. Available: <http://www.latticesemi.com/en/Products/DesignSoftwareAndIP/IntellectualProperty/ReferenceDesigns/ReferenceDesign03/SimpleSigmaDeltaADC.aspx>
- [16] ——, MachXO2™ Family Data Sheet - Data Sheet DS1035, 3rd ed., Lattice Semiconductor Corporation, Lattice Semiconductor Corporation, www.latticesemi.com, 2015. [Online]. Available: <http://www.latticesemi.com/~/media/LatticeSemi/Documents/DataSheets/MachXO23/MachXO2FamilyDataSheet.pdf>

A. Testergebnisse

A.1. SNR

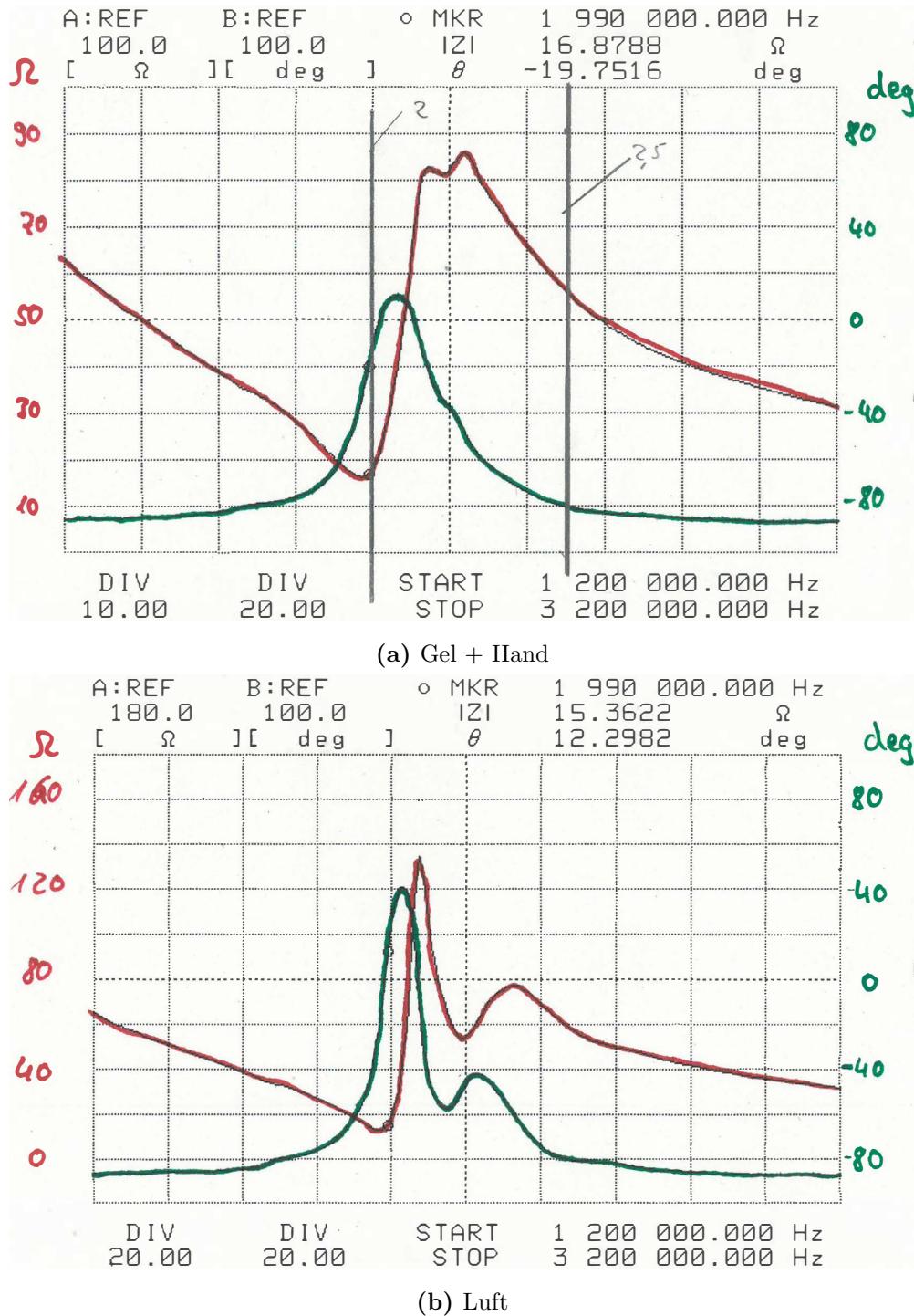


Abbildung A.1.: 2 MHz Feroperm Kupferhülse + Uhu-tinse (page 1)

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in einen künstlichen Blutkreislauf

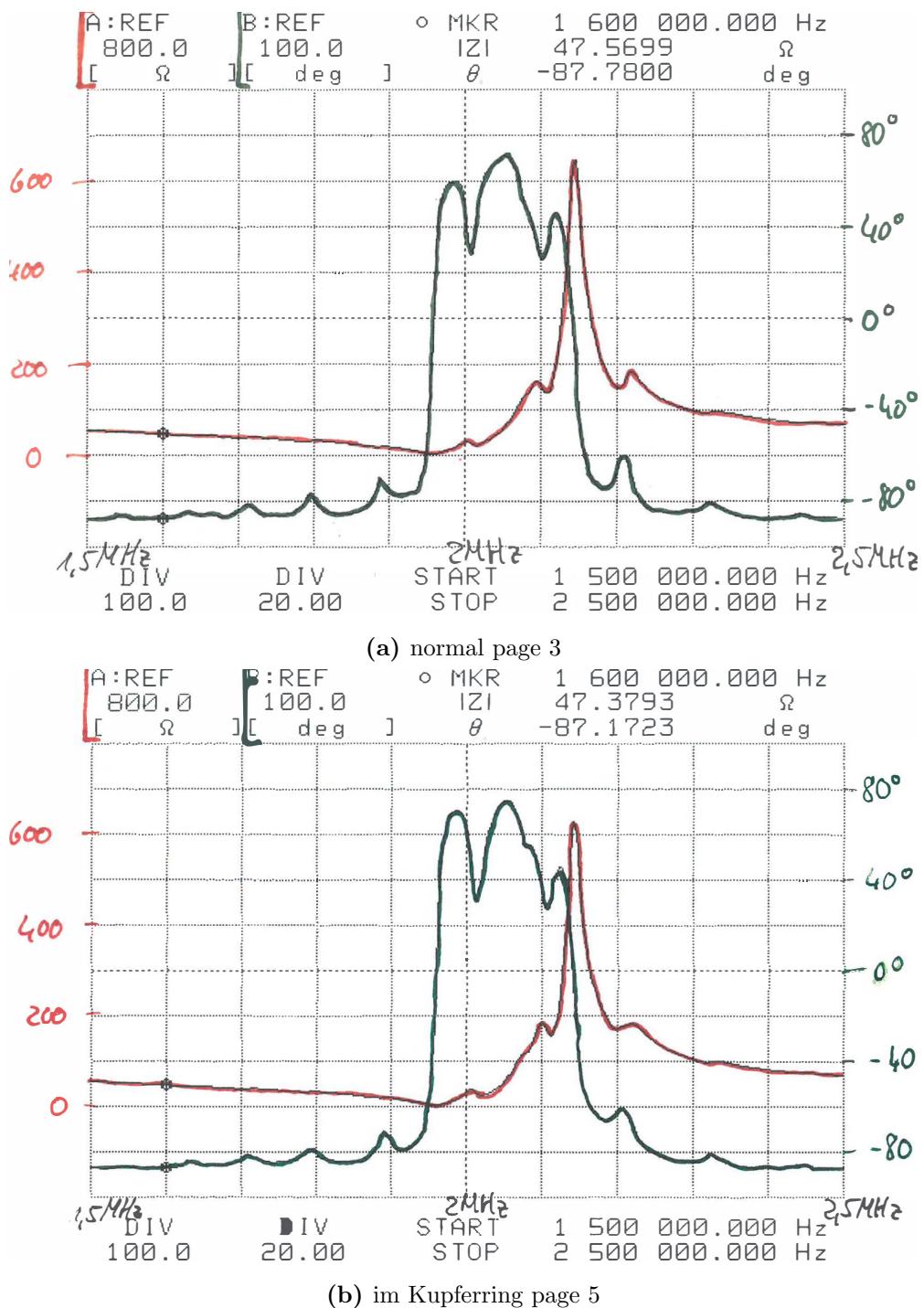


Abbildung A.2.: 2 MHz Kristall (Luft)

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in einen künstlichen Blutkreislauf

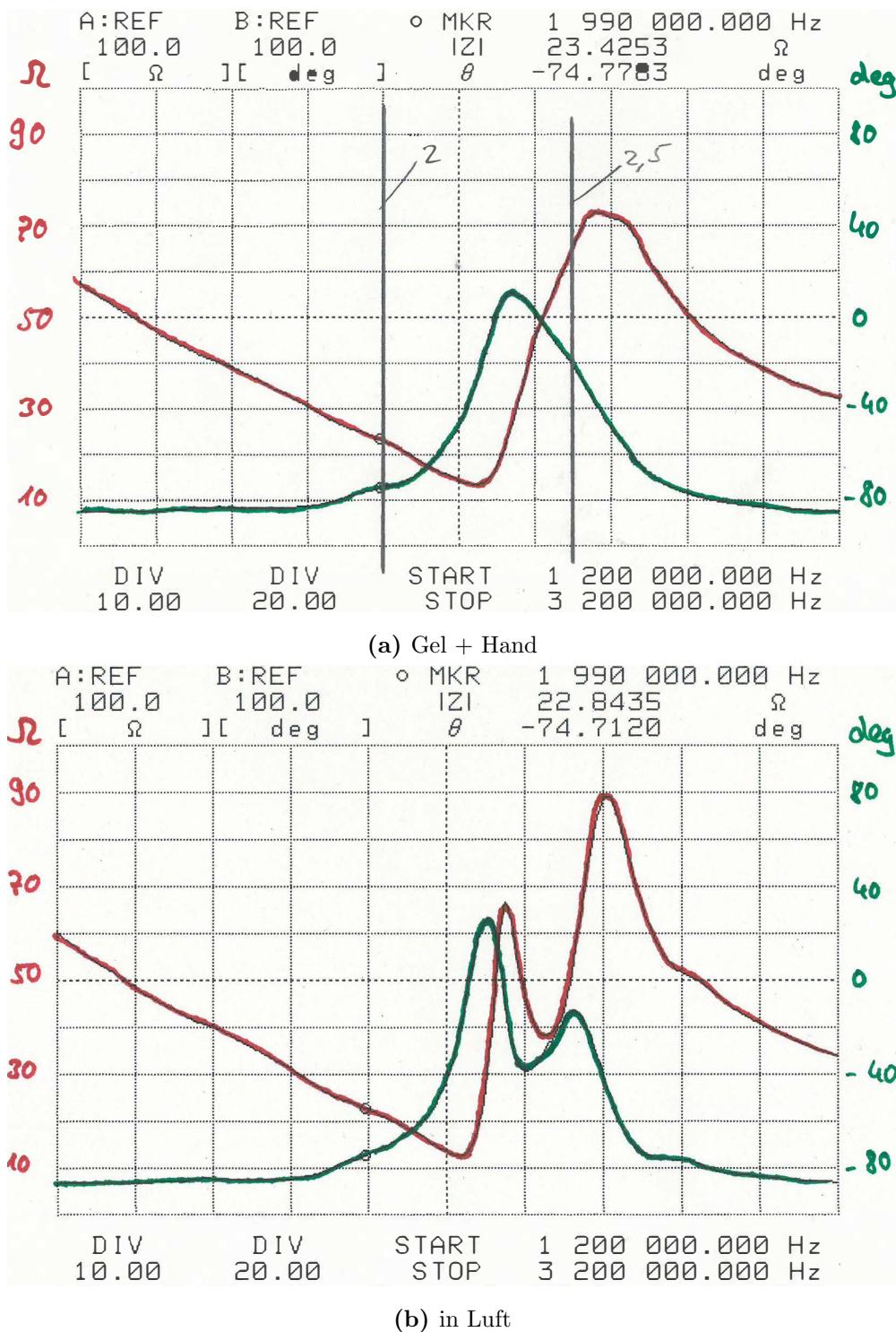
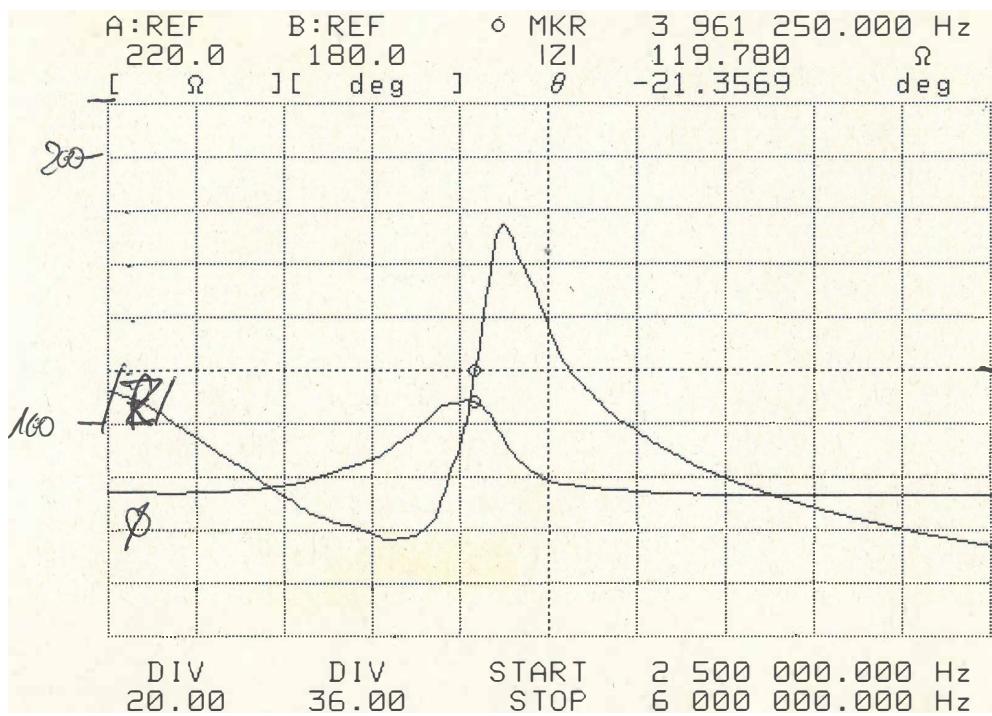
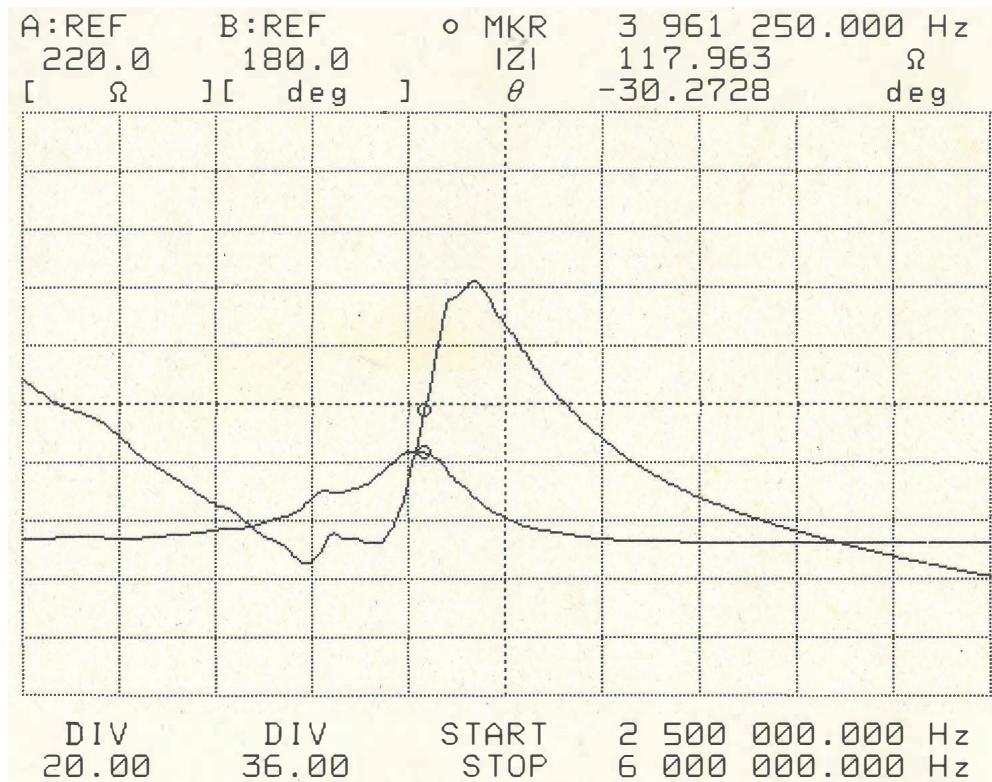


Abbildung A.3.: 2,25 MHz Feroperm in Kupferhülse + Uhu-tinse (page 6)



(a) schwarz



(b) weiß

Abbildung A.4.: 4 MHz Sonde (Hollerith?) (page 8)

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolin in
einen künstlichen Blutkreislauf

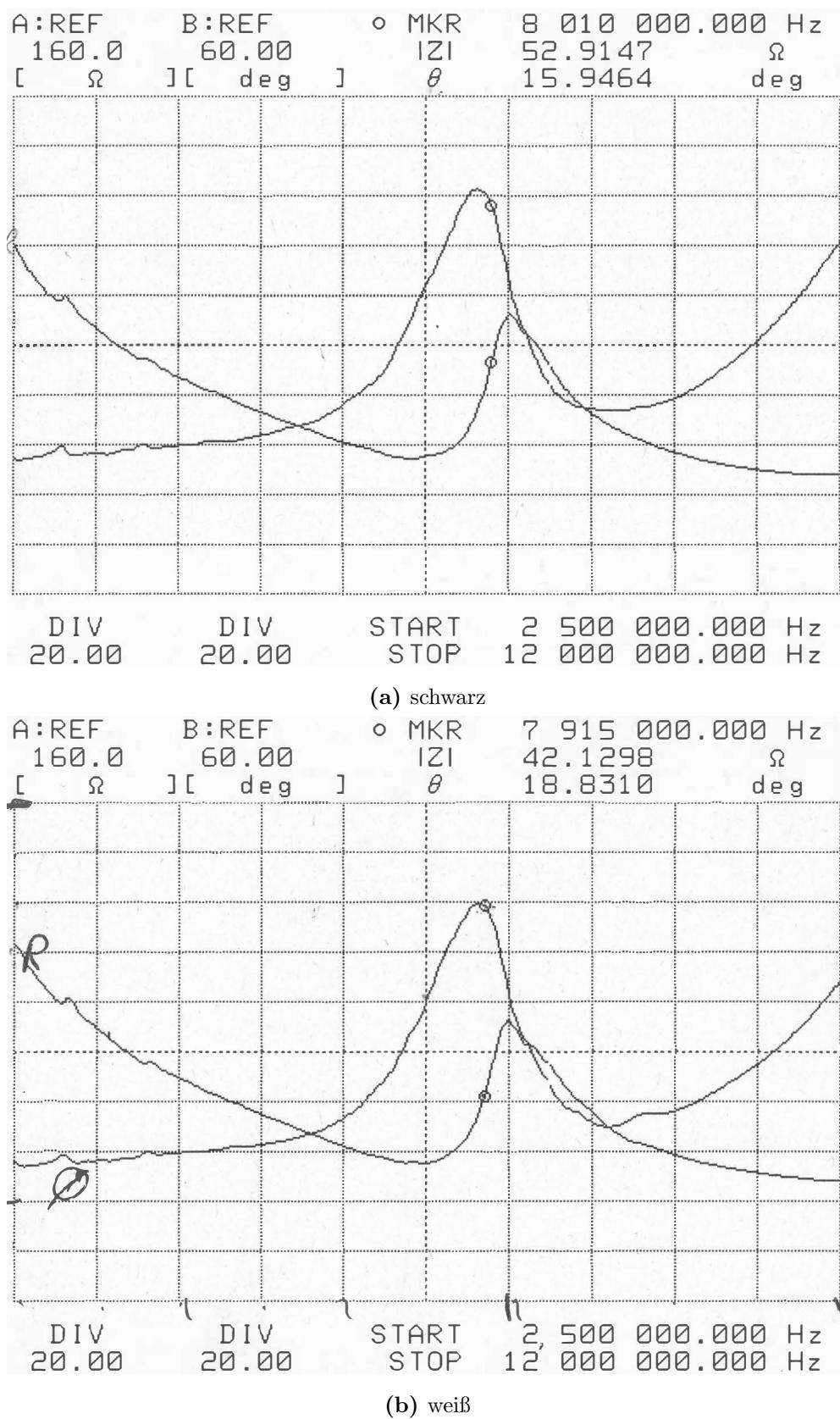


Abbildung A.5.: 8 MHz Sonde (Hollerith?) (page 10)

B. Dokumente

Beschreibung	Link zu Anhang
--------------	----------------