

Master Thesis

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

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

vom 15.03.2015 bis 16.10.2015

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

Zusammenfassung

In der diagnostischen Medizin wird das nichtinvasive Verfahren der transkraniellen Doppler-Sonographie zur Bestimmung von Embolien eingesetzt. Dabei werden Instrumentierungen mit analogen Demodulierungen verwendet. Diese besitzen den Nachteil, kostenintensiv zu sein und benötigen einen sehr hohen Hardwareaufwand, um mehrere Messtiefen gleichzeitig anzuzeigen. Eine digitale Demodulierung hingegen kann den genannten Defiziten entgegenwirken und wird bereits in der diagnostischen Medizin eingesetzt.

Darum befasst sich die vorliegende Arbeit mit der Entwicklung eines nichtinvasiven Verfahrens auf Grundlage der gepulsten Doppler-Technologie mit einer digitalen Demodulierung.

Auf Basis dieser Technologie wurde ein digitale Dopplerinstrumentierung entwickelt. Diese besteht aus einer Messplatine. Dabei kann das System über ein Personal Computer (PC) Programm gesteuert und die gewünschten Messtiefen eingestellt werden. Anschließend werden die getroffenen Einstellungen an das Complex Programmable Logic Device (CPLD) übertragen, welches einen Transmitter mit differentiellen Ausgang ansteuert. Über Diesen wird die erforderliche Leistung für die Ultraschallsonde bereitgestellt, woraufhin durch die Sonde eine Ultraschallwelle in das Gewebe des Patienten eingestrahlt wird.

Während die Ultraschallwelle das Gewebe durchdringt, reflektieren Zellwände, Blutteilchen und mögliche Embolien Teile der Welle. Diese Reflexionen können je nach Bedarf durch die Ultraschallsonde in elektrische Signale umgewandelt werden. Folgend werden Diese verstärkt und mithilfe eines Analog-Digital Converters (Analog-Digital Converter (ADC)) digitalisiert. Dabei steuert das CPLD die Digitalisierung und bereitet die aufgenommenen Daten durch Demodulation und Filterung auf.

Die demodulierten Daten werden anschließend durch eine parallele Schnittstelle an den ARM® Cortex®-M4 Microcontroller Unit (MCU) übertragen, welcher Diese an den PC weiterreicht.

Im zu Verfügung stehenden Zeitraum konnte die Ansteuerung des Transmitters und des Receivers, die Digitalisierung der Eingangssignale, die Kommunikation zwischen PC und dem System aufgebaut, sowie ein Graphical User Interface (GUI) mit Auswertung realisiert werden. Die Inbetriebnahme des gesamten Systems war teilweise ausführbar, da das Bandpassfilter des Receiver sich negativ auf den Digital Subscriber Line (DSL) Interface Transformer auswirkte und dieser zudem bei der Übertragung einbricht. Als Folge dessen kann nicht garantiert werden, dass der Transducer korrekt arbeitet und somit Ultraschall ausgesendet oder Empfangen werden kann. Dennoch konnte hier die grundlegende Funktionsweise der Analysemethode nachgewiesen werden. Somit wurde die Grundlage für weitere Nachforschungen geschaffen, um die hier dargestellte Analysemethode weiter zu optimieren.

Abstract

In diagnostic medicine non-invasive procedures of transcranial Doppler ultrasound are used for emboli. Usually instrumentations with analog demodulation are used. These instrumentations have the disadvantage of being expensive and more hardware is needed to display various depths of measurement simultaneously. Digital Demodulation, however, can avoid the aforementioned deficits and is already used in diagnostic medicine.

A study of the development of a non-invasive method, based on the pulsed Doppler technology with digital demodulation, is reported here.

Based on this technology, a digital ultrasonic doppler system was developed. The system of this study consists of a measuring board. In this case the system is controlled via a Personal Computer (PC) program, in which the desired measurement depths can be adjusted. Subsequently, the settings made are transferred to the Complex Programmable Logic Device (CPLD), which controls a transmitter with differential output. By this component part the power required for the ultrasound probe is provided, after which an ultrasonic wave is irradiated into the tissue of the patient through the probe.

While the ultrasonic wave passes through the tissue, cell walls, blood corpuscles and possible emboli reflect parts of the ultrasonic wave. These reflections are converted into electrical signals by the ultrasonic probe. Subsequently these electrical signals are amplified and digitized by a high speed Analog-Digital Converter (ADC). Here, the CPLD controls the digitization and prepares the recorded data by demodulation and filtering.

The demodulated data is then transmitted through a parallel interface to the ARM® Cortex®-M4 microcontroller unit (MCU), which forwards the data to the PC.

In the available period of time the control of the transmitter and the receiver, digitization of the input signals, the communication between the PC and the system was built, and a Graphical User Interface (GUI) with data evaluation was realized.

The complete system was only partially brought to operation, because the band-pass filter of the receiver has a negative impact on the Digital Subscriber Line (DSL) interface Transformer and this also interrupts the transmission. As a result it can not be guaranteed, that the transducer is working properly and ultrasound is emitted or proper signals may be received. Nevertheless the basic mechanisms and the functionality of the shown analysis method have been demonstrated. Therefore the basis for further research in order to optimize the shown analysis method was made.

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, 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 18. Oktober 2015

Andreas Rehn

Ort, Datum

Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	II
Abstract	III
Eidesstattliche Erklärung	IV
Abbildungsverzeichnis	IX
Tabellenverzeichnis	X
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	10
2.3. Beschreibung der Methodik	12
3. Grundlagen	13
3.1. Ultraschall	13
3.1.1. Definition	13
3.1.2. Erzeugung und Empfang	14
3.1.3. Ausbreitung	14
3.1.4. Reflexion und Brechung	15
3.1.5. Absorption und Streuung	16
3.1.6. Dopplereffekt	16
3.2. Pulsed Wave Dopplerverfahren	17
4. Ultrasound Applikation	19
4.1. Transducer	19
4.2. Kristall-Impedanz-Matching	20
4.3. Quadraturdemodulation	22
4.4. Implementierung	23

4.5. Auswertung der Ultraschallmessung und Bildentstehung	24
4.5.1. A-Mode	24
4.5.2. B-Mode	24
4.5.3. M-Mode	25
4.5.4. Doppler Spektrogramm	25
5. Material und Methode	27
5.1. Material	27
5.1.1. Verwendete Programme	27
5.1.2. Verwendete Geräte und Evalkits	28
5.2. Methode	30
5.2.1. Digitaler Hochpass	30
5.2.2. Digitaler Tiefpass	31
5.2.3. Serial Peripheral Interface	31
5.2.4. Paralleles Dateninterface	33
6. Systemdesign und Implementierung	34
6.1. Systemübersicht	34
6.2. Energieversorgung	35
6.3. Transmitter	39
6.4. Entkopplung Transmitter Receiver	40
6.5. Receiver	41
6.5.1. Analoger Bandpass	41
6.5.2. analoge Vorverstärkung	44
6.5.3. Digitalisierung	44
6.6. Steuerung und Demodulierung	45
6.6.1. Logik - Zustandsautomat	46
6.6.2. Logik - Memorymap	48
6.6.3. Logik - Kommunikation	50
6.6.4. Logik - Signalverarbeitung	51
6.6.5. Logik - Storage	52
6.7. Kommunikation / Datenübertragung	53
6.7.1. Hardware	53
6.7.2. Software	55
6.8. Visualisierung	60
6.8.1. Bibliotheken	60
6.8.2. GUI-Beschreibung	60
6.8.3. Programmablauf	61

7. Test und Ergebnisse	64
7.1. Komponententest (Unit-Test)	64
7.1.1. Transducer	64
7.1.2. Printed Circuit Board	65
7.1.3. Erstinbetriebnahme	65
7.1.4. NXP LPC4337 und USB	66
7.1.5. CPLD mit Kommunikation und Peripherieansteuerung	67
7.1.6. Transmitter	69
7.1.7. Receiver	71
7.1.8. Signalintegrität und Kopplungen	74
7.1.9. Demodulierung	76
7.2. Integrationstest	77
8. Diskussion und Ausblick	79
8.1. Zusammenfassung der Ergebnisse	79
8.2. Diskussion der Testergebnisse und der Testdurchführung	79
8.3. Diskussion zur Einhaltung aller Anforderungen	82
8.4. Diskussion der Ergebnisse bzgl. der Aufgabenstellung	84
8.5. Verbesserungspotentiale und Ausblick	85
Schlusswort	88
Literaturverzeichnis	89
A. Testergebnisse	92
A.1. Impedanz-Frequenzdiagramme der vorhandenen Sonden	92
A.2. Signalintensitätsmessung auf Übersprechen mit Nahfeldsonde	97
B. Schaltplan und Layout	100
B.1. Schaltplan	100
B.2. Layout	111
C. Datenträger Inhalt	117
C.1. Dokumentation	117
C.2. Hardware	117
C.3. Software	117

Abbildungsverzeichnis

2.1. Vereinfachte Darstellung der Emboliedetektion	8
2.2. Systemaufbau Thesis Stemplewitz	8
2.3. Systemaufbau Thesis Rehn	9
3.1. Frequenzbereiche Schall	13
3.2. Piezoelektrischer Effekt	14
3.3. Ereignis-Zeitdiagramm	17
4.1. Transducer Aufbau	19
4.2. 2 MHz Piezokristall ohne Anpassung	20
4.3. ESB eines 2 MHz Piezokristalls	21
4.4. 2 MHz Piezokristall mit Anpassung	21
4.5. Blockdiagramm Quadraturdemodulation und Tiefpass	22
4.6. Block Diagramm und Ereignis-Zeitdiagramm für die Ansteuerung eines Demodulatorausgangs	23
4.7. A- und B-Mode	24
4.8. M-Mode und Doppler Spektrogram	25
5.1. SPI Schieberegister Master-Slave	32
5.2. SPI Datenübertragung mit unterschiedlichen Einstellungen	32
5.3. Datenübertragung eines Frames mit der parallelen Schnittstelle	33
6.1. Übersicht der Systemkomponenten	34
6.2. Aufteilung der PCB	36
6.3. Komponenten der Energieversorgung	37
6.4. Ansteuersignal des xDSL Leistungstreibers	39
6.5. Anordnung der Dioden	40
6.6. vereinfachte Schaltung des Filters	42
6.7. realisierbarer Filter	43
6.8. Verstärkung in Abhängigkeit von Differenzieller Last, Frequenz und Verstärkungswiderstand R_G	44
6.9. Abstrahierung der Logik für die Steuerung und Demodulierung der Doppler-Kernapplikation	46
6.10. Modul Zustandsautomat	47
6.11. Modul MemoryMap	48
6.12. Modul Kommunikation	50

6.13. SPI Datenübertragung	51
6.14. Modul Signalverarbeitung	51
6.15. Modul Storage	52
6.16. Blockdiagramm des LPC4337	54
6.17. Zustände und Weiterschaltbedingungen des SCT	54
6.18. Ablaufdiagramme des Systems	59
6.19. QT Programm mit M-Mode und Spektrogramm	61
6.20. Ablaufdiagramme der QT-Applikation	63
7.1. Transmitter Signale vor und nach Wandler	70
7.2. Filtercharakteristik des Receivermoduls	72
7.3. Nachweis eines 64 MHz Signals auf der Taktleitung und der Versorgung	74
7.4. Messpunkte der Nahfeldsonde für die Signalintegrität in Abschnitt A.2	75
7.5. Abstand des digitalen Bypass-Kondensators zur digitalen Versorgung des ADC .	76
7.6. Ergebniss des PCB-Layouts	77
7.7. Digitalisierung eines Bursts mit der Instrumentierung	77
7.8. Digitalisierung eines Rauschens mit zu geringer ROI der Instrumentierung	78
7.9. Platine im Gehäuse	78
8.1. Nachweis einer Brummspannung	83
A.1. 2 MHz Feroperm Piezoelement mit Kupferhülse und geklebter Linse	92
A.2. 2 MHz Kristall an der Luft	93
A.3. 2,25 MHz Feroperm Piezoelement mit Kupferhülse und geklebter Linse	94
A.4. 4 MHz Hollerith Sonde	95
A.5. 8 MHz Hollerith Sonde	96
A.6. Signalintegrität	99

Tabellenverzeichnis

1.1. Begriffsdefinitionen	4
3.1. Schallgeschwindigkeiten in unterschiedlichen Materialien und Geweben	18
3.2. Eindringtiefen als Funktion der Frequenz in menschlichen Geweben	18
4.1. Variablen des elektrischen ESB eines Piezokristalls	26
5.1. SPI Modi Einstellungen	32
6.1. Bedeutung der Speicheradressen	49
6.2. Bedeutung der Adressparameter	49
6.3. SPI Befehle	50
6.4. ARM® Cortex®-M API Member und Beschreibung	55
7.1. Geschwindigkeitsmessung der USB Schnittstelle des LPC4337	67
7.2. SNR in Abhängigkeit der Verstärkung und Widerstand R_G	73
7.3. Impedanz in Abhängigkeit von der Frequenz und dem Abstand	76

1. Abkürzungen und Begriffsdefinition

1.1. Abkürzungen

ADC	Analog-Digital Converter
API	Application Programming Interface
BGA	Ball Grid Array
BOM	Bill of Materials
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
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
ESB	Ersatzschaltbild
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
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	Microcontroller Unit
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
QFN	Quad-Flat-No-leads (Package)
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
Sps	samples per second
SSP	Streaming Serial Port

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in
einem künstlichen Blutkreislauf

SNR	Signal-to-Noise-Ratio
SPI	Serial Peripheral Interface
SPP	Streaming Parallel Port
TQFP	Thin Quad Flat Package
u. a.	unter anderen
USB	Universal Serial Bus
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
z.B.	zum Beispiel
DSL	Digital Subscriber Line

1.2. Begriffsdefinitionen

Tabelle 1.1.: Begriffsdefinitionen

Begriff	Definition
Application Programming Interface (API)	engl. Programmierschnittstelle, welche die wichtigsten Funktionen und Eigenschaften eines programmierten Moduls zu Verfügung stellt
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
Digital Subscriber Line (DSL)	engl. Digitaler Teilnehmeranschluss und beschreibt eine Reihe von Übertragungsstandards, welche Daten über eine Kupferleitung versendet und empfängt. Die Verallgemeinerung wird als xDSL deklariert.
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

Tabelle 1.1.: (Fortsetzung Begriffsdefinitionen)

Begriff	Definition
Ringing-Effekt	Einschwingverhalten, welches durch die Steilheit der Flanken unstetiger Signale negativ beeinflusst wird. Dieser Effekt beruht auf dem Gibbssches Phänomen.
Region of Interest (ROI)	engl. Bereich von Interesse
Schallimpedanz	Verhältnis von Schalldruck zu Schallschnelle
Signal-to-Noise-Ratio (SNR)	engl. Signal-Rausch-Verhältnis, beschreibt das Verhältnis zwischen Nutzsignal und des Rauschens in der Einheit dB
Surface-mounted device (SMD)	oberflächenmontiertes Bauelement auf Basis der Surface-mount technology (SMT)
Transducer	engl. Schallkopf

2. Einleitung und Aufgabenstellung

In diesem Kapitel wird die Motivation und die sich daraus ergebenen Aufgabenstellung, sowie die Methodik der Problemlösung beschrieben. Dabei werden vorhandenen Systeme verglichen, Anforderungen für die Umsetzung der Aufgabe definiert und durch die Beschreibung der Methodik Erkenntnisse und Maßnahmen zur Umsetzung der Arbeit zusammengefasst.

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 Gewebe¹ 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 zu schnellem auftauchen aus großen Tiefen² 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 [1] [2]. Des Weiteren ist bekannt, dass bei Operationen vermehrt Ereignisse auftreten

¹unversorgtes Gewebe, hervorgerufen durch Durchblutungsstörungen

²Taucher- bzw. Dekompressionskrankheit

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 „Golden hour³“ - 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 Lysetherapie⁴ 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 invasive⁵ 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

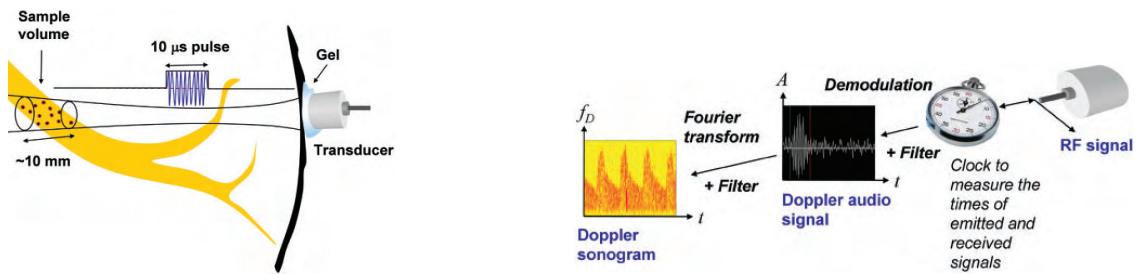
Ziel dieser Arbeit ist die Realisierung eines Systems für die eindeutige Detektion von Embolien auf Basis der nichtinvasiven gepulsten Ultraschall-Dopplertechnologie. Eine Visualisierung im Spektrogramm und M-Mode sowie die akustische Wiedergabe der Signale sind dabei unverzichtbar, um möglichst viele 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 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 Nut-

³Zeit zum verhindern schlimmerer Sachen

⁴Behandlung von Thrombosen durch Auflösung eines Thrombus (Blutgerinnsel)

⁵latein invadere *einfallen, eindringen*



(a) Transcraniale Emission von Ultraschall

(b) Verarbeitung des Signals

Abbildung 2.1.: Vereinfachte Darstellung der Emboliedetektion [3, p. 2]

zung diverser Betriebssysteme erfolgen indem eine benutzerfreundliche GUI bereitgestellt wird. Alle weiteren Details werden in Abschnitt 2.2.3 spezifiziert.

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.

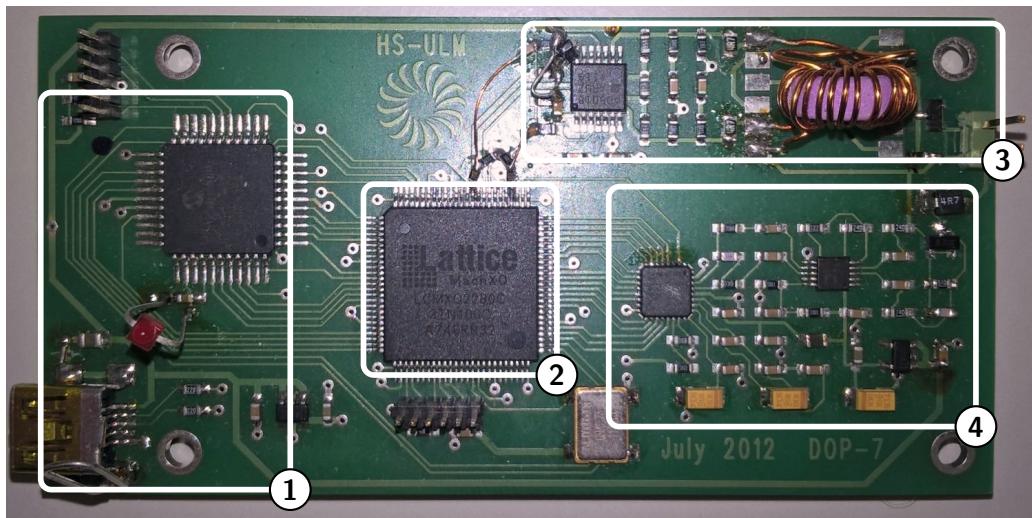


Abbildung 2.2.: Systemaufbau Thesis Stemplewitz - (1) MCU und USB-Kommunikation, (2) Signalerzeugung und Demodulation CPLD, (3) Transmitter mit Differenzverstärker und Übertrager, (4) Receiver mit Vorverstärker und ADC

Das System ist soweit minimalisiert sowie miniaturisiert (Abbildung 2.2), dass eine Weiterentwicklung des Systems die logische Schlussfolge war. Messdaten können erfolgreich mit 8 Megahertz (MHz) Sonden aufgenommen und darstellen werden. Dabei dient ein PIC18F4550 MCU der Firma Microchip als Schnittstelle zwischen der Messsteuerung und dem PC durch die

Implementierung eines USB Audio-Profiles, welches mit der selbst entwickelten Software⁶ 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 einen ARM® Cortex®-M MCU zu betreiben und die Datenverarbeitung und Darstellung über diesen bereitzustellen. [4]

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.

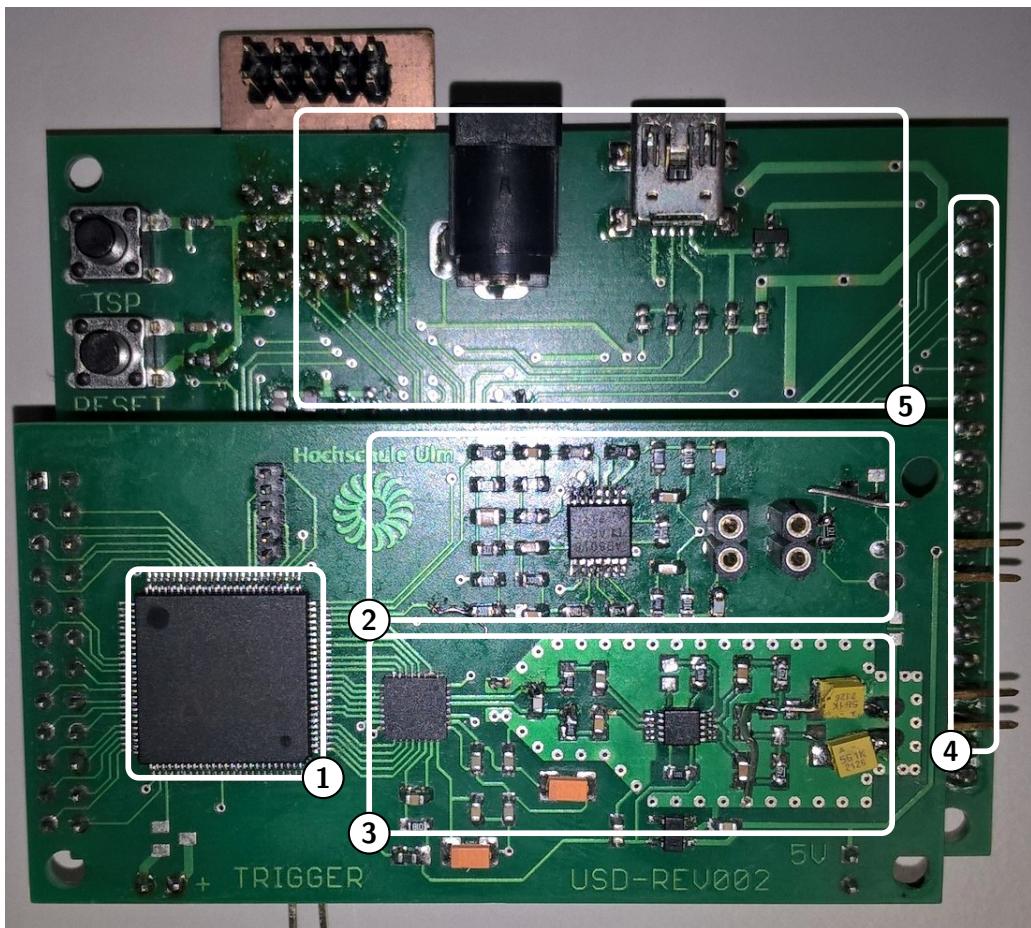


Abbildung 2.3.: Systemaufbau Thesis Rehn - (1) CPLD mit Signalerzeugung und Demodulation, (2) Receiver mit Vorverstärker und ADC, (3) Transmitter mit Differenzverstärker und Übertrager, (4) Interface TFT LCD-Display, (5) MCU mit USB-Kommunikation

⁶auf Basis von C++ und QT

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 beträgt 15,7 Mbit/s, 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. Daher ergab sich der Wunsch, die Datentransferrate durch eine alternative Schnittstelle sowie die Messgenauigkeit des Systems zu erhöhen und die Signalverarbeitung zu optimieren. [5]

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 diese Anforderungen erfüllt sind, kann das System zertifiziert und auf den Markt gebracht werden. 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

- Die Ergebnisse der Version 2012 (Abschnitt 2.2.2) und der Version 2014 (Abschnitt 2.2.2) sollen für die Hardwarerealisierung einer Emboliedetektion herangezogen werden.
- 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 Realteile, 20 Imaginärteile) 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, da dieser eine floating-point unit (FPU) für mögliche Berechnungen zu Verfügung stellt.
- Das System soll einen micro-USB Anschluss besitzen.

Software- und Hardwareanforderungen

• Energieversorgung

- Das System soll die Hardware des Energieversorgers vor Fehlfunktionen des Systems schützen.
- Das System soll mit einer maximalen von 20 Volt und einer minimalen Eingangsspannung von 8 Volt 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.

- **Auswerterelektronik**

- Die Auswerterelektronik soll eine Schnittstelle zu einen 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 Menü 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 ein Optimierungspotential in der Messgenauigkeit. Durch die Anpassung der Hard- und Software, sowie der Anpassung des Layouts, wurden im Rahmen der hier beschriebenen Arbeit grundlegende Verbesserungen im Hinblick auf die Genauigkeit der Messung und des Nutzungskomforts des Messsystems erzielt. Durch die detaillierte Überprüfung der Hardware ergaben sich weitere Optimierungen.

3. Grundlagen

In diesen Kapitel werden Informationen vermittelt, welche die physikalische Grundlage für das anzuwendende Verfahren bilden. Dabei wird Ultraschall und dessen Verhalten, sowie das Pulsed Wave Dopplerverfahren näher beschrieben.

3.1. Ultraschall

3.1.1. Definition

Schallwellen sind mechanische Wellen. Dabei unterscheidet man Infraschall¹, Ultraschall² und Schallwellen, welche das menschliche Gehör wahrnehmen kann³.

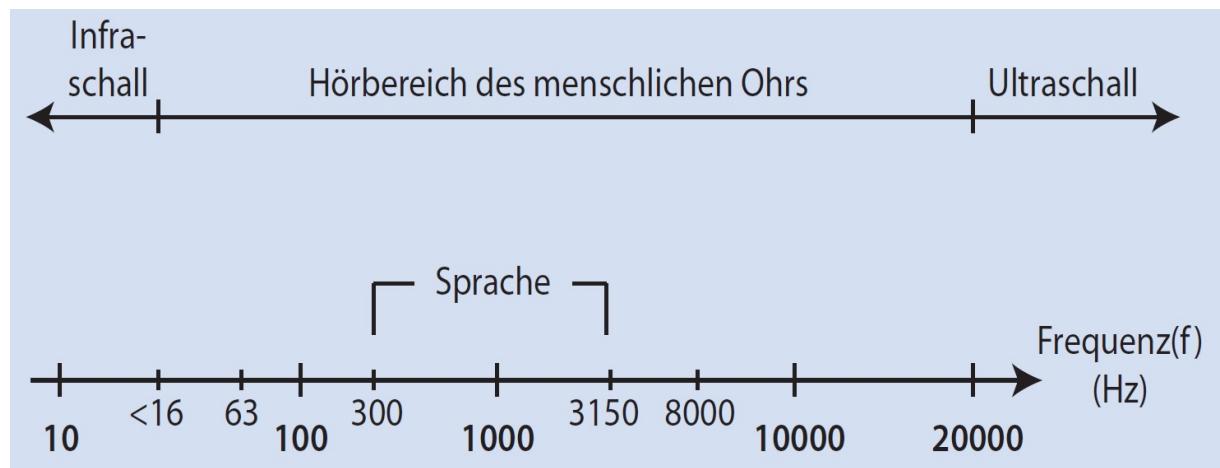


Abbildung 3.1.: Frequenzbereiche Schall

Die höchsten, technisch realisierbaren 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 $< 10 \text{ mm}$. 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. [6] [7] [8]

¹Frequenzen $< 20 \text{ Hz}$

²Frequenzen $> 20.000 \text{ Hz}$ beziehungsweise (bzw.) 20 kHz

³Frequenzen von 20 bis 20.000 Hz

3.1.2. Erzeugung und Empfang

Im Jahr 1880 entdeckte Pierre Curie den *Piezoelektrische Effekt*, welcher bei Materialien mit einen permanenten elektrischen Dipolmoment⁴ vorkommt. Diese Materialien 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

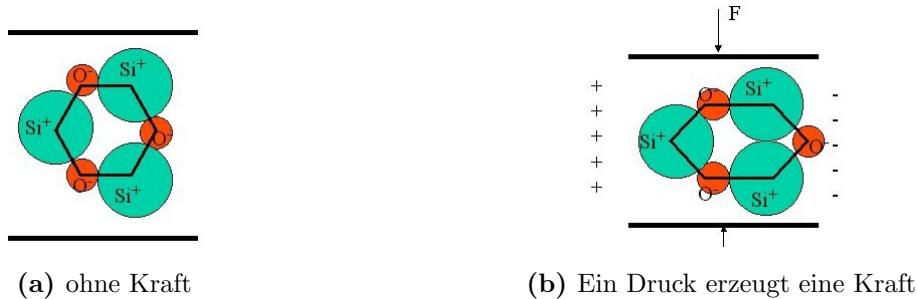


Abbildung 3.2.: Piezoelektrischer Effekt

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. [6] [7] [8]

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 Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

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

Mit der adiabatischen Kompressibilität K erhält man die Schallimpedanz Z durch:

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

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

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. [6] [7] [8]

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. [6] [7] [8]

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 mit der Eindringtiefe 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 . [6] [7] [8]

3.1.6. Dopplereffekt

Der Effekt tritt bei allen mechanischen Wellen auf, die sich durch den Raum bewegen. Dabei regt die Welle stationäre und sich bewegende Teilchen gleichermaßen an, 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 [?, S. 19].

3.2. Pulsed Wave Dopplerverfahren

Beim gepulsten Doperverfahren werden Bursts¹⁰ durch den Transduktorkristall in Kombination 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 Peripherieansteuerung. 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.

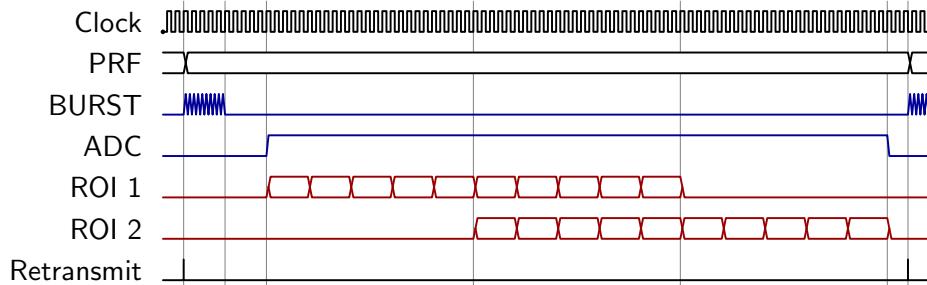


Abbildung 3.3.: Ereignis-Zeitdiagramm

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. Ultrasound Applikation

In diesen Kapitel werden Informationen zur Applikation und deren Umsetzung vermittelt. Dabei werden der Aufbau einer Sonde und deren Anpassung an die Dopplerapplikation, die aktuelle Umsetzung der Datenerfassung und -verarbeitung, sowie die mögliche Datenausgabe durch Bilderzeugung beschrieben.

4.1. Transducer

Um die elektrische Energie in mechanische Energie und umgekehrt zu wandeln wird ein Transducer benötigt, welcher gleichzeitig das Kernstück der Ultraschallsonographie darstellt.

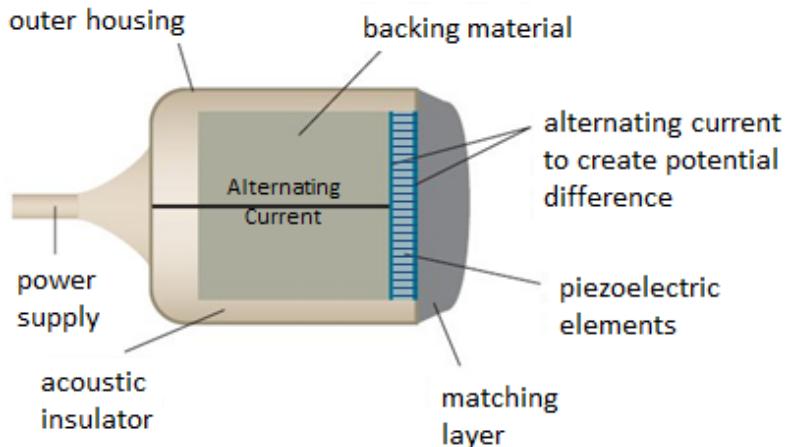


Abbildung 4.1.: Transducer Aufbau [9]

Dieser besteht wie in Abbildung 4.1 gezeigt aus mehreren Piezoelementen, sogenannten Arrays, oder wie nicht dargestellt aus nur einem Piezoelement. Dabei wird die Fokussierung durch eine dazugehörige matching-Schicht verbessert. Da die longitudinal Wellen auf beiden Seiten eines Piezoelementes entstehen, müssen die Wellen auf der Rückseite der Sonde absorbiert werden um Reflektionen zu vermeiden. Dies geschieht durch einen akustischen Absorber und einen Dämpfungsblock. Zudem muss die Sonde vor EMI Störungen geschützt werden, da das Piezoelement auf einstrahlende Frequenzen reagieren kann. Dies geschieht durch ein geschirmtes Metallgehäuse welches an der Messstation geerdet ist und somit die Störungen ableiten kann. Für die Bestimmung der Arbeitsfrequenz f_0 kann grundlegend gesagt werden, dass die generierten Frequenzen umgekehrt proportional zur Dicke des Piezoelementes l_{piezo} sind. Um möglichst viel Energie effektiv umwandeln zu können, wird das Piezoelement bei möglichst geringer Impedanz betrieben. Dabei sollte die Phasenverschiebung 0° betragen, um keine Blindleistung zu generieren. Weiterhin ist zu beachten, dass das Element schnellstmöglich ein- und ausschwingen soll,

wodurch es am besten in Resonanz betrieben wird. Ein Piezoelement vibriert in Resonanz, wenn die Dicke l_{piezo} gleich $1/2\lambda$ ist [10, S. 35], wodurch sich folgende Formel für die Bestimmung der Arbeitsfrequenz f_0 eines Piezoelementes aufstellen lässt.

$$l_{piezo} = \frac{1}{2}\lambda = \frac{1}{2} \frac{c}{f_0} \quad (4.1.1)$$

$$f_0 = \frac{c}{2 \cdot l_{piezo}} \quad (4.1.2)$$

4.2. Kristall-Impedanz-Matching

Nachdem die zu emittierende Frequenz und somit die Kristalldicke definiert wurde, muss durch das Verhalten des ausgewählten Kristalls eine Impedanzanpassung durchgeführt werden, da dieser eine Serien- und eine Parallelresonanz besitzt. Dieser Schritt ist nötig, da das Schleifen der Kristalle Fertigungstoleranzen unterliegt, und somit Kristalle nicht genau auf die zu emittierende Frequenz geschliffen werden können. Als Beispiel wurde ein idealer 2 MHz Kristall in Abbildung 4.3 dargestellt, wobei die Resonanzen um ca. 5 Kilohertz (kHz) nach oben verschoben sind.

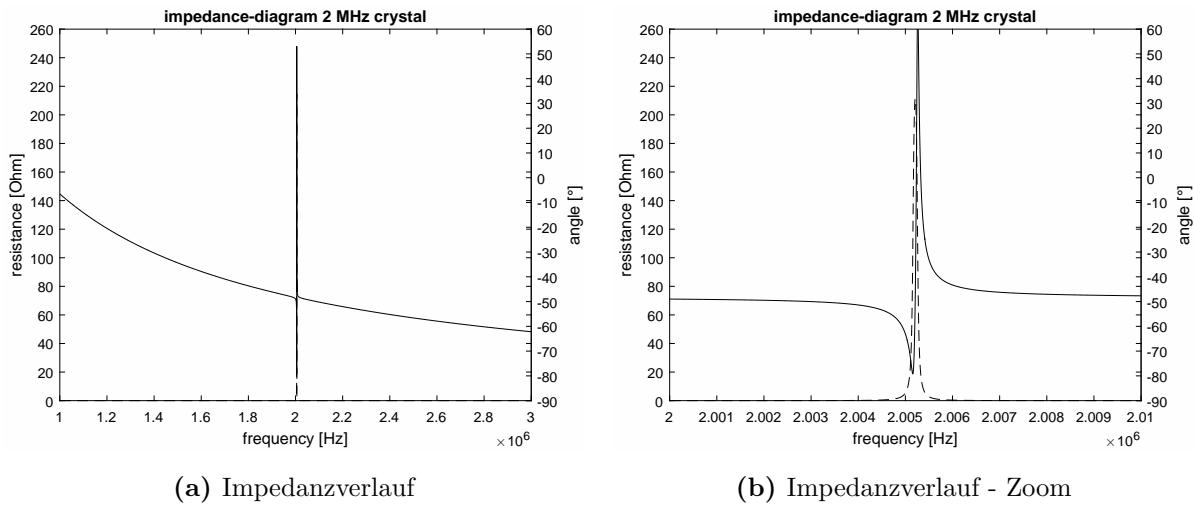


Abbildung 4.2.: 2 MHz Piezokristall ohne Anpassung

Um die Effektivität, resp. die zu emittierende Energie, zu steigern, wird eine Leistungsanpassung benötigt. Hierzu wird das elektrische Ersatzschaltbild (ESB) eines Piezokristalls herangezogen, welches durch die Parameter in Tabelle 4.1 definiert und in Abbildung 4.3a visualisiert ist. Eine Leistungsanpassung erfolgt in Abbildung 4.3b wobei mit Verlusten durch die Leitungslänge zu rechnen ist. Für die Parallelabstimmung des Kristalls wird die parallele Induktivität L_p bestimmt, indem die Gleichung 4.2.3 für die Berechnung herangezogen wird.

$$L_p = \frac{1}{\omega_s^2 \cdot C_p} \text{ mit } \omega_s = 2\pi f_s \quad (4.2.3)$$

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

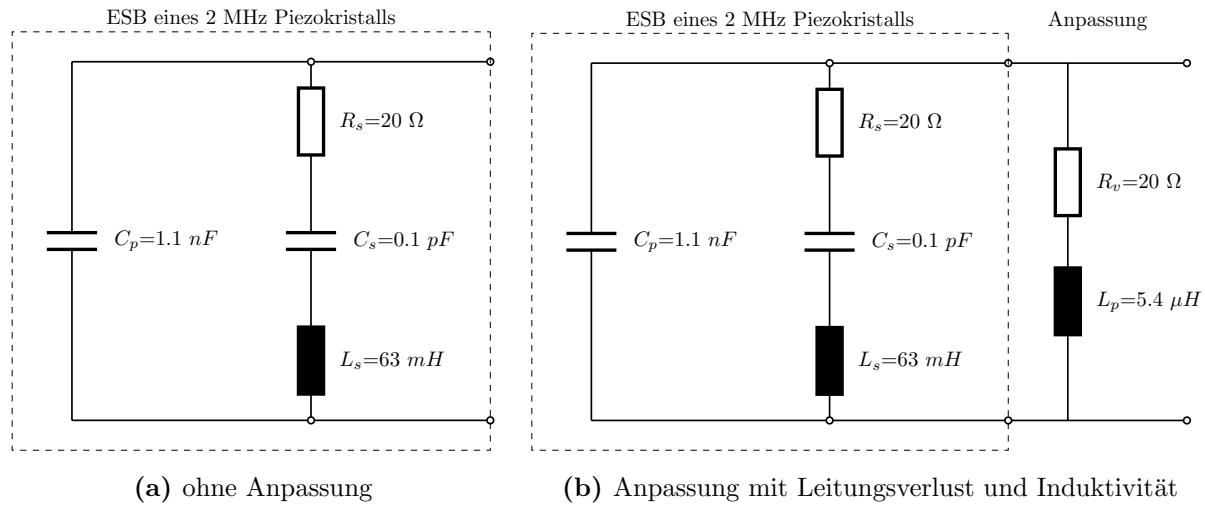


Abbildung 4.3.: ESB eines 2 MHz Piezokristalls

Dabei ergibt sich bei einer geforderten Nutzfrequenz f_s von 2 MHz eine parallele Induktivität L_p von rund $6,3 \mu\text{H}$. Da $6,3 \mu\text{H}$ Induktivitäten nicht bezogen werden können, beziehen sich nachfolgende Betrachtungen auf 2 beziehbare $2,7 \mu\text{H}$ Induktivitäten in Serie.

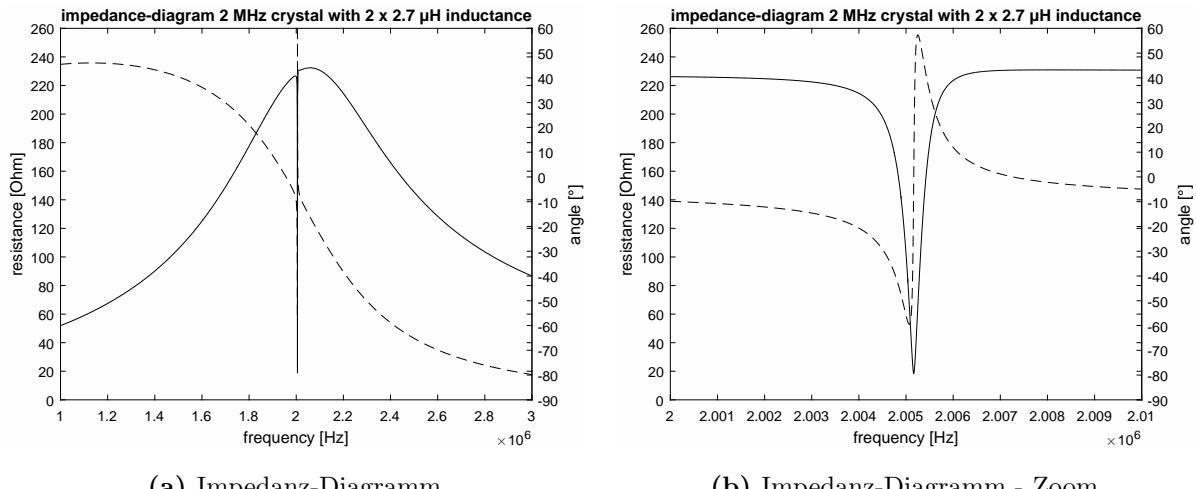


Abbildung 4.4.: 2 MHz Piezokristall mit Anpassung

Vergleicht man Abbildung 4.2 mit Abbildung 4.4 ist ersichtlich, dass die Resonanzen weiter auseinander liegen. Zudem liegt die Phase bei der Nutzfrequenz nicht mehr zwischen -80° und 30° sondern zwischen $\pm 55^\circ$. Das wichtigste Argument der durchgeföhrten Anpassung ist jedoch ersichtlich, wenn man die Breitbandigkeit des Kristalls betrachtet. Durch das Kristall-Impedanz-Matching wird die Breitbandigkeit des Kristalls gesteigert, was die für die Doppler-Schiebefrequenzen von $\pm 12 \text{ kHz}$ um die Trägerfrequenz notwendig ist. Somit werden höhere Schiebefrequenzen weniger gedämpft, die bei erhöhten Fließgeschwindigkeiten in Arterien durch das Strömungsprofil auftreten. Somit steigert diese Methode die Erkennung von schnell wandernden Embolien.

4.3. Quadraturdemodulation

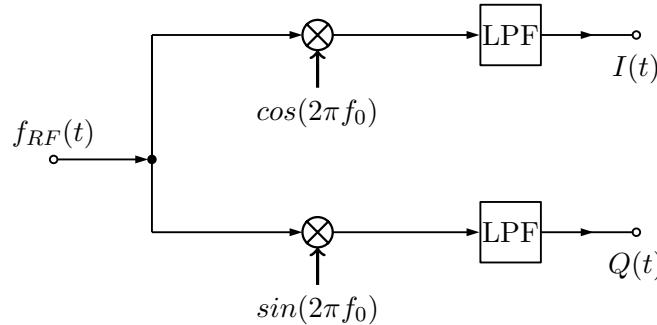


Abbildung 4.5.: Blockdiagramm Quadraturdemodulation und Tiefpass

Die Quadraturdemodulation ist eine Möglichkeit, hochfrequente Eingangssignale in den Niederfrequenzbereich umzuwandeln. Dabei wird das Eingangssignal $f_{RF}(t)$ mit der Trägerfrequenz f_0 multipliziert bzw. gemischt, wodurch ein Frequenzgemisch aus Summe $f_0 + f_{RF}$ und Differenz $f_0 - f_{RF}$ entsteht. Der allgemeine Mischprozess ist dabei durch die Hochfrequenz f_{RF} , den lokalen Oszillatorkoeffizienten f_0 und die Zwischenfrequenz f_{IF} definiert, wobei die Frequenz am Ausgang durch Gleichung 4.3.4 definiert ist. [11, S. 2 f.]

$$f_{IF} = |f_{RF} \pm f_0| \quad (4.3.4)$$

Um die Summenfrequenz zu unterdrücken, wird für die Quadraturdemodulation ein Tiefpassfilter verwendet, da die niederfrequenten Doppler-Schiebefrequenzen von wenigen kHz genutzt werden sollen. Dabei werden die Summenfrequenzen der Multiplikation eliminiert. Diese Technik wird auch als moving average Filter bezeichnet.

Um die Differenzfrequenz (oberes Seitenband) von der sogenannten Spiegelfrequenz [11, S. 3] (unteres Seitenband) und somit die Richtung bewegter Objekte, welche in dieser Applikation Blut und mögliche Embolien darstellen, zu unterscheiden, wird die Phaseninformation des Signals f_{RF} benötigt. Dabei wird die Oszillatorkoeffizienten f_0 um 90° verschoben und mit dem Eingangssignal f_{RF} multipliziert, wodurch das sogenannte quadrature-Signal $Q(t)$ erzeugt wird. Das inphase-Signal $I(t)$ entsteht durch Multiplikation von der Oszillatorkoeffizienten f_0 um 0° mit dem Eingangssignal f_{RF} .

Da diese Signale um 90° verschoben sind, kann die Ausgangsamplitude $A(t)$ durch Gleichung 4.3 berechnet werden.

$$A(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}$$

Dabei sollte beachtet werden, dass durch den nachgestellten Tiefpassfilter der I-/Q-Signale ein Quantisierungsfehler entsteht. Aus diesen Grund können nur relative Aussagen über die Amplitude des Signals gemacht werden.

4.4. Implementierung

Die Umsetzung aktueller PW-Doppler Systeme und der Erzeugung der I/Q-Signale erfolgt durch diskrete Bauelemente und ist in Abbildung 4.6a schematisch visualisiert. Dabei erfolgt die Ansteuerung der Peripherie wie in Abbildung 4.6b. Vergleicht man das Ereignis-Zeitdiagramm von Abbildung 4.6b mit dem Ereignis-Zeitdiagramm des Pulsed Wave Dopplerverfahren aus Abschnitt 3.2 wird ersichtlich, dass die Digitalisierung nach der Demodulierung stattfindet. Außerdem kann durch den Integrator und das Sample-and-Hold Verfahren des Tiefpassfilters nur eine ROI digitalisiert werden, wodurch ein erhöhter Hardwareaufwand für mehrere ROIs benötigt wird.

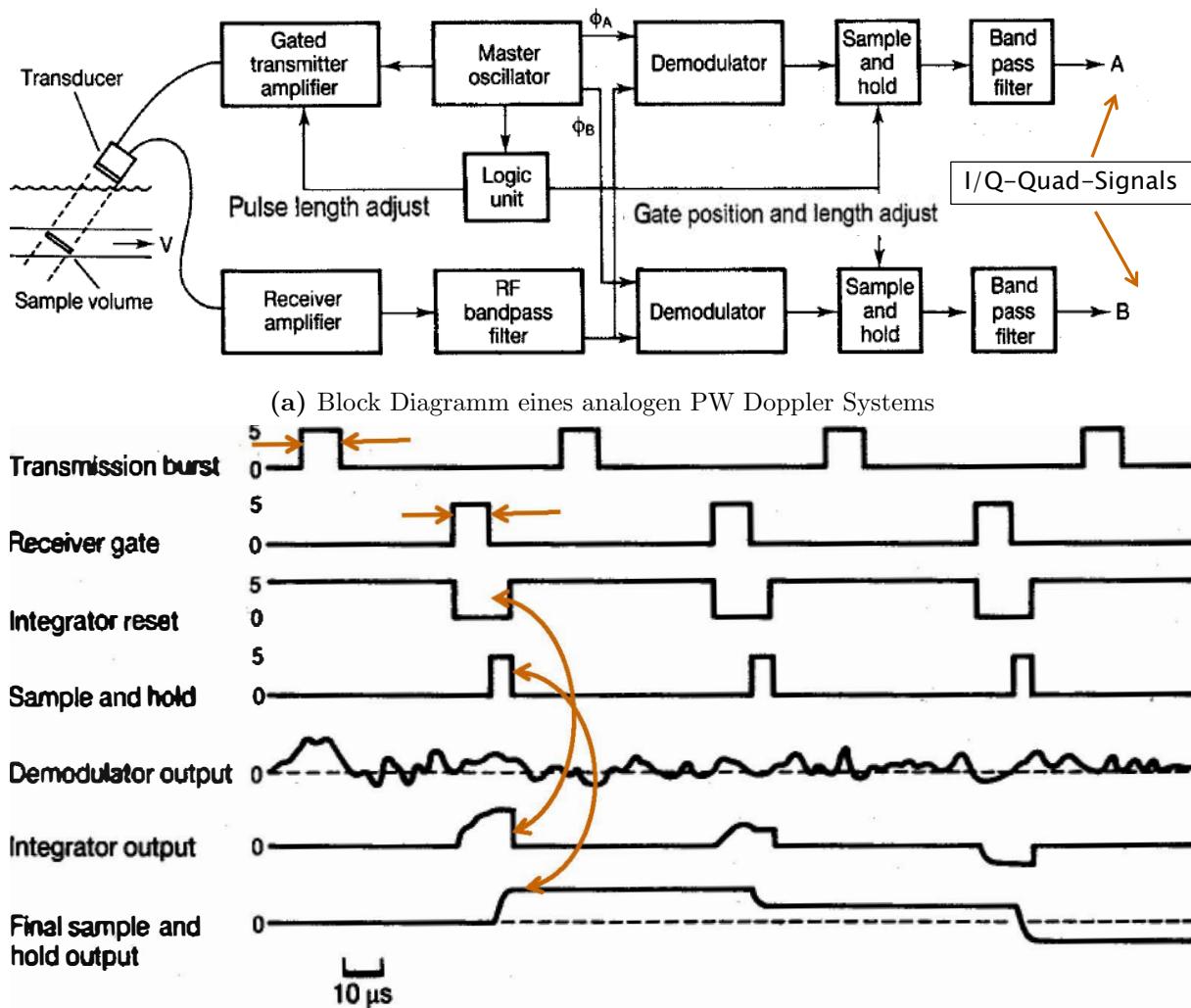


Abbildung 4.6.: Block Diagramm und Ereignis-Zeitdiagramm für die Ansteuerung eines Demodulatorausgangs

Die Digitalisierung der Daten erfolgt mit wenigen samples per second (Sps), da die I/Q-Signale durch den vorgeschalteten Demodulator Phasenverschoben und auf wenige kHz gemischt werden.

4.5. Auswertung der Ultraschallmessung und Bildentstehung

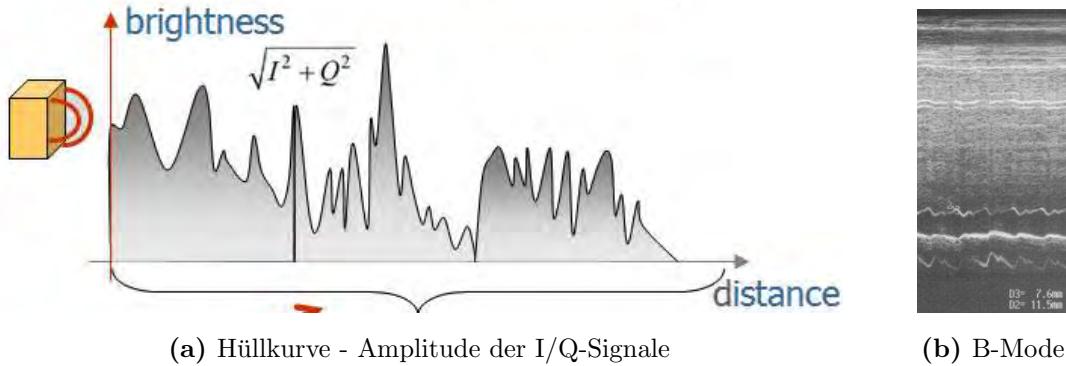


Abbildung 4.7.: A- und B-Mode

4.5.1. A-Mode

Der „Amplitudenmodus“ ist die erste Darstellungsform in der Sonographie und die einfachste Umsetzung des Impuls-Echo-Prinzips. Es ist eine eindimensionale Abbildung der reflektierten Schallwellen in einem Diagramm und stellt die empfangenen Echos in Abhängigkeit von der Tiefe dar, wie in Abbildung 4.7a zu sehen ist.

Für die Berechnung der Magnitude $B_a(t)$ werden die I/Q-Signale $I(t), Q(t)$ nach Gleichung 4.5.5 verrechnet. [10, Kap. 4 S. 5ff]

$$B_a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (4.5.5)$$

4.5.2. B-Mode

Der „Brightness-Mode“ stellt die Echos nicht als Ausschläge (Magnitude $B_a(t)$), sondern als Bildpunkte mit unterschiedlicher Helligkeit auf dem Bildschirm wie in Abbildung 4.7b dar. Dabei entspricht jede Amplitude einem Helligkeits- bzw. Grauwertbild und ist abhängig von der Intensität der elektrischen Signale¹. Bei modernen Ultraschallgeräten sind 256 Grauwerte zwischen schwarz und weiß möglich. Ein schwarzes Bild wird dabei durch zu geringe Schallintensität erzeugt, welches die Folge von Totalreflexion oder fehlenden Impedanzunterschied² ist.

Für die Darstellung wird eine Logarithmische Kompression durchgeführt, welche durch die Gleichung 4.5.6 geschieht.

$$B_b(t) = \log(B_a(t)) \quad (4.5.6)$$

Nachfolgend können Filter für die Kantenverbesserung und Speckle Reduzierung angewendet werden, um die Visualisierung des B-Mode zu verbessern. [10, Kap. 4 S. 5ff]

¹je stärker das Echo, desto heller der Bildpunkt

²keine Reflexion möglich

4.5.3. M-Mode

Der „Motion-Mode“ stellt Gewebestrukturen an einem bestimmten Ort als Funktion der Zeit dar. Dabei werden die Amplituden der Ultraschallechos wie im B-Mode aber zu einem bestimmten Zeitpunkt dargestellt. Über ein Ort-Zeit-Diagramm werden örtliche Veränderungen echogener Strukturen über die Zeit dargestellt³, wie in Abbildung 4.8a zu sehen ist. Dabei wird die Amplitude auf der vertikalen Achse und die von den wiederholten Impulsen erzeugten Echos auf der horizontalen Achse (Zeitachse) abgetragen.

Für die Erstellung der Daten werden die I/Q-Signale benötigt. Da die Quadraturphase rein Imaginär ist, muss diese zunächst durch eine Hilbert Transformation in den reellen Bereich gedreht werden. Diese wird durch die Berechnung der richtungsbezogenen Durchschnittsgeschwindigkeit v_{mean} mit Gleichung 4.5.9 durchgeführt, welche auf Gleichung 4.5.7 und Gleichung 4.5.8 beruht. [10, Kap. 4 S. 41ff]

$$v_{mean} = \frac{F}{A} \quad (4.5.7)$$

$$\omega_{mean} = \frac{\int \omega P\{\omega\} \cdot d\omega}{\int P\{\omega\} \cdot d\omega} \quad (4.5.8)$$

$$\omega_{mean} = \frac{1}{T} \tan^{-1} \cdot \left(\frac{\sum_{n=1}^N Q(n)I(n-1) - I(n)Q(n-1)}{\sum_{n=1}^N I(n)I(n-1) + Q(n)Q(n-1)} \right) \quad (4.5.9)$$

4.5.4. Doppler Spektrogramm

Das Doppler Spektrogramm ist eine Darstellung, wobei auf der X-Achse die Zeit und auf der Y-Achse die Frequenzverteilung dargestellt sind. Da die dargestellten Frequenzen abhängig von der Fließgeschwindigkeit der Blutteilchen sind, können Aussagen über die Durchschnittsgeschwindigkeit des Blutes, sowie über Schlagvolumen und Herzfrequenz gemacht werden (visualisiert in Abbildung 4.8b). Dies ist mithilfe der Kurzzeit-Fourier-Transformation (eng: short-time Fourier transform, STFT) realisierbar, in der kurze Zeitabschnitte in den Spektralbereich überführt werden.

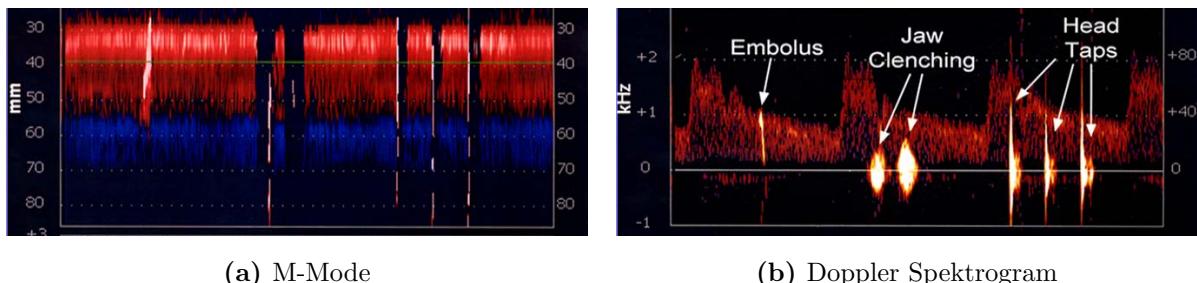


Abbildung 4.8.: M-Mode und Doppler Spektrogramm

³Time-Motion Verfahren

Tabelle 4.1.: Variablen des elektrischen ESB eines Piezokristalls

Variable	Beschreibung	Größenordnung
C_0	Kapazität des Plattenkondensators mit $C_0 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A/l$	$\approx 1 \text{ nF}$
C	Ersatzkapazität infolge der Steifigkeit des Kristalls	$\approx 0.1 \text{ pF}$
L	Ersatzinduktivität infolge der Masse des Kristalls	$\approx 100 \text{ mH}$
R	innere Reibung R_i und Widerstand R_{Pat} durch abgegebene Leistung an den Patienten $R_{Pat} = U_0^2/P_{Pat}$	$R_i = 1\Omega$ und $R_{Pat} = 50\Omega$

5. Material und Methode

In diesem Kapitel werden die benötigten Hilfsmittel und Techniken beschrieben, welche für die Realisierung der Applikation benötigt werden.

5.1. Material

Dieser Abschnitt beschreibt die verwendeten Software-Applikationen und deren Möglichkeiten, sowie verwendete Geräte für die Durchführung von Messungen. Weiterhin werden Evalkits beschrieben, welche für die Beschleunigung des Entwicklungsprozesses genutzt werden.

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 Leiterplattenlayouts 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“ wird bereitgestellt, wodurch die Entwicklungszeit und Fehler reduziert werden. Dabei können diese Regeln bei den gewünschten Hersteller der Platinen bezogen werden. [12]

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. [13]

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 Programmie-

rung des Lattice MachXO2TM bereitgestellt, sowie übertragen werden. Dabei wurde die Version 3.4.080 verwendet.

ALDEC Active-HDLTM

Active-HDLTM ist eine Design Erstellungs- und Simulations-IDE für Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) der Firma Aldec, welche für Microsoft[©] Windows[®] verfügbar ist. Diese Software ist in Lattice Diamond[®] integriert und wurde für die Simulation bzw. Synthese der Logikmodule und des System Designs des MachXO2TM 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. [14]

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 Serial Peripheral Interface (SPI), I2C, UART, CAN, GPIO, PWM, ADC, Digital-Analog Converter (DAC), Ethernet, USB OTG, FPU und dem patentierten State Configurable Timer (SCT).

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[®]-M Modelle von NXP übertragen werden¹.

Funktionsgenerator PM5139 von Flunke Corporation

Für die Evaluierung der Messplatine wurde dieser Funktionsgenerator vorgesehen, welcher Testsignale erzeugt. Dieser unterstützt die Signalformen Gleichstrom, Sinus, Dreieck, Quadrat,

¹sofern diese die programmierten Funktionen unterstützen

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

Puls und Sägezahn und kann diese mit einer Wiederholfrequenz von 0.1 mHz bis 20 MHz bei einer maximalen Spitzenspannung von 20 V generieren. Die Signale werden mit einer Präzision von 10-Bit generiert. [15]

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 High-Resolution Mode bis zu 10 Bit. Es besitzt 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. [16]

Spectrum Analyzer FSL3 von Rohde & Schwarz mit Nahfeldsonde

Mit dem Spektrumanalysator FSL3 von Rohde & Schwarz werden Signale graphisch dargestellt. Dieses Gerät bietet eine Signalanalyse in Form einer Spektralverteilung für Frequenzen zwischen 9 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. [17]

Eine Prüfsonde für elektrische und magnetische Wechselfelder, auch Nahfeldsonde genannt, wurde für die Lokalisierung von Signalstörungen auf der Platine genutzt. Dabei wurde die Nahfeldsonde mit einem LNA an den FSL angeschlossen. Nahfeldsonden 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 Graphens 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 paralleler Datentransfer statt. 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 eine kapazitive Einkopplung über die Spannungsversorgung stattfinden kann. Somit müssen Frequenzen unterhalb von 1 MHz gedämpft werden, um Störungen in der Spannungsversorgung zu kompensieren. Zudem wird durch eine Vorverstärkung des Signals immer ein DC-Offset generiert, was bei den geringen Signalpegeln von mehreren μ V 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 Megasamples per second (MSps) 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, damit die Taktfrequenz der Logikeinheit nicht zu stark belastet wird. Daher entschied man sich für die einfachste Art von digitalen Filter - einen FIR Filter mit Koeffizienten von 1 wodurch Multiplikationen entfallen. Dabei benötigt das Filter 128+1 Verzögerungen bzw. 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. Für die Ermittlung des Offsets wird die Summe der 128 Elemente durch 128 geteilt bzw. um 8 nach rechts geschoben. Anschließend wird der ermittelte Offset von dem aktuellen Wert abgezogen und das Ergebnis der Demodulierung übergeben. Dabei entsteht eine zusätzliche Verzögerung von 3 Takten², was jedoch bei der hohen Taktfrequenz und der kontinuierlichen Messung vernachlässigbar und somit kompensierbar ist. Dies stellt einen einfachen Hochpass 2ter Ordnung dar.

²Addition, Shift, Division

5.2.2. Digitaler Tiefpass

Ein Digitaler Tiefpass wird für die Quadraturdemodulierung (Abschnitt 4.3) 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 sich aufheben, wodurch der Mittelwert driften kann.

5.2.3. 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.

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. 5.1). 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).

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

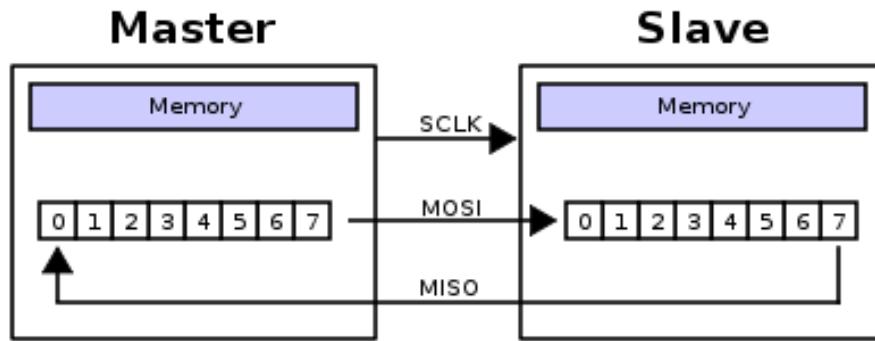


Abbildung 5.1.: SPI Schieberegister Master-Slave

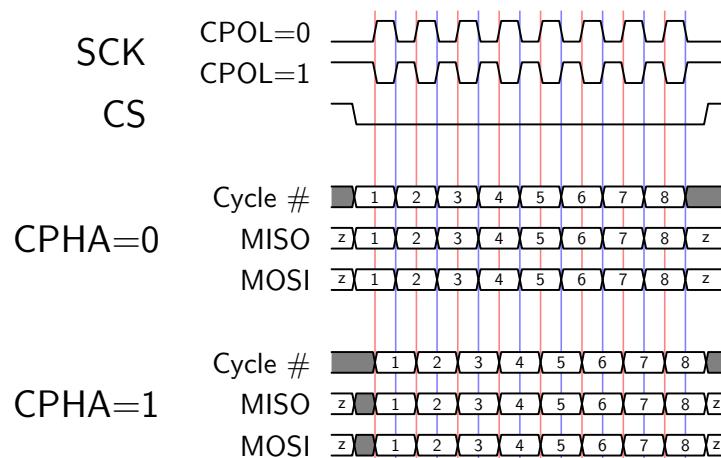


Abbildung 5.2.: SPI Datenübertragung mit unterschiedlichen Einstellungen

Tabelle 5.1.: SPI Modi Einstellungen

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

5.2.4. 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 Takt von 32 MHz betrieben werden soll. Somit könnte eine theoretische Datenrate von 32 MB/s⁴ realisiert werden, was zwar nicht die theoretischen 60 MB/s⁵ 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 64 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 Spannungspiegel 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.

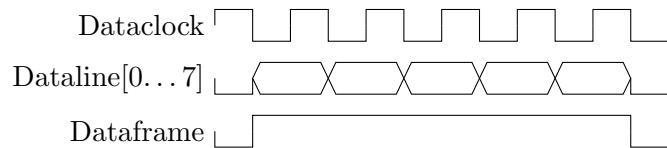


Abbildung 5.3.: Datenübertragung eines Frames mit der parallelen Schnittstelle

⁴16 · 10⁶ Byte

⁵480 MBit/s

6. Systemdesign und Implementierung

Nachdem die benötigten Informationen für die Umsetzung der Applikation erarbeitet wurden, konnte eine Implementierung in Hard- und Software realisiert werden, welche in diesem Kapitel beschrieben wird. Dabei erfolgte die Realisierung des Systems unter Verwendung der Software-Applikationen LTspice IV®, Altium® Designer®, Lattice® Diamond® mit ALDEC Active-HDL™ und NXP Semiconductors LPCXpresso. Mit diesen Applikationen wurde das System modelliert und Module simuliert.

6.1. Systemübersicht

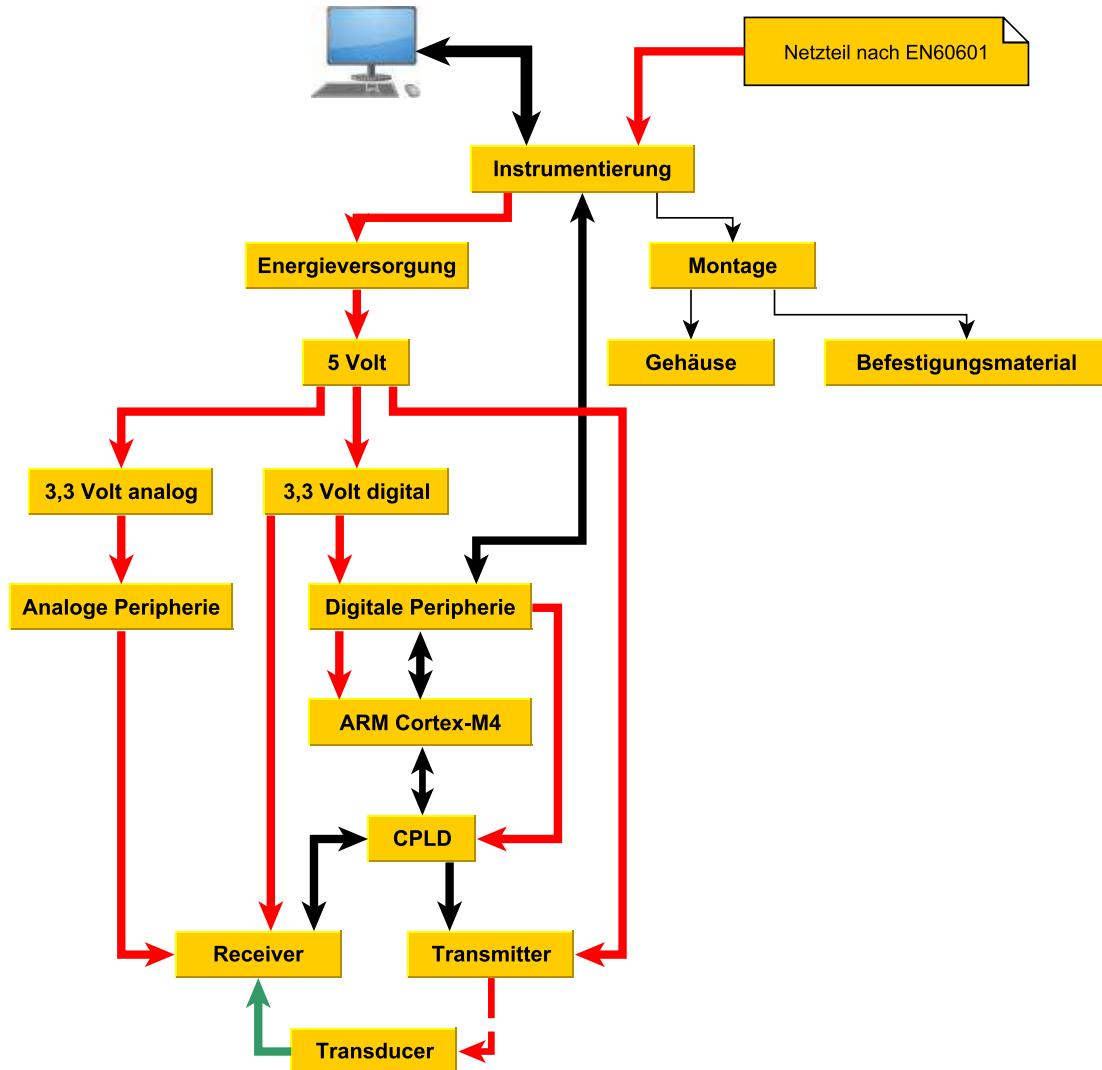


Abbildung 6.1.: Übersicht der Systemkomponenten

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 Energieversorgung des Systems auf den Richtlinien der Einspeisung aufbaut.
- Die analoge Peripherie beinhaltet dabei den Transmitter, welcher das zu emittierende Signal generiert, sowie den Receiver, welcher aus einem Bandpassfilter, einer LNA und einer Digitalisierung besteht.
- Die digitale Peripherie beinhaltet hingegen die Ansteuerung des Transmitters und des Receivers, sowie die Demodulierung und den Datentransfer zwischen dem System und den PC des Nutzers.
- Das gesamte Messsystems wird in ein Gehäuse montiert. Dabei stellt dieses die Schnittstellen für die Anbindung des Transducers, des PCs, sowie der Stromversorgung zur Verfügung. 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 Spannungsversorgung, die Kommunikation, die Steuerung / Demodulierung, der Transmitter, sowie der Receiver mit Bandpass näher betrachtet sowie erklärt. Zudem werden Aussagen über die Auslegung und die Realisierung dieser Hardware getroffen um den Leser ein besseres Verständnis des Systems und dessen Umsetzung zu geben.

6.2. Energieversorgung

Damit das System arbeiten kann, benötigt dieses elektrische Energie welche typischerweise von Außen zugeführt wird. Da der Fokus dieser Arbeit nicht auf der Energieversorgung der Dopplerinstrumentierung 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. [18]

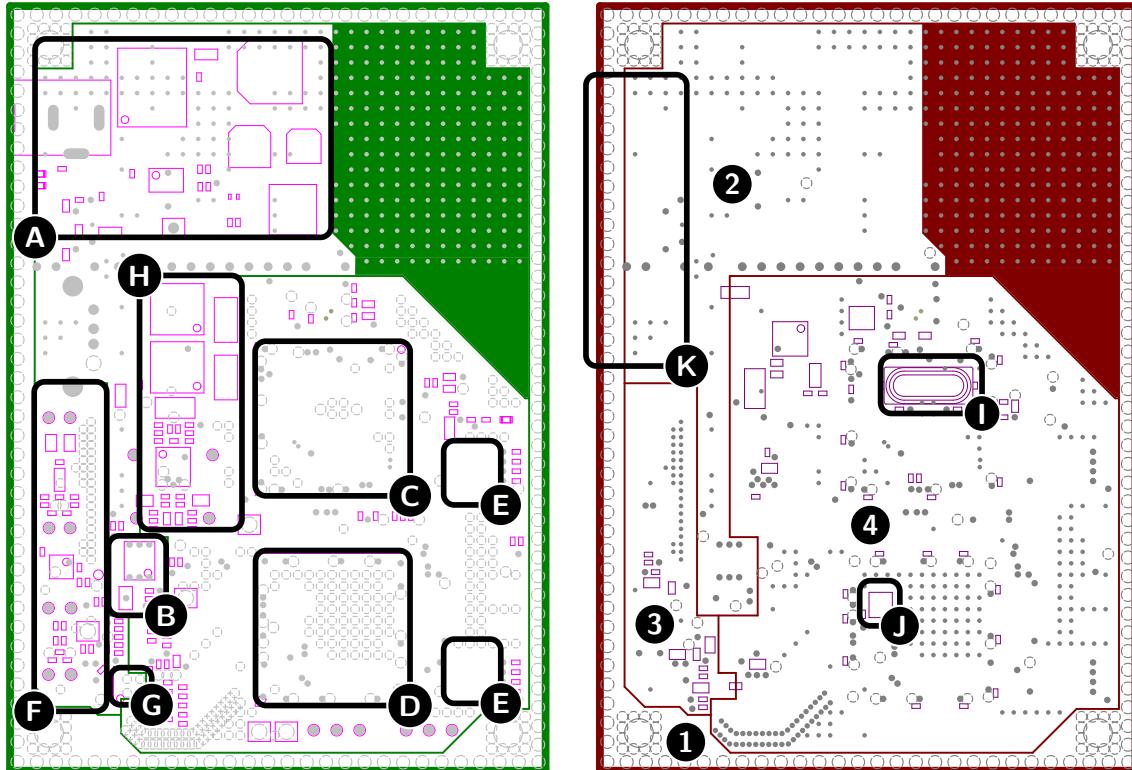
Um elektromagnetische Störungen im System möglichst gering zu halten, wurden Potentiale anhand der Arbeitsbereiche der elektronischen Komponenten gruppiert und definiert. Dabei ergab sich ein Potential für die

- digitale Signalverarbeitung mit 3,3 V DC [*VDD3V3*],

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

- analoge Signalverarbeitung mit 3,3 V DC [*RXA3V3*], und
- Ansteuerung des Piezoelementes mit 5 V DC [*TXD5V0*].

Anhand dieser wurden die Komponenten nach Abbildung 6.2 positioniert und die Planes definiert.



(a) Ground Plane und Komponenten auf der Platinenoberseite. (A) Externe Spannung zu 5 V DC, (B) LDOs für analoge und digitale Spannungsversorgung, (C) NXP LPC4337, (D) Lattice MachXO2, (E) JTAG Ports, (F) analoge Signalaufbereitung, (G) ADC, (H) Transmitter mit xDSL Treiber und RF Transformator

(b) Power Plane und Komponenten auf Platinenunterseite - (I) 12 MHz Resonator, (J) 64 MHz Oszillator, (K) Steckverbindungen, (1) Schirm-GND auf Power und Ground Plane, (2) 5 V DC und GND, (3) analoge 3,3 V DC und analoger GND, (4) digitale 3,3 V DC und digitaler GND

Abbildung 6.2.: Aufteilung der PCB

Für die elektrische und mechanische Verbindung zwischen externen Schaltnetzteil und dem System wurde eine DC Power Jack Buchse gewählt. Dabei ist bekannt, dass es zu Fehlbedienungen durch den Nutzer kommen kann, indem dieser Netzteile mit vertauschter Polung oder Netzteile mit zu hohem Spannungsbereich nutzt. Ein Verpolungsschutz wurde daher durch einen kostengünstiger P-metal oxide semiconductor field-effect transistor (MOSFET) realisiert, welcher nur dann durchschaltet, wenn das richtige Spannungspotenzial anliegt. Dieser limitiert gleichzeitig die minimale und maximale Spannung des Eingangs durch seinen Arbeitsbereich von ca.

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

-0,55 V bis -20 V DC. Ein Gleichtaktfilter der Firma Würth Elektronik wurde weiterhin für die Reduzierung elektromagnetischer Störungen vorgesehen, welche so nah wie möglich an der DC Power Jack Buchse positioniert ist.

Da das System auch über eine USB Verbindung verfügt, kann dieses über eine USB 2.0 Verbindung eine Spannung von 5 V DC mit einem maximalen Strom von 500 mA beziehen. Die erhöhte Stromaufnahme von 400 mA des Transmitters (Abschnitt 6.3) ist 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.

Daraus ergibt sich eine Grobe gliederung der Stromversorgung, welche in Abbildung 6.3 visualisiert ist.

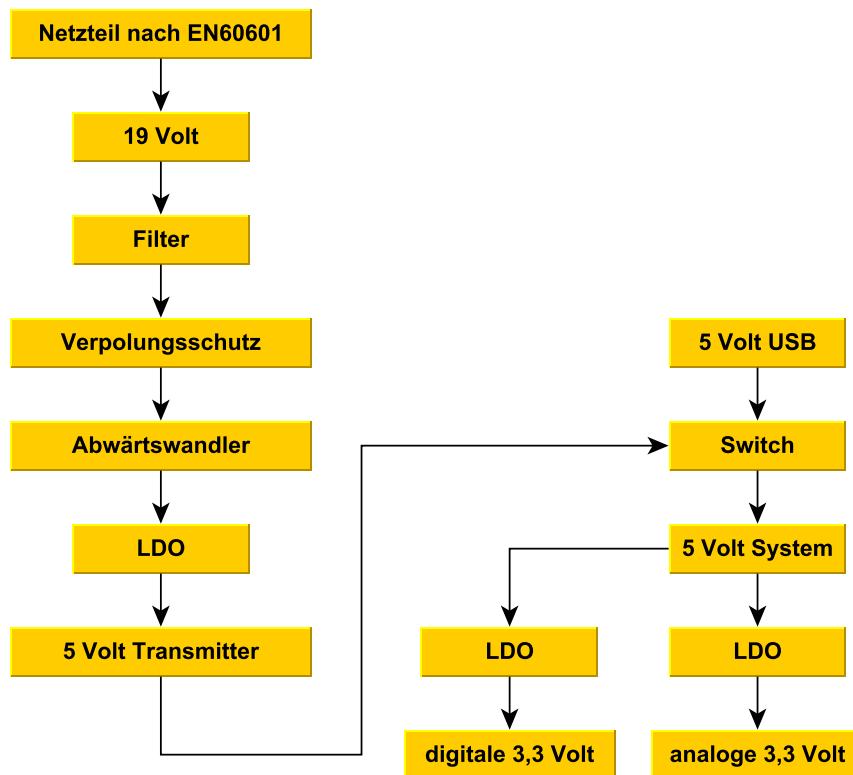


Abbildung 6.3.: Komponenten der Energieversorgung

Generierung der 5 V DC Versorgung

Wie in Abbildung 6.3 zu erkennen ist, wird für den Transmitter eine 5 Volt DC Spannung benötigt. Dieser steuert den niederohmigen Transducer über einen Strom-Spannungswandler an. Dafür kann der Treiber des Transmitters bis zu 400 mA benötigten. Um das benötigte Span-

nungspotential von 5 V DC zu generieren wurde der Abwärtswandler MIC4680 der Firma MICREL verwendet [19], welcher einen maximalen Ausgangsstrom 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.

Da ein Schaltregler ein schaltbedingtes Rauschen aufweist, ist die Ausgangsspannung selbst durch Siebung und Glättung mit mehreren Kondensatoren nicht ideal für die Ansteuerung des Piezoelementes. Daher ist ein ADP7104 LDO der Firma Analog Devices mit 550 mV dropout bei 500 mA vorgesehen [20], welcher ein Rauschen von 15 μ V rms aufweist. Somit besteht die 5 Volt DC Generierung aus einem Abwärtswandler, welcher das 19 V DC Potenzial auf ein 6,5 V DC Potenzial konvertiert und einen nachgeschalteten LDO. Die thermischen Belastung der Platine wird mit dieser Schaltung reduziert, was die Lebensdauer der Bauelemente erhöht.

Parallel zu der Transmitterversorgung ist der analoge Leistungsschalter TPS2115A der Firma Texas Instruments verbaut [21], 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 weitergeben kann.

Generierung der analogen 3,3 V DC Versorgung

Bei mixed-Signal PCB Layouts muss auf Stromschleifen geachtet werden. Zudem entschied man sich getrennte Potenziale für die analoge und digitale Signalverarbeitung zu nutzen, was mehrere Masseflächen mit Sternpunktverbindung zur Folge hat. Weiterhin war bei Erstellung des Layouts die maximale Taktfrequenz des ADCs mit 64 MSps bekannt.

Um die Integrated Circuits (ICs) der analogen Signalverarbeitung zu stabilisieren sowie voneinander zu entkoppeln wurde jeweils ein Tiefpass 2. Ordnung nach π Anordnung vorgesehen. Dabei wird der LDO durch einen Pufferkondensator in der Nähe gestützt. Weiterhin befindet sich ein Bypass-Kondensator an dem zu versorgenden Integrated Circuit (IC), damit eine schnelle Stromzufuhr gewährleistet werden kann. Dieser ist dabei um eine bis zwei 10er Potenzen kleiner zu wählen, um ein effektives Filterverhalten zu realisieren. Da Kapazitäten Energie schnell abgeben und aufnehmen muss die Stromaufnahme durch eine Spule, vorzugsweise einen Ferrit, in Serie limitiert werden. Somit ergibt sich die typische π -Form aus Kondensator-Spule-Kondensator mit einer geringeren dynamischen Belastung des LDOs, 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 einer Brummspannung von 9 μ V rms liefern kann. Somit ist dieser ideal geeignet für die Versorgung der analogen Bauelemente. Bei der Auswahl der Filterelemente wurde auf geringe ESR und ESL Werte geachtet, da diese ausschlaggebend für die Wirksamkeit des Filters sind. Eine Nutzbarkeit des Filters bis 6,4 GHz wurde dabei angestrebt, wodurch sich eine Target-Impedanz von 0,01 Ω bei 64 MHz ergibt.

Generierung der digitalen 3,3 V DC Versorgung

Für die Versorgung des CPLDs und des ARM® Cortex®-M4 wurde der LDO ADP7104 der Firma Analog Devices verwendet, welcher mit den 5 V DC des ADP7104s betrieben wird. Dieser liefert 500 mA, bei einer Brummspannung von $15 \mu\text{V}$ rms. Durch die erhöhte Anzahl an Versorgungspins der ICs, wurde die π Anordnung flächenbezogen umgesetzt. Das heißt, dass die High-Speed USB Versorgung und die internen Regler des ARM® Cortex®-M mit einer π Anordnung umgesetzt wurden. Die Versorgung der GPIOs hingen nur mit Bypass-Kondensatoren abgefangen werden. Für das CPLD MachXO2™ wird keine π Anordnung angewendet. Dafür werden die Bänke mit Bypass-Kapazitäten von 10 nF bis 1 μF gestützt, welches dem Referenzdesign des MachXO2 Pico Development Kits entnommen wurde.

6.3. Transmitter

Um das niederohmige Piezoelement zum Schwingen anzuregen wird eine minimale Amplitude benötigt. Da das erzeugte Trägersignal des CPLDs nur eine Amplitude von 3,3 Volt beträgt, kann diese nicht für die direkte Ansteuerung des Piezoelementes verwendet werden. Zudem kann der Transistorausgang des CPLDs nicht den benötigten Strom liefern. Aus diesen Gründen und auf Wunsch des Erstbetreuers entschied man sich für die bestehende Schaltung mit den xDSL Leistungstreiber AD8018 der Firma Analog Devices [22], welcher mit einer Spannung von 5 Volt DC betrieben werden kann. Für den Burst wird ein gegenläufiges Signal durch das CPLD generiert, welches in Abbildung 6.4 dargestellt ist.



Abbildung 6.4.: Ansteuersignal des xDSL Leistungstreibers

Das unipolare Signal wird durch den xDSL Leistungstreiber verstärkt, indem die Stromrichtung des Ausgangs gewechselt wird. Durch zwei parallele RF Transformator PWB-2-CLB von Coilcraft Inc. [23], wird das Wechselsignal um den Faktor 2 verstärkt und gleichzeitig in ein bipolares Signal gewandelt. Es wurden dabei zwei Transformatoren gewählt, da von einem Strom um 400 mA ausgegangen wurde, ein PWB-2-CLB hingegen nur 250 mA transformieren kann.

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. [24]

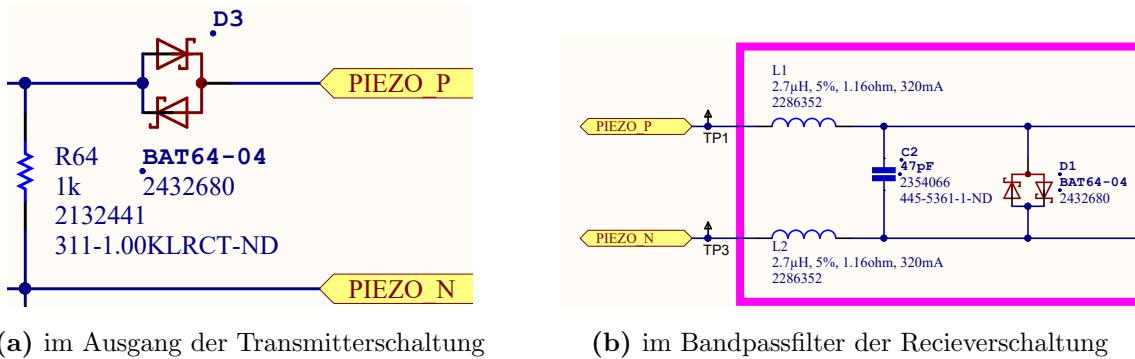


Abbildung 6.5.: Anordnung der Dioden

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, welcher mögliche Ströme leitet und den Spannungspegel auf rund $\pm 0,3$ Volt begrenzt. Je nach Positionierung im Netzwerk können Bauelemente und deren Verhalten verwendet oder terminiert werden. In dieser Arbeit werden die antiparallelen Dioden nach den Induktivitäten des Bandpassfilters des Receiver Moduls positioniert, wodurch die Breitbandigkeit des Transducers gesteigert wird.

Empfang des Signals: Hierbei soll der Transducer 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 diesem Grund kann ein Widerstand zwischen Transmitter und den Dioden genutzt werden, um die Ausschwingzeit des Kristalls zu reduzieren, jedoch das Piezoelement des Transducers nicht beim Empfang belastet.

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, einen Vorverstärker und einem ADC mit vorgesetzter 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 16 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. 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. Dadurch werden die überlagerten Frequenzen des Bursts und die Oberwellen der Trägerfrequenz gedämpft,

¹40 dB/Dekade

was Fehler in der Datenbearbeitung reduziert. 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 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 Transducern frequenzabhängig und nicht eindeutig deklariert sind, wurde dieser mit 50Ω angenommen. Somit wurde die einfache Schaltung, welche in Abbildung 6.6 deklariert ist, erstellt.

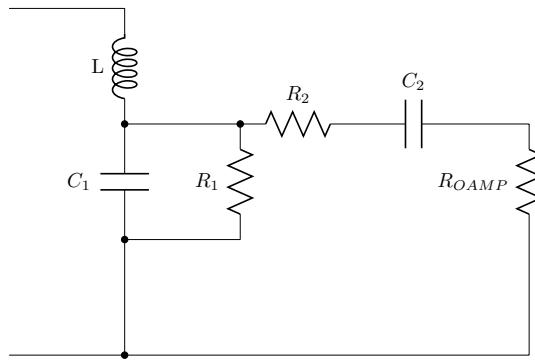


Abbildung 6.6.: vereinfachte Schaltung des Filters

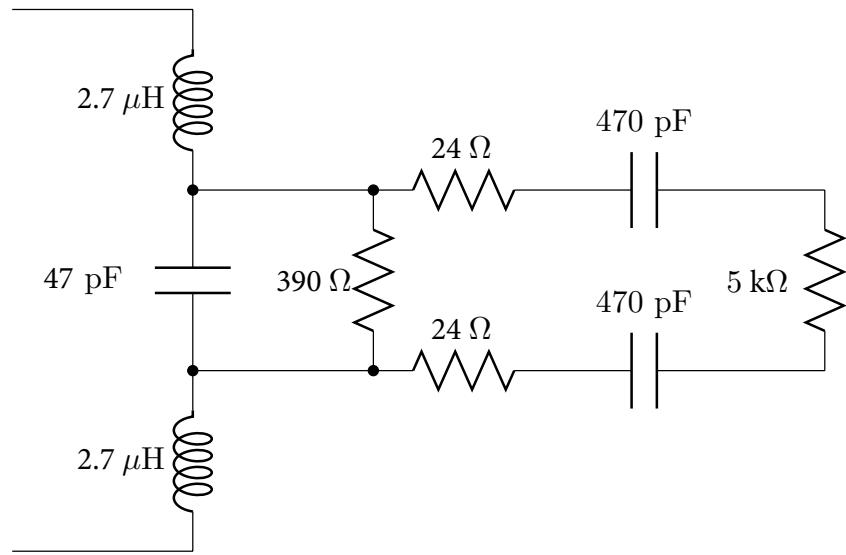
Dabei wurden für die Elemente $L = 5.4 \mu\text{H}$, $C_1 = 47 \text{ pF}$, $R_1 = 390 \Omega$, $R_2 = 24 \Omega$ und $C_2 = 235 \text{ pF}$ bestimmt. Diese Schaltung betrachtet jedoch nur eine Hälfte des Filters, wodurch die Werte für L und C_2 der Schaltung wie folgt berechnet werden.

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

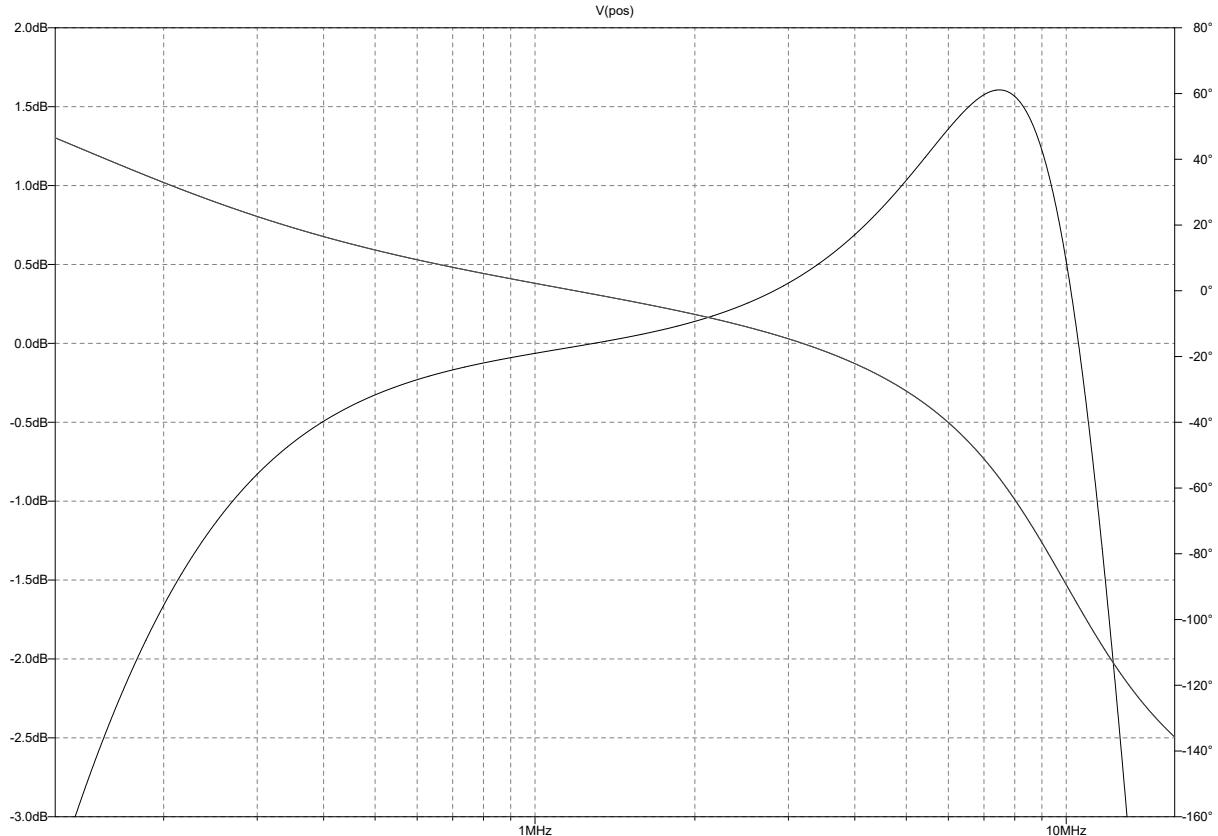
$$C_2 = 2 \cdot C_2$$

Daraus ergibt sich die Schaltung aus Abbildung 6.7a, welche mit beziehbaren Kaufteilen realisiert werden kann und dabei eine Filtercharakteristik nach Abbildung 6.7b 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. Somit werden die Trägerfrequenzen und dessen Dopplerschiebefrequenzen nicht gedämpft und der Transducer belastet.

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



(a) realisierbare Schaltung des Filters



(b) Verhalten des Filters

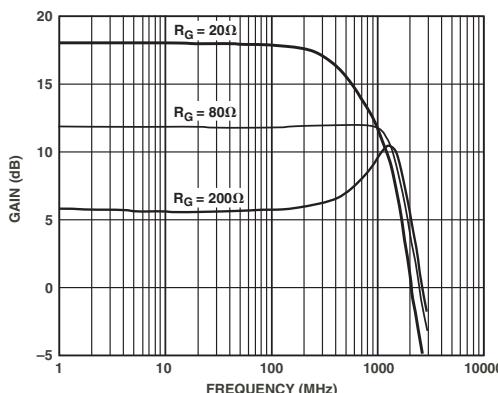
Abbildung 6.7.: realisierbarer Filter

6.5.2. analoge Vorverstärkung

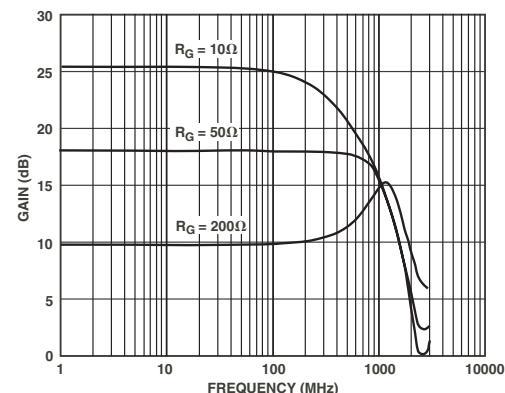
Der Verstärkungsfaktor ist maßgeblich für das Signal-Rausch-Verhältnis und muss somit möglichst groß dimensioniert werden. Man entschied sich für einen differenziellen Verstärker von Analog Devices mit der Bezeichnung AD8351 [25], bei dem die Verstärkung zwischen 0 und 26 dB justiert werden kann, was 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 mVpeak-peak (pp) 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 6.8 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 Receivermoduls der Verstärkungsfaktor für ein optimales Signal-Rausch-Verhältnis angepasst werden.



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



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

Abbildung 6.8.: Verstärkung in Abhängigkeit von Differenzieller Last, Frequenz und Verstärkungswiderstand R_G [25, p. 7]

6.5.3. Digitalisierung

Für die Digitalisierung des Signals wird eine Analog-Digital-Wandlung benötigt. Da das Signal differenziell vorliegt, wurde der differenzielle ADC AD9245 der Firma Analog Devices verwendet, um die Vorteile der differenziellen Signalübertragung nicht zu verlieren. [26]

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 Abschnitt 4.3 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. Dies hätte einen Quantisierungsfehler zur Folge. 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 Dynamik 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. [27, p. 5]

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

Nach Gleichung 6.5.1 erreicht man theoretisch mit 14 Bit und einen Eingangsbereich von 1 Vpp eine Auflösung von $61 \mu\text{V}$ und bei 2 Vpp von $122 \mu\text{V}$. Bei 12 Bit hingegen jedoch nur $244 \mu\text{V}$ bei 1 Vpp Range und $488 \mu\text{V}$ 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. [26, p. 18]

Um Störungen des analogen Bereiches zu vermeiden, wurde das 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 parametrisiert und angesteuert werden, damit die zeitkritische digitale Demodulierung korrekt arbeiten kann. Dafür wird ein Zustandsautomat benötigt, welcher nach definierten Zeiten einen Burst, die Digitalisierung sowie Demodulierung für den parametrisierten 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 wird das CPLD MachXO2™ der Firma Lattice Semiconductors Corp. verwendet [28], 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.

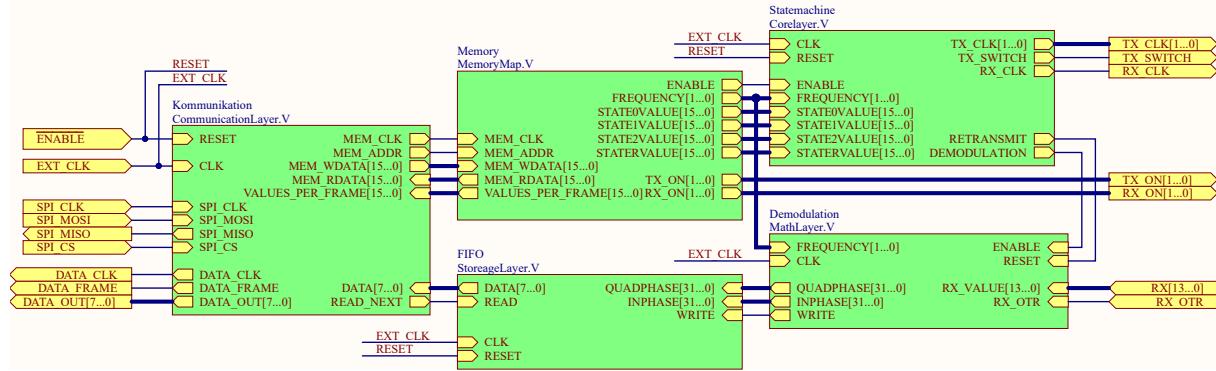


Abbildung 6.9.: Abstrahierung der Logik für die Steuerung und Demodulierung der Doppler-Kernapplikation

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 parametrisiert ist. Um die Register zu schreiben und zu lesen wurde ein SPI vorgesehen, da dieses durch Schieberegister angenehm in Logik abgebildet wird. Um die demodulierten Daten möglichst schnell zu transferieren wird eine parallele Schnittstelle ausgewählt, welche in dem Logikmodul „Kommunikation“ abgebildet ist. 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 Logikmodule genauer.

6.6.1. Logik - 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 erreicht man eine Aktivierung der Peripherie, welche in Abschnitt 3.2 beschrieben ist. 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

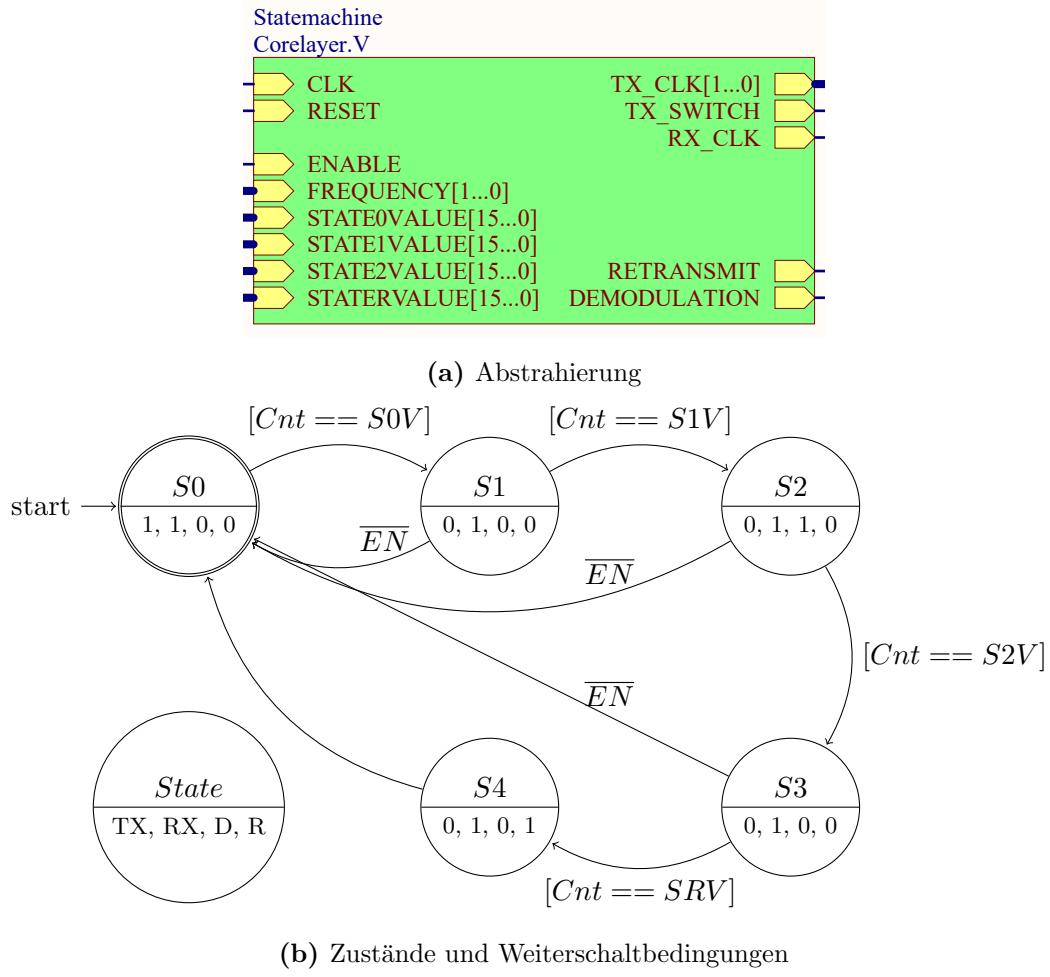


Abbildung 6.10.: Modul Zustandsautomat

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 Burstlänge, 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 wird. 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 die Generierung der Träger- und Samplingfrequenz genutzt, welcher durch einen Wert aus einem Register der nachfolgenden Memorymap parametrisiert wird. Die Demodulierung wird durch ein High-Level aktiviert und durch ein Low-Level deaktiviert sowie resetet.

6.6.2. Logik - Memorymap

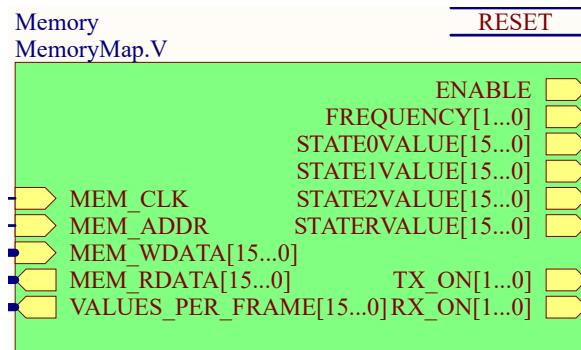


Abbildung 6.11.: Modul MemoryMap

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 wurde ein 16-Bit breiter und 12 Byte tiefer Speicher erstellt, welcher nachfolgend in Tabelle 6.1 und Tabelle 6.2 auf Seite 49 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 Zustandsweiterschaltung	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 Zustandsweiterschaltung	0 bis 2^{16}

6.6.3. Logik - Kommunikation

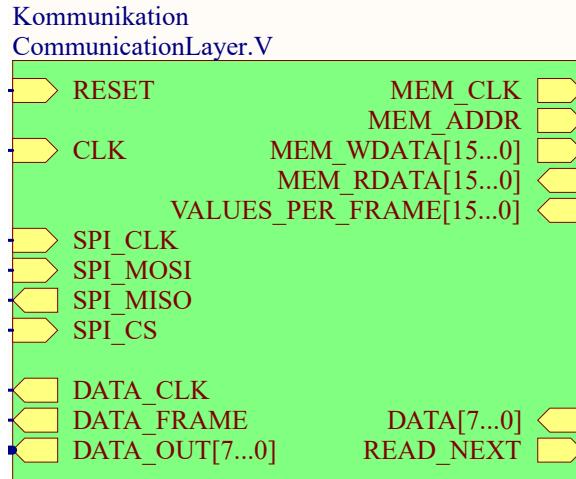


Abbildung 6.12.: Modul Kommunikation

Diese Schicht wurde erstellt, um die Komplexität der Kommunikation auf ein Minimum zu reduzieren. Dabei wurde die Information genutzt, dass die Parametrisierung des Zustandsautomaten aus Unterabschnitt 6.6.1 mehrere Adressen benötigt. Weiterhin wäre eine Bereitstellung der aktuellen Einstellung für den Benutzer wünschenswert, da mit diesen Informationen das Benutzerkomfort erhöht werden kann. Die Datenübertragung der Parameter der Register wird über ein SPI realisiert, welche in Unterabschnitt 5.2.3 näher beschrieben wird. Durch den Voll-duplexmodus der Schnittstelle wurde ein Burstmodus implementiert, wodurch ein sequenzielles Lesen und Schreiben mehrere Adressen ohne erneute Anwahl der nächsten Adresse ermöglicht wird.

Zudem ist ein FlipFlop integriert, welches durch eine 16-Bit Übertragung gesetzt oder gelöscht werden kann. Dieses wird für die parallele Datenübertragung, welche in Unterabschnitt 5.2.4 näher beschrieben ist, benötigt. Dabei kann der ARM® Cortex®-M die Daten nach Bedarf anfordern, was der Pull-Technik entspricht. 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 dem Speichermodul 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	-	-	-
Speicher schreiben	0x0002	1	-	1+

Tabelle 6.3.: (Fortsetzung SPI Befehle)

Operation	Befehl	Adressword	Dummyword	Datenword
Speicher lesen	0x0008	1	1	1+

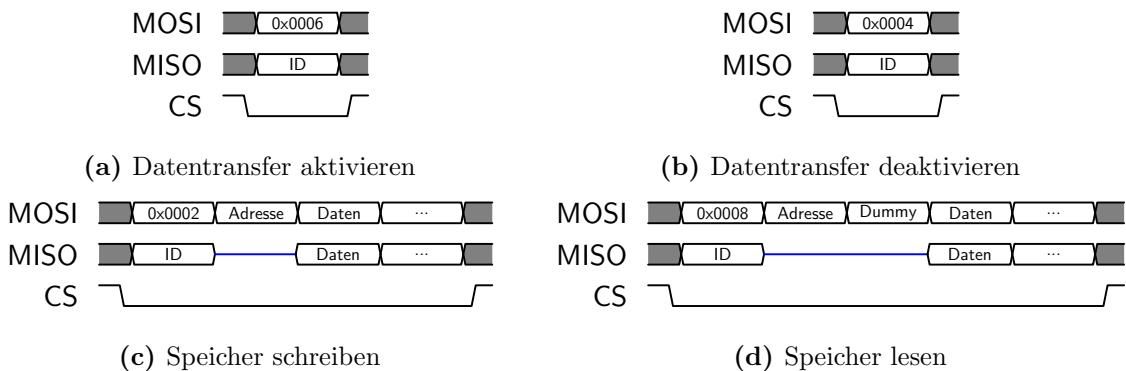


Abbildung 6.13.: SPI Datenübertragung

6.6.4. Logik - Signalverarbeitung

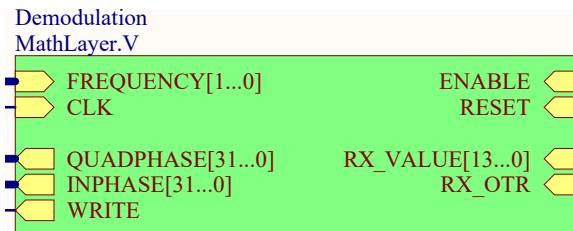


Abbildung 6.14.: Modul Signalverarbeitung

Um das diskretisierte Signal für die Applikation nutzen zu können wird zunächst der Offset durch einen Hochpass entfernt. Anschließend folgt die Quadraturdemodulierung, welche in Abschnitt 4.3 beschrieben wird. Dies beschreibt die grundsätzliche Funktionalität sowie den Signalfluss dieser Logikschicht.

Die Logik des Quadraturdemodulators benötigt eine Sinus-Cosinus Tabelle für die Multiplizierung des Signals. Dabei entschied man sich für eine 8-Bit genaue Tabelle, welche mit der 8-fachen Trägerfrequenz f_0 rotiert. Die erhöhte Rotationsgeschwindigkeit der Tabelle wird für die 8 Diskretisierungen pro Periode benötigt, damit jeder Abtastwert mit genau einen Tabelleintrag verrechnet werden kann. Dabei errechnet sich die Anzahl der Look-up Table (LUT) Stützstellen N_S wie folgt:

$$N_S = \frac{f_{Sampling}}{f_0} \text{ mit } N_S \in \mathbb{N} \quad (6.6.2)$$

Es ist zu beachten, dass die Anzahl der Stützstellen eine Ganze Zahl \mathbb{N} ist. Um die Phase des Signals in 4 Quadranten unterteilen zu können muss die Samplingfrequenz $f_{Sampling}$ mindestens ein 4-faches der Trägerfrequenz f_0 besitzen. Man entschied sich daher für die 8-fache

Trägerfrequenz f_0 , wodurch eine erhöhte Anzahl an Stützstellen zu Verfügung gestellt werden kann.

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 Tiefpassfilters² verhindert wird.

6.6.5. Logik - Storage

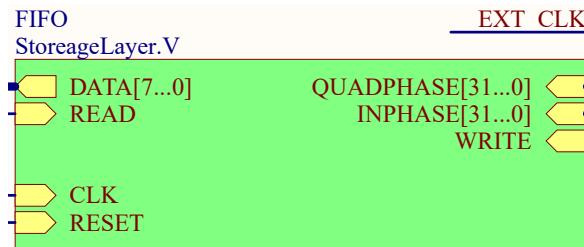


Abbildung 6.15.: Modul Storage

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 dualem 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 separatem Schreib- und Lesetakt wird eine Entkopplung der Demodulierung und des Datentransfers zu Verfügung gestellt. Dadurch werden die Komplexität des Systems, Fehler und Datenverluste reduziert.

²Startwert der Addition muss auf 0 gesetzt werden, um einen Offset zu vermeiden

6.7. Kommunikation / Datenübertragung

Um das System wie in Abschnitt 2.2.3 gefordert über einen PC zu steuern und die Signale auf diesen zu visualisieren, wird eine Schnittstelle benötigt. Zudem muss über diese eine Datentransferrate von mindestens 100 MBit/s laut Hardwareanforderung übertragen werden. Aus diesen Anforderungen wurden lediglich die High-Speed USB 2.0 Schnittstelle und Ethernet mit 100 oder 1000 MBit/s in Betracht gezogen. Da für eine Ethernet-Verbindung ein extra Chip zur Übertragung benötigt wird und keine Erfahrungen mit dieser Schnittstelle und dessen Protokoll vorhanden waren, entschied man sich für eine High-Speed USB 2.0 Schnittstelle.

In diesen Kapitel wird die Auswahl des Chips und die Implementierung der Software behandelt.

6.7.1. Hardware

Die geforderte High-Speed USB Schnittstelle ist bei den ausgewählten asymmetrischer Mehrkern ARM® Cortex®-M4/M0 LPC4337 der Firma NXP Semiconductors [29] standardmäßig implementiert, wodurch eine theoretische Datenrate von 480 MBit/s zu Verfügung steht. Das Blockdiagramm in Abbildung 6.16 visualisiert dabei die Komponenten des ICs.

Man beschloss diesen Chip zu nutzen, da dieser wie in Abschnitt 5.1.2 beschrieben einen mit FPU und einen kleineren Kern ohne FPU besitzt. Somit kann in einer späteren Entwicklungsphase Kalkulationen des PCs auf den ARM® Cortex®-M4 portiert werden. Parallel dazu kann der Direct Memory Access (DMA) Controller in Verbindung mit dem kleinen ARM® Cortex®-M0 Kern die Kommunikation zwischen CPLD und PC übernehmen, wodurch der M4 mit FPU für die Kalkulationen zur Verfügung steht.

Um die Last der MCU weiterhin zu reduzieren, wurde der von NXP patentierte State Configurable Timer (SCT) für die Implementierung der parallelen Schnittstelle verwendet. Dieser ist ein Timer, welcher durch einen Zustandsautomaten erweitert ist und unabhängig von dem MCU arbeitet. Abbildung 6.17 beschreibt den parametrisierten Automaten, wobei dieser bei steigender Flanke des Datentaktsignals den DMA Transfer anstößt und bei fallender Flanke des Framesignals einen Interrupt generiert. In diesen Interrupt, welcher in Abbildung 6.18b beschrieben wird, wird der DMA Transfer neu initialisiert und anschließend der Befehl 0x0006 (siehe Tabelle 6.3) über das SPI übertragen, solange sich die Applikation im Run Zustand befindet. Dies reduziert die MCU Last des ARM® Cortex®-M0 auf ein Minimum.

Laut Abschnitt 2.2.3 ist eine Transducererkennung von Nöten. Diese wird durch den integrierten 10-bit ADC und einen Spannungsteiler in der Steckverbindung des Transducers realisiert.

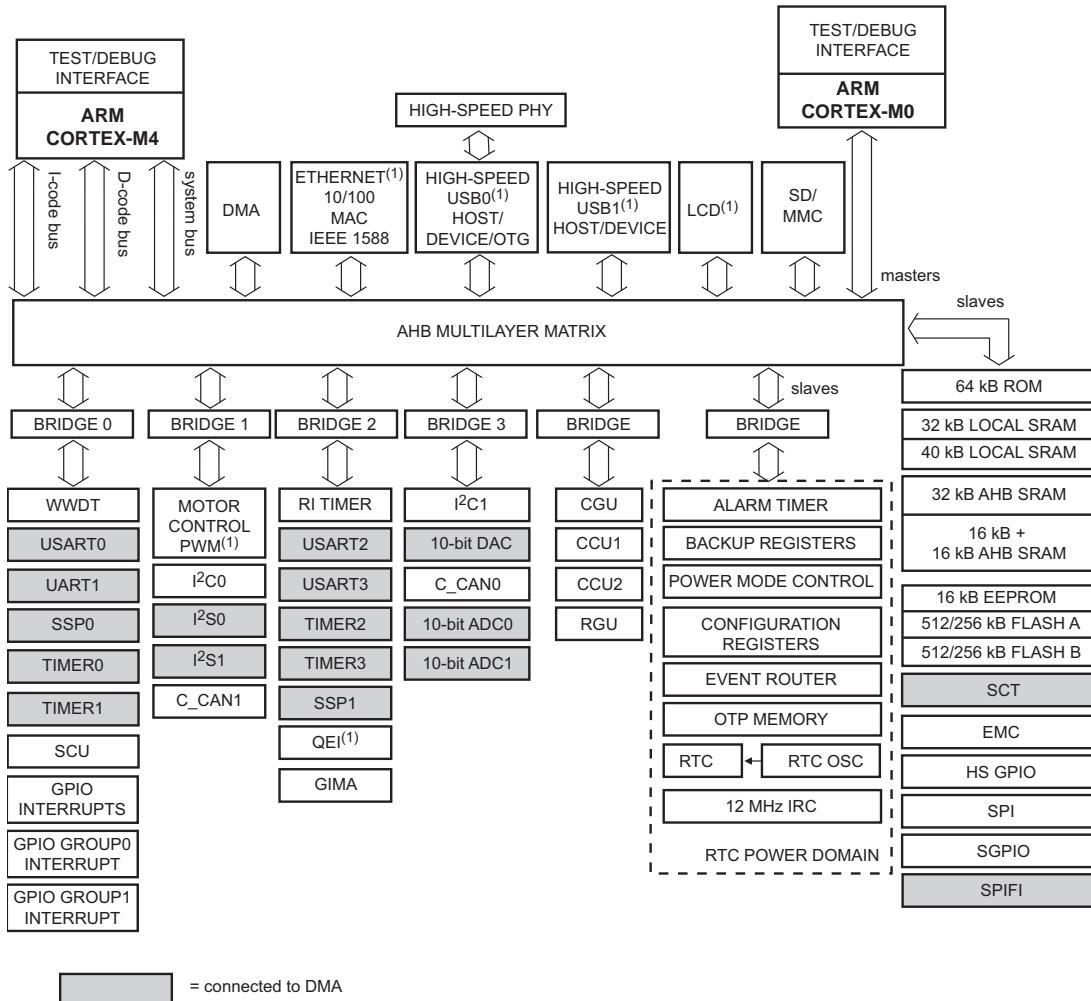


Abbildung 6.16.: Blockdiagramm des LPC4337 [30, p. 20]

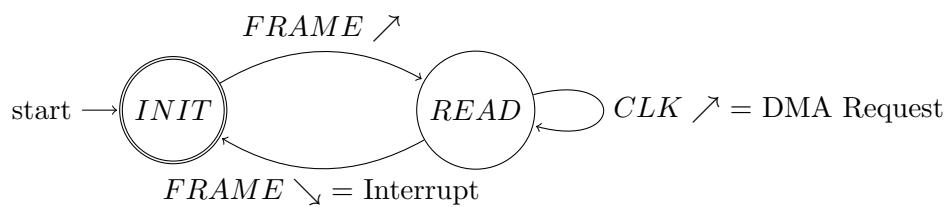


Abbildung 6.17.: Zustände und Weiterschaltbedingungen des SCT

6.7.2. Software

Die Software des MCU wurde mit NXP Semiconductors LPCXpresso in der Sprache C erstellt. Dabei wurde die Ansteuerung der Schnittstellen USB, SPI und SCT durch APIs abstrahiert, wodurch die Abbildung der Logik vereinfacht wird. Diese APIs wurden logisch in dem Modul USD verknüpft, welches die Parameter und Funktionen der Applikation beinhaltet. In Tabelle 6.4 werden die Funktionen der APIs aufgelistet und beschrieben, wodurch die anschließenden Ablaufdiagramme in Abbildung 6.18 besser verstanden werden können.

Tabelle 6.4.: ARM® Cortex®-M API Member und Beschreibung

API	Member	Beschreibung
SPI	<code>SPI_API_PTR</code> <code>SPI_API_CREATE(void)</code>	reserviert einen Speicherbereich für die Struktur, initialisiert die Hardware des SPI, weist den Funktionspointern der Struktur die Funktionen zu und gibt die Adresse der Struktur zurück.
SPI	<code>void SPI_API_DESTROY(</code> <code>SPI_API_PTR instance)</code>	gibt den Speicherbereich der übergebenen Struktur frei
SPI	<code>uint32_t write16bit(</code> <code>uint16_t *txbuff, uint32_t</code> <code>transferSize)</code>	überträgt die Daten der Adresse txbuff über den SPI an das CPLD. Die Anzahl der 16-Bit Werte wird durch den Übergabeparameter transferSize limitiert.
SPI	<code>uint32_t transfer16bit(</code> <code>uint16_t *txbuff,</code> <code>uint16_t *rxbuff, uint32_t</code> <code>transferSize)</code>	siehe write16bit, hinzu kommt, dass die Daten des SPI-Slaves in die Adresse rxbuff und folgend geschrieben werden.
USB	<code>USB_API_PTR</code> <code>USB_API_CREATE(void)</code>	reserviert einen Speicherbereich für die Struktur, weist den Descriptoren der USB Register die applikationsspezifischen Descriptoren zu, registriert die Endpunkte, initialisiert die Hardware der USB 2.0 Schnittstelle und gibt die Adresse der Struktur zurück.
USB	<code>void USB_API_DESTROY(</code> <code>USB_API_PTR instance)</code>	gibt den Speicherbereich der übergebenen Struktur frei
USB	<code>extern void</code> <code>PerformUSB_Vendor(uint8_t</code> <code>cmd, uint16_t Value)</code>	Funktion, welche in der Applikation implementiert werden muss. Diese Funktion kann genutzt werden, um die Befehle des Nutzers und dessen Parameter auszulesen.

Tabelle 6.4.: (Fortsetzung ARM® Cortex®-M API Member und Beschreibung)

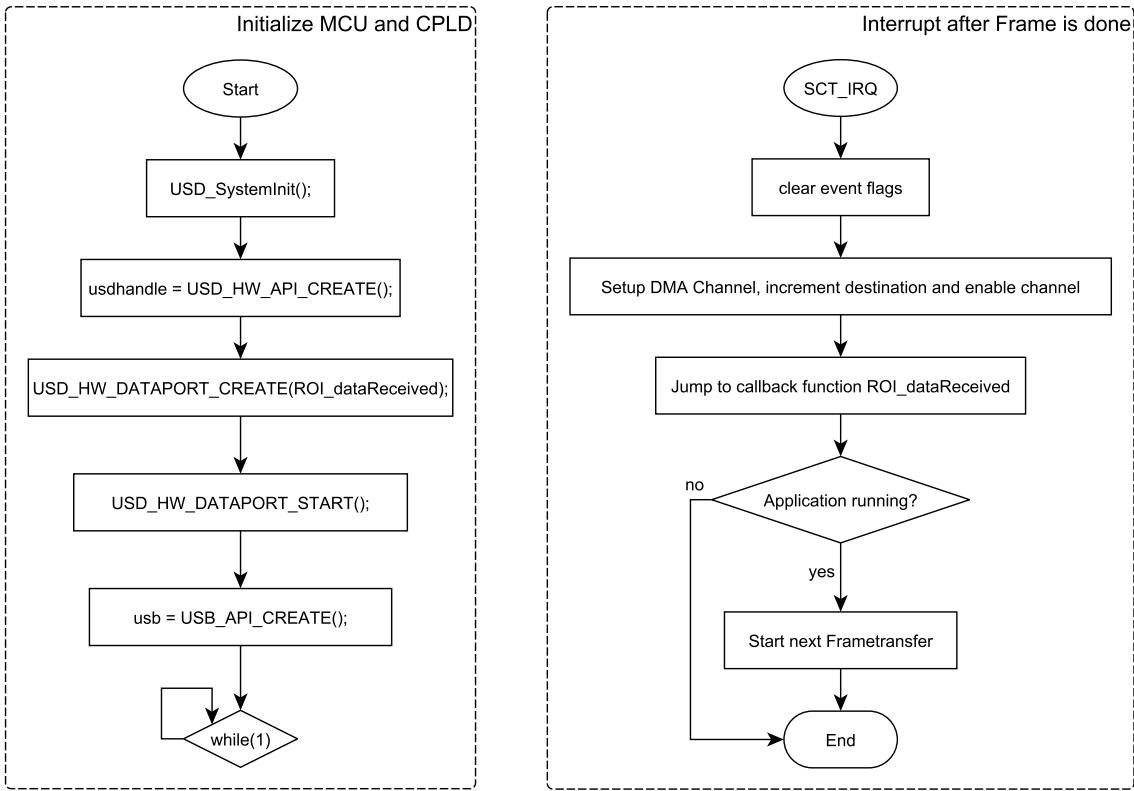
API	Member	Beschreibung
SCT	<code>extern volatile uint8_t buffer[16384]</code>	Speicherbereich für 4096 32-Bit Werte
SCT	<code>typedef enum TransferType</code>	Enumeration für die Unterscheidung der Datenpakete (RF Daten, Basis oder erstes harmonisch demoduliertes Datenpaket)
SCT	<code>void USD_HW_DATAPORT_CREATE(void(*ROI_dataReceived) (TransferType dataType))</code>	Weist der Callback Funktion den übergebenen Funktionspointer zu.
SCT	<code>void USD_HW_DATAPORT_START(void)</code>	Parametriert die Hardware Pins, initialisiert den DMA-Controller und den SCT.
USD	<code>USD_HW_VALUES Config</code>	Struktur, welche die Einstellungen des CPLDs beinhaltet.
USD	<code>void ResetUSD(void)</code>	Funktion, welche das CPLD in einen definierten Zustand bringt.
USD	<code>void WriteConfig(void)</code>	Funktion, welche die Einstellung in das CPLD via SPI schreibt.
USD	<code>void ReadConfig(uint16_t* data)</code>	Funktion, welche die Register des CPLDs liest und in den Übergabeparameter data schreibt.
USD	<code>void Start(void)</code>	Startet den Zustandsautomaten des CPLDs
USD	<code>void Stop(void)</code>	Stoppt den Zustandsautomaten des CPLDs
USD	<code>extern USD_HW_API_PTR usdhandle</code>	Strukturpointer, welcher die Einstellungen und die Funktionen für das CPLD beinhaltet.
USD	<code>USD_HW_API_PTR USD_HW_API_CREATE(void)</code>	reserviert einen Speicherbereich für die Struktur, weist der Konfiguration und den Funktionspointern Einstellungen und Funktionen zu, initialisiert die benötigte Hardware und gibt die Adresse der Struktur zurück.
USD	<code>void USD_HW_API_DESTROY(USD_HW_API_PTR)</code>	gibt den Speicherbereich der übergebenen Struktur frei

Die Initialisierung des Systems wird in Abbildung 6.18a dargestellt. Dabei wird zunächst der Takt des LPC4337 auf 204 MHz parametrisiert und der Takt für die Peripherie freigegeben. Anschließend erfolgt die Einstellung des Enable Pins und das Reseten des CPLDs. Nachdem das System in ein Grundzustand gebracht wurde, wird die Hardware für den seriellen und den parallelen Datentransfer initialisiert, sowie die USB 2.0 Schnittstelle parametrisiert und freige-

geben.

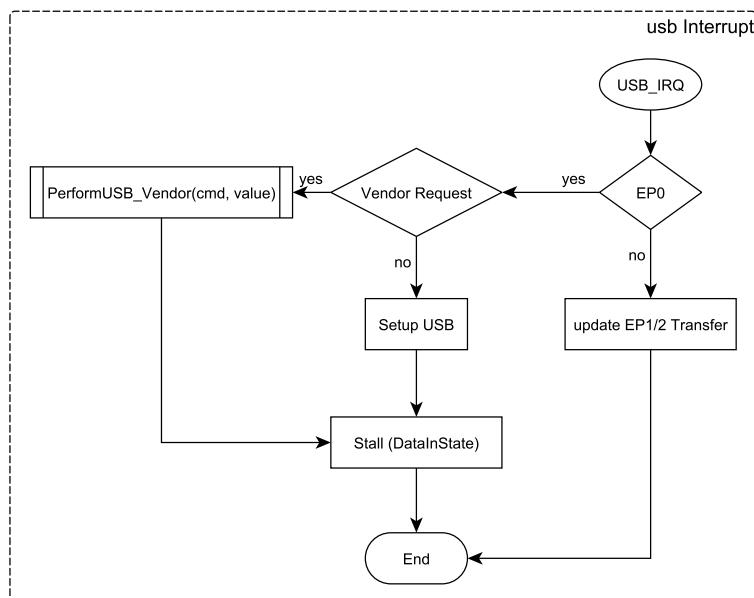
Da das System in den parametrisierten Zustand verharrt, können Befehle über die USB 2.0 Schnittstelle entgegengenommen werden. Dabei wird der Control-Endpoint EP0 genutzt, welcher in Abbildung 6.18c durch einen USB-Interrupt aufgerufen wird. Da dieser Endpoint primär für die Parametrisierung der Schnittstelle genutzt wird, muss ein Befehl als VendorRequest deklariert werden. Dieser beinhaltet zudem einen Wert, welcher für die Zuweisung von Parametern genutzt werden kann. Dies ist in Abbildung 6.18d näher beschrieben und kann beliebig erweitert werden. Somit wird die Steuerung des CPLDs durch diese Funktion realisiert, was die Komplexität der Software reduziert. Da das System bedingt durch das USB Protokoll durch den Host getriggert wird, kann das System nur auf Abfragen reagieren. Somit kann der Datentransfer nicht definiert angestoßen werden, sondern die Daten müssen bei einer Abfrage zu Verfügung stehen. Das aktualisieren des Übertragungsbuffers des Endpoints EP1_IN und EP2_IN erfolgt, sobald ein BulkIN Transfer getriggert wird. Somit wird ein Bufferbereich genutzt, welcher durch den DMA-Controller beschrieben und bei einer BulkIN Transferanfrage dem Endpoint zugewiesen wird.

Da der Datentransfer durch den Host, also den PC, angestoßen wird, ist ein Datenverlust durch die Auslastung des PCs möglich, wenn eine zu große Zeitspanne zwischen zwei Transferabfragen auftritt. Aus diesen Grund entschloss man sich einen Speicher von 8 x 16 kB zu benutzen, wodurch Störungen reduziert werden können.

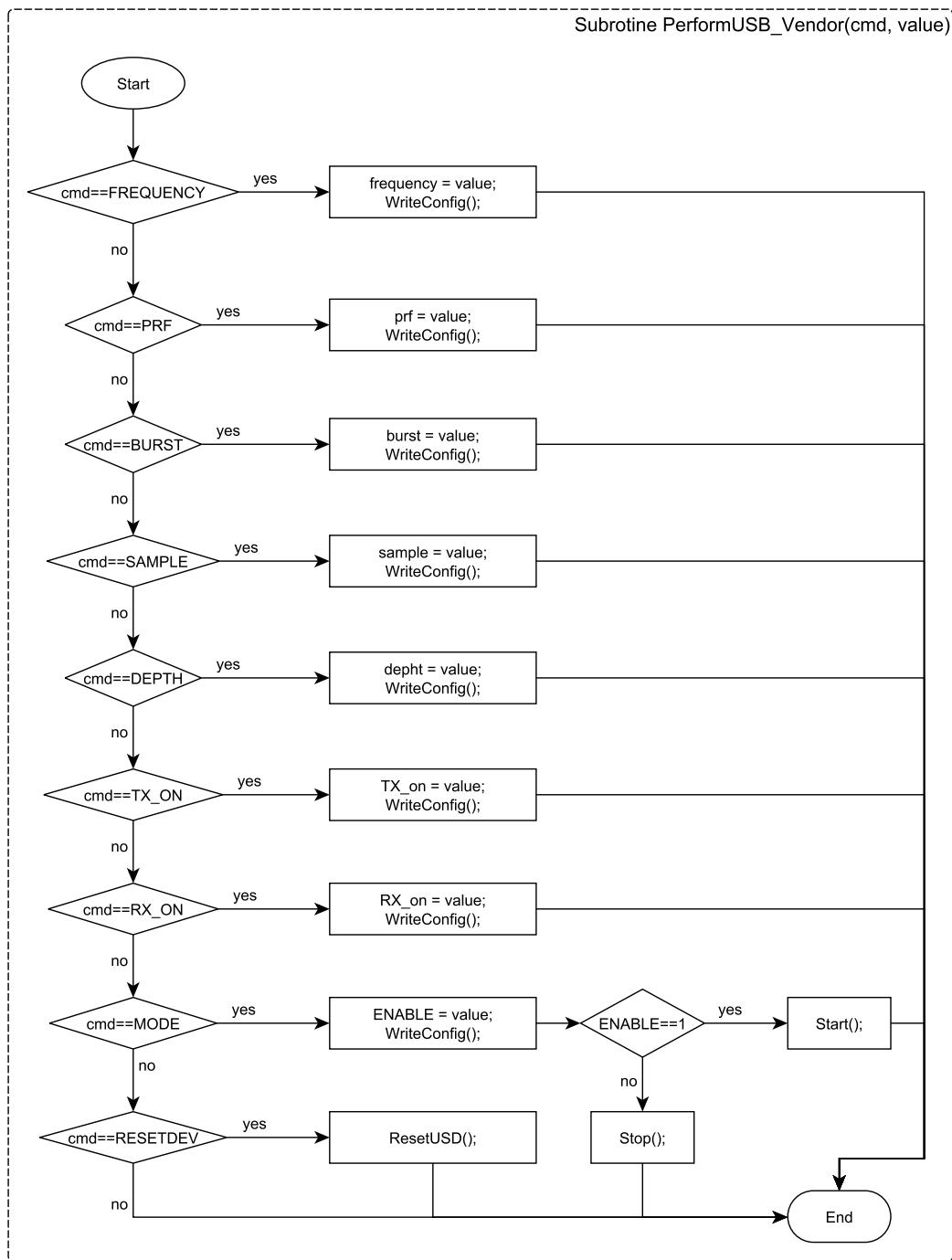


(a) Ablaufdiagramm der Systeminitialisierung

(b) Ablaufdiagramm bei einen SCT Interrupt



(c) Ablaufdiagramm bei einen USB Interrupt



(d) Ablaufdiagramm bei einen USB Vendor Request über Endpoint 0

Abbildung 6.18.: Ablaufdiagramme des Systems

Durch den Aufruf des Befehls `WriteConfig()` nach der Zuweisung eines Parameters wird das CPLD mit den neuen Einstellung parametriert, wodurch das System auf Reaktionen des Benutzers sofort reagieren kann. Diese Funktionalität erlaubt eine Änderung der Messung OnTheFly.

6.8. Visualisierung

Da die Daten auf einem PC visualisiert werden und nach Benutzeranforderungen mit verschiedenen Betriebssystemen funktionieren sollen, kam nur die Sprache C/C++ in Frage. Zudem wird eine GUI benötigt, welche dem Benutzer die Daten visualisiert und Eingabemöglichkeiten über Schaltflächen bietet. Man entschied sich aus diesen Gründen sich für die API QT, da diese API durch die Sprache C++ sehr schnell ist und Erweiterungen für das Plotten von Echtzeitgraphiken vorhanden sind.

In diesem Kapitel wird die Anbindung des Systems über die USB 2.0 Schnittstelle, das Benutzerinterface sowie die Aufbereitung der Daten für die Visualisierung beschrieben.

6.8.1. Bibliotheken

Für die Visualisierung der M-Mode und Spektrum Graphen traf man die Entscheidung das Widget QCustomPlot [31] zu verwenden, da es eine hohe Performance für die Echtzeit Visualisierungen durch die Sprache C++ besitzt und leicht zu implementieren ist. Um ein Spektrum einer Tiefe zu visualisieren, müssen die Daten durch eine komplexe FFT in den Frequenzbereich gewandelt werden. Dafür beschloss man die openSource Bibliothek kiss_fft [32] zu verwenden, da diese durch wenige Zeilen Code initialisiert und ausgeführt werden kann.

Um mit dem Messsystem zu kommunizieren und die Daten zu erhalten wurde die Abstrahierung der USB Kommunikation durch die Bibliothek libusb [33] verwendet. Da diese jedoch recht komplex ist wurde eine API erstellt, welche den Datentransfer der unterschiedlichen Endpoints, die Erkennung eines USB Geräts und die grundlegenden Funktionalitäten eines Geräts abstrahiert. Somit muss für die Applikation nur eine Vererbung der Klasse `usbDevice` durchgeführt werden und die Erkennung erfolgt ohne weitere Implementierungen. Dies reduziert die Komplexität der Anwendung, da durch wenige Zeilen Befehle gesendet und Daten asynchron empfangen werden können.

6.8.2. GUI-Beschreibung

Abbildung 6.19 beschreibt das grundlegende Aussehen der Anwendung. Dabei soll die Software intuitiv benutzbar und ohne große Erklärungen von Studenten und Endanwendern bedienbar sein. Die Menüleiste ist schlicht gehalten, indem diese Konfigurationen zu Verfügung stellt sowie Konfigurationen laden und speichern kann. Zudem wurde der Reiter Ultrasonic Doppler hinzugefügt, welcher die selben Optionen wie das Docking Panel *Settings* bereitstellt. Wenn der Nutzer nähere Informationen zu dem Programm benötigt, kann dieser unter den Reiter *Help* das About Menü aufrufen und über einen Link zu der Dokumentation gehen. Hierbei ist zu erwähnen, dass die Zieladresse und der Inhalt der Dokumentation noch nicht definiert ist, jedoch vorgesehen wurde.

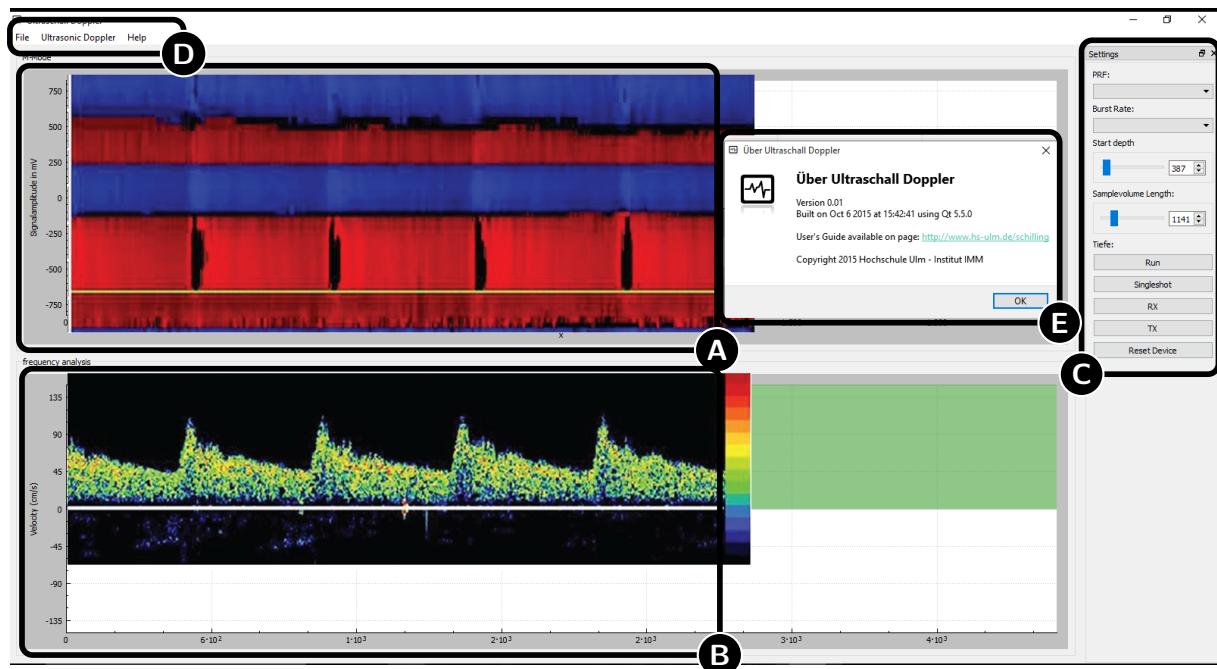


Abbildung 6.19.: QT Programm mit (A) M-Mode, (B) Spektrogramm [34], (C) Applikationseinstellung, (D) Menü und (E) Hilfe

Der Bildschirm wurde in drei Bereiche gegliedert. Der erste Bereich ist die Anzeige der Doppler Daten als M-Mode sowie ein Schieberegler (in Abbildung 6.19 nicht zusehen), wodurch die Tiefebereiche näher betrachtet werden können. Somit kann der Nutzer die für Ihn interessanteste Tiefe auswählen, welche im darunter liegenden zweiten Bereich durch eine Komplexe FFT näher visualisiert wird. Damit die ersten zwei Bereiche auch Daten von der Instrumentierung erhalten, müssen diese parametriert werden. Dies geschieht über den dritten Bereich des Docking Panels *Settings*. In diesem kann die PRF, die Starttiefe der Messung sowie die Länge der ROI eingestellt werden. Aktuell kann die Trägerfrequenz noch über das Menü eingestellt werden, welches später durch die automatische Erkennung der Transducer entfällt. Dies wurde jedoch für den aktuellen Stand der Entwicklung entfernt, da Messungen bei unterschiedlichen Frequenzen durchgeführt werden mussten. Zudem kann der Nutzer den Transmitter, Receiver, sowie die Instrumentierung de- und aktivieren und das Gerät in einen definierten Zustand bringen.

Eine Implementierung für die Erzeugung von Tönen für den linken und rechten Hörkanal ist vorgesehen, um den Nutzer nicht nur visuell sondern auch akustisch das Signal mit möglichen Embolien zu verdeutlichen, bzw. diesen auf eine mögliche Embolie aufmerksam zu machen.

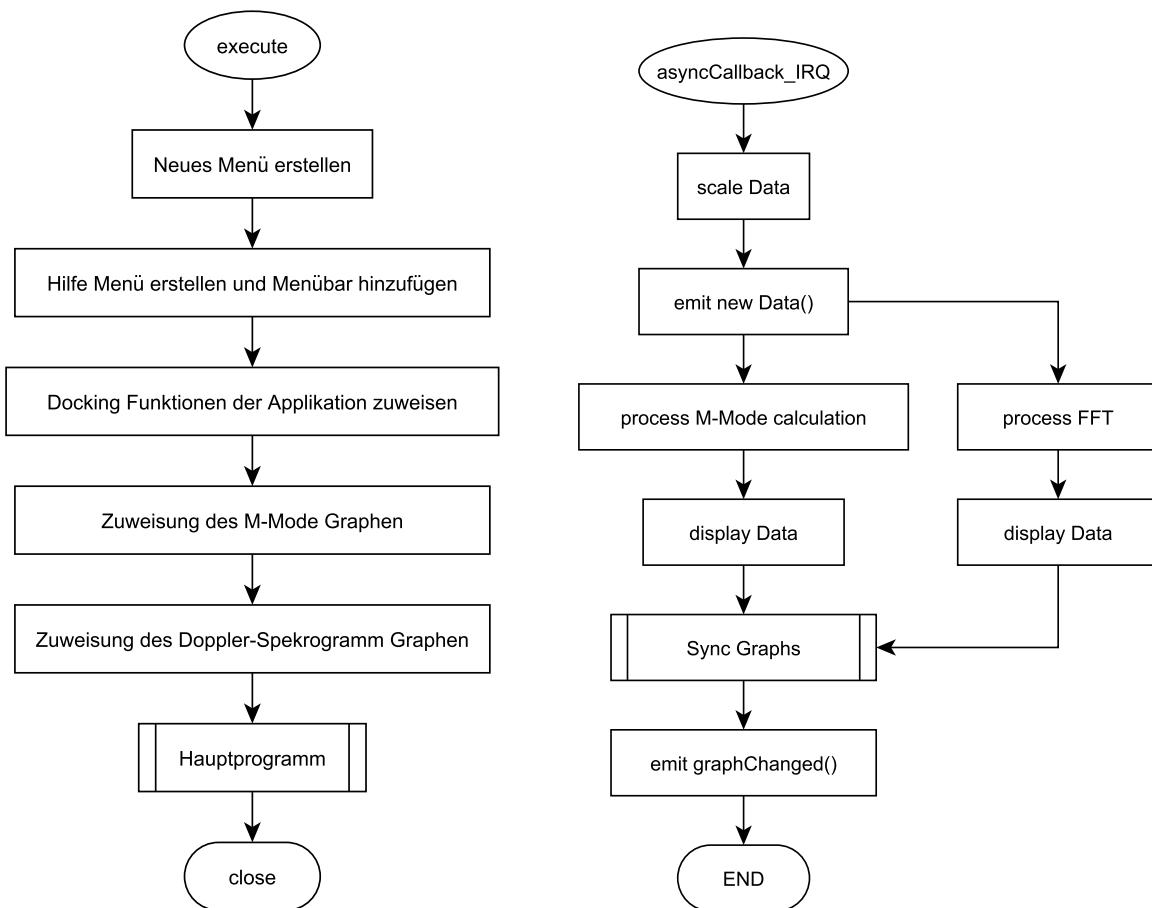
6.8.3. Programmablauf

Der Programmablauf der QT-Applikation basiert auf Events, welche durch den Benutzer oder durch die USB Schnittstelle generiert werden. Nach Aufruf der Applikation wird diese konfiguriert und dem Benutzer visualisiert. Dabei visualisiert Abbildung 6.20a den vereinfachten

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

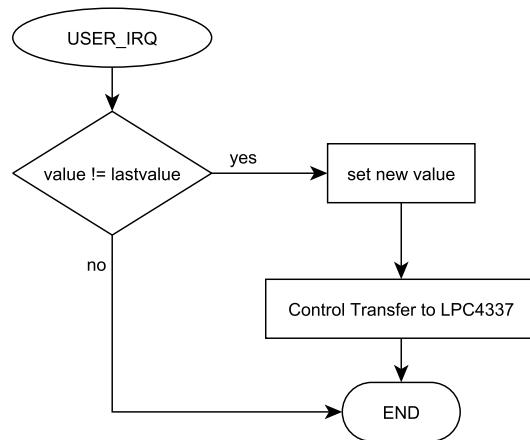
Prozess. Wenn der Benutzer einen Wert ändert oder eine Schaltfläche betätigt, wird die Routine in Abbildung 6.20c durchgeführt. Dabei vergleicht diese den aktuelle Wert mit den letzten Wert. Bei einer Änderung des Wertes wird dieser aktualisiert und durch einen Control-Transfer der USB Schnittstelle an den ARM® Cortex®-M4 übertragen.

Wenn die Instrumentierung durch den Nutzer gestartet wurde, wird die QT-Applikation durch einen asynchronen Aufruf durch einen Interrupt informiert. Dabei werden die Daten wie in Abbildung 6.20b dargestellt, skaliert und den einzelnen Graphen übergeben. Diese bereiten die Daten für die Visualisierung auf und aktualisieren die Graphen. Da die Rechenleistung vom System abhängig ist, muss sichergestellt werden, dass beide Graphen die Bearbeitung vollendet haben. Die Synchronisierung erfolgt dabei durch zwei Variablen, welche von den Graphen abgefragt werden. Wenn die Bedingung erfüllt ist, wird ein neuer Lesebefehl an den USB Layer gesendet und der Interrupt beendet.



(a) Ablaufdiagramm bei Initialisierung der QT-Applikation

(b) Ablaufdiagramm bei einem USB Interrupt



(c) Ablaufdiagramm bei einer Benutzerinteraktion

Abbildung 6.20.: Ablaufdiagramme der QT-Applikation

7. Test und Ergebnisse

Das Testen ist ein 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. Somit werden keine definierten Signale an den Schnittstellen 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.

7.1. Komponententest (Unit-Test)

7.1.1. Transducer

Dieser Test wird für die Impedanzermittlung der Piezoelemente verwendet. Dabei können Rückschlüsse auf das Kristall-Impedanz-Matching und eine mögliche Verwendung des Transducers gezogen werden. Dieser Test wurde dabei bereits durchgeführt.

Testaufbau und -durchführung

Die Sonden werden an einen Spektrumanalysator angeschlossen. Dabei wird unter definierten Anwendungsfällen das Impedanz-Frequenzdiagramm ermittelt.

Ergebnisse

Die Diagramme sind für einen 2 und 2,25 MHz Feroperm Transducer, sowie für einen 4 und 8 MHz Hollerith Transducer digitalisiert und unter Abschnitt A.1 dargestellt.

¹Komponententest

²Systemtest, welcher die einzelnen Module und Funktionen miteinander verbindet

7.1.2. Printed Circuit Board

Dieser Test prüft die Qualität der Platine, da keine Erfahrungen mit dem Hersteller und dem übermittelten Gerberformat vorhanden waren. Dabei wurde die Platine bei Multi Circuit Boards Ltd. gefertigt.

Testaufbau und -durchführung

Es wird eine Sichtkontrolle der Leiterbahnen und Pads mit einem Mikroskop durchgeführt, indem die unbestückte Platine von beiden Seiten betrachtet wird. Dabei darf der Abstand zwischen zwei Leiterbahnen, sowie Leiterbahnen und Durchkontaktierungen nicht zu klein sein bzw. Leiterbahnenbreiten ($125 \mu\text{m}$) und Vias ($\varnothing 0.2 \text{ mm}$) nicht übermäßig von dem Layout abweichen. Die Platinenmaße werden mit Hilfe eines digitalen Messschiebers überprüft. Weiterhin wird eine einfache Durchgangsprüfung durchgeführt. Mit dieser Prüfung können Masse- und Powerplane Verbindungen und Durchkontaktierungen auf Kontakt betrachtet werden.

Ergebnisse

Es ergab sich, dass Strukturen wie z.B. Teardrops nicht zu 100 % umgesetzt wurden, sowie die invertierte Bestückungsdruck durchgängig fehlerhaft ist. Die Maße der Platine wurden mit $100,2 \times 70,1 \text{ mm}$ mit einen kleinen Aufmaß eingehalten, welche in der allgemein Toleranz liegen. Es fehlen jedoch ca. 1 mm des Kupfers an den Seiten, welche bedingt durch die Fertigung entstanden sein können. Die Durchkontaktierung waren fehlerfrei und es wurden keine Brücken zwischen Masse- und Powerplanes erkannt, woraufhin die Bestückung der Platine durchgeführt wurde.

7.1.3. Erstinbetriebnahme

Bei dem Reflow-Lötverfahren können Pins von Bauelementen durch zu viel Zinn miteinander verbunden werden. Da die bestückten Bauelementen mit diesem Verfahren mit der Platine verbunden wurden, müssen die Verbindungen auf mögliche Kurzschlüsse überprüft werden, bevor eine Spannung an das System angelegt werden kann. Anschließend kann die Platine mit Spannung versorgt werden, da keine gesonderte Inbetriebnahme der Module notwendig erscheint.

Testaufbau und -durchführung

Hier erfolgt eine Sichtkontrolle mittels Mikroskop wie in Unterabschnitt 7.1.2. Hingegen werden die Pads auf mögliche Verbindungen untereinander gesichtet, welche bei Bedarf durch die Nutzung eines Lötkolbens von einander getrennt werden können. Da nicht alle Fehler ersichtlich sind, muss das Quad-Flat-No-leads (Package) (QFN)-Package des ADCs durch eine Durchgangsprüfung auf Kurzschlüsse überprüft werden. Nach erfolgreicher Beseitigung möglicher Fehler

wird das System mit Energie versorgt. Da sich die Komponenten des Systems im Hersteller-Zustand befinden, kann das System auf einen erhöhten Energiebedarf geprüft werden. Dieser äußert sich durch Rauchentwicklung, Verfärbung, drastische Erwärmung über einen längeren Zeitraum oder ein hochfrequentes Pfeifen von Bauelementen. Die automatische Umschaltung der Stromversorgung durch den IC TPS2115A [21] wird getestet, indem die Spannung erst über die USB Verbindung zu Verfügung gestellt wird und die „BOOT“ LED leuchtet. Anschließend wird die externe Spannungsversorgung des GXM60-19A04 angesteckt und die Dopplerinstrumentierung von der USB Versorgung getrennt.

Ergebnisse

Der ADC musste durch aufbringen von Flussmittel und Nutzung eines Lötkolbens nachgelötet werden, da dieser scheinbar zu viel Lötzinn auf dem Thermal-Pad und den äußereren Pads hatte, wodurch ein Kurzschluss zwischen Masse und Versorgung entstand.

Da das System für eine Eingangsspannung von ca. 9 V DC entworfen wurde, erhitzte sich der ehemals geplante L78M05 nicht nur sich selbst, sondern auch die umgebende Platine sowie die Bauelemente, wenn das externe Netzteil GXM60-19A04 [18] mit 19 V DC Ausgangsspannung verwendet wurde. Dies wurde durch Verwendung eines nichtleitenden Eissprays festgestellt. Da dieser Linearregler eine Spannungsdifferenz von 14 Volt DC bei einem maximalen Strom von 1,5 A - also 21 Watt - „verheizen“ muss, wurde dieser durch den in Abschnitt 6.2 genannten Abwärtswandler MIC4680 ersetzt, welcher auf einer Platine senkrecht zur Systemplatine montiert wurde.

Die Stromversorgung über USB konnte erst nach einer Modifikation der Pinbelegung der micro-USB Buchse verwendet werden, da die Pinbelegung vertauscht wurde. Eine direkte Kabelverbindung durch auflöten der Kabeladern wurde als kostengünstige Alternative angewandt. Die automatische Umschaltung der Stromversorgung wurde erfolgreich getestet und ein Spannungseinbruch nicht festgestellt werden.

Die LDOs ADP151 und ADP7104 wurden durch ein Spannungsmessung mit dem Oszilloskop HMO3524 aus Abschnitt 5.1.2 getestet. Dabei konnte wie erwartet keine Restwelligkeit verzeichnet werden und die Spannung blieb konstant bei 3,3 V DC.

7.1.4. NXP LPC4337 und USB

Um mit dem ARM® Cortex®-M4/M0 sowie mit dem CPLD zu kommunizieren, wird zunächst der NXP LPC4337 in Betrieb genommen.

Testaufbau und -durchführung

NXP bietet für seine Serien LPC18xx und LPC43xx eine Firmware und die dazugehörige PC Software, welche mit Microsoft®.NET® geschrieben ist, zum Testen der USB Schnittstelle

an [35]. Diese kommuniziert über zwei Bulk-Piplines mit der MCU. Dabei wird zunächst die Firmware über die JTAG Schnittstelle auf den LPC4337 geflasht und die Software auf dem PC gestartet. Anschließend wurde die Dopplerinstrumentierung an den PC angeschlossen und der Lesetest durchgeführt. Dabei muss beachtet werden, dass die Dopplerinstrumentierung auch bei schlecht konfigurierten PCs verwendet werden könnte und diese z.B. einen USB Hub verwenden. Nach erfolgreichen Abschluss dieses Tests wird die Kommunikation zwischen der QT Software und dem ARM® Cortex®-M4/M0 getestet, indem Befehle an die MCU transferiert und Breakpoints an die zu erwarteten Aufrufe gesetzt werden.

Ergebnisse

Zunächst wurde der LPC4337 und dessen USB Device Firmware Upgrade (DFU) Implementierung erkannt. Anschließend konnte über den Debugger der LPCXpresso LPC4337 / OM13070 von NXP Evalkits die kompilierte Firmware in die MCU geflasht werden. Dies funktionierte wie erwartet und das System wurde als „LPC18xx BAND WIDTH TEST“ erkannt. Die Ergebnisse mit minimalen Datenraten bei verschiedenen Testkonfigurationen sind in Tabelle 7.1 zusammengetragen und die MCU konnte erfolgreich in Betrieb genommen werden.

Tabelle 7.1.: Geschwindigkeitsmessung der USB Schnittstelle des LPC4337

Port	Hub	Maus	MBit/s	MB/s
USB 3.0			310	38,75
USB 3.0	X		311	38,875
USB 3.0	X	X	308	38,50
USB 2.0			274	34,25
USB 2.0	X		272	34,00
USB 2.0	X	X	263	32,875

Auf Basis dieser Ergebnisse konnte die Firmware für den LPC4337 entwickelt und die Kommunikation zwischen der QT Software und dem ARM® Cortex®-M4/M0 hergestellt werden. Der Ablauf und das Verhalten der Abbildung 6.18d wurde dabei verifiziert und die USB Routine des LPC4337 erfolgreich in Betrieb genommen.

7.1.5. CPLD mit Kommunikation und Peripherieansteuerung

Um das CPLD in Betrieb zu nehmen, wurden separate Testpunkte vorgesehen. Mit diesen können Funktionen wie die Datenkommunikation getestet werden, ohne die Peripherie zu beeinflussen oder diese durch undefinierte Pegel an den Ausgangspins zu zerstören. Mit diesen können auch bequem interne Signale oder Flags während des Betriebs erfasst werden. Zudem kann der Zustandsautomat separat durch eine Vorkonfigurierung der MemoryMap in Betrieb genommen werden.

Testaufbau und -durchführung

Für die Durchführung des Tests wurde das Oszilloskop HMO3524 aus Abschnitt 5.1.2 verwendet. Dabei wurden die Messspitzen zunächst an den Testpunkten TP14 bis TP17³ angeschlossen, und das Taktsignal sowie deren Teilungen (32, 16 und 8 MHz) an den Testpins ausgegeben. Hierbei wurden alle anderen Ausgänge auf Masse und Eingänge als solche definiert und der Bitstream auf das CPLD geflasht. Anschließend werden zwei dieser Messspitzen an die Testpunkte TP10 und TP11 befestigt, wodurch die Trägerfrequenz an dem xDSL Treiber gemessen werden kann. Dabei wird die MemoryMap so konfiguriert, dass diese eine PRF von 10 kHz sowie 5 Schwingungen bei 2 MHz besitzt. Mit dieser Konfiguration wird der erstellte Bitstream auf das CPLD geflasht.

Wenn diese Tests erfolgreich durchgeführt wurden, kann die MemoryMap über das SPI konfiguriert werden, welches durch die Kommunikation des NXP LPC4337 mit dem MachXO2TM geschieht. Dabei transferiert der NXP LPC4337 die Befehle der Tabelle 6.3 und der jeweilige Zustand wird durch das Oszilloskop HMO3524 erfasst. Da nicht sichergestellt werden kann, dass die parallele Datenschnittstelle im LPC4337 richtig implementiert ist, wird diese weiterhin mit dem Oszilloskop überprüft. Dabei wird ein Transfer über den LPC4337 angestoßen und die Signale an den Pins TP14 bis TP17 ermittelt. Somit kann die Anzahl der Takte und die zeitliche Abfolge der Flanken kontrolliert werden. Dabei soll ein Zählerwert transferiert werden, wodurch ein Flankenwechsel erkennbar ist.

Ergebnisse

Der erste Flashvorgang konnte erfolgreich durchgeführt werden, wodurch eine grundsätzliche Kommunikation mit dem MachXO2TM zu Verfügung steht. Dabei wird ein erfolgreicher Flashvorgang dem Benutzer durch die IDE visualisiert. Die Signale 64, 32, 16 und 8 MHz wurden erfolgreich auf dem Oszilloskop HMO3524 visualisiert und als solche erkannt. Die PRF von 10 kHz konnte nach flashen des zweiten Tests erkannt, sowie durch das HMO3524 verifiziert werden. Das Burstsignal wurde nach einem Zoom detailliert dargestellt, wodurch 5 Schwingungen zu sehen waren und 2 MHz von dem HMO3524 erkannt wurden.

Anschließend wurde die Kommunikation zwischen dem NXP LPC4337 und dem CPLD MachXO2TM überprüft. Dabei wurde festgestellt, dass die (General Purpose Input Output) GPIO und Pinbelegung des NXP LPC4337 zu Verwechslungen geführt haben. Aus diesen Grund mussten die Verbindungen für das SPI und parallele Interface per Hand nachbearbeitet werden. Die Änderungen wurden in dem mitgelieferten Schaltplan ergänzt.

Anschließend wurden die Befehle aus Tabelle 6.3 über das SPI transferiert. Bei der Transferirung des Befehls 0x0006 werden die Signale, wie in Unterabschnitt 5.2.4 beschrieben, ausgegeben. Anschließend erfolgte eine wiederholte Anpassung des DMA Transfers und der Statemaschine

³unterhalb des CPLDs

des NXP LPC4337, um die Daten ohne Verluste zu erhalten. Eine Reduzierung des Taktsignals von 32 auf 16 MHz musste durchgeführt werden, da bei einer Taktfrequenz von 32 MHz Daten fehlerhaft digitalisiert wurden.

7.1.6. Transmitter

Die Transmitterschaltung arbeitete in den vorangestellten Arbeiten nicht korrekt. Dies beruhte auf den Aussagen von Herrn Stempelwitz, welcher eine Anhebung des Pegels für nötig hält [Seite 40]stemp2012, sowie der Arbeit von Herrn Rehn, welcher diese Aussage in seiner Arbeit beachtet hat. In beiden Arbeiten konnte der Transmitter nicht erfolgreich in Betrieb genommen werden [5, Seite 55]. Da auf Wunsch von Prof. Dr.-Ing. Rainer Brucher die vorhandene Transmitterschaltung angepasst und verwendet wurde, muss diese gesondert betrachtet werden, um mit dieser Arbeit eine endgültige Aussage über den DSL Treiber AD8018 zu treffen.

Testaufbau und -durchführung

Zunächst wird die Schaltung mit 2, 4 und 8 MHz simuliert, da nachfolgende Änderungen auf der PCB erschwert durchgeführt werden können. Anschließend wird das Verhalten bei gleichbleibenden Signalpegeln betrachtet, um ein grundlegendes Fehlverhalten des Leistungstreibers auszuschließen. Nachdem mögliche Fehler ausgeschlossen werden konnten, wird dieser in PW Betrieb angesteuert. Dabei wird das Ausgangssignal am Testpunkt TP12 oder TP13 über die Trägerfrequenzen gemessen. Das transformierte Signal muss potenzialfrei an den Testpunkten TP1 und TP3 gemessen werden. Dafür kann das Oszilloskop HMO3524 über einen Trenntransformator oder das System über einen Laptop und dessen Akku betrieben werden.

Ergebnisse

Bei der Simulation wurde das selbe Verhalten mit und ohne Pegelanpassung festgestellt, was ein Test der Hardware bestätigte. Eine thermische Belastung wurde ersichtlich, wenn die Eingangssignale über einen Zeitraum von ca. 30 Sekunden nach dem Burst nicht den selben Pegel aufweisen. Dadurch steuert der AD8018 durch und ein Strom von bis zu 647 mA fließt über die Leistungswiderstände bei ca. 4,48 V. Somit werden bis zu 2,9 W in thermische Energie umgesetzt. Dies können die geplanten Leistungswiderstände nur bedingt aushalten. Daraufhin wurde die implementierte Ansteuerung überarbeitet indem der Verilog angepasst wurde. Nun weisen beide Signale einen 0-Pegel in Ruhephase auf. Nach dieser Modifikation wurde keine erhöhte thermische Belastung festgestellt.

Weiterhin wurden die Signale an dem Testpunkt TP13 und nach den Transformatoren an TP1 und TP3 bei Trägerfrequenzen von 2, 4 und 8 MHz aufgenommen, welche in Abbildung 7.1 visualisiert sind.

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

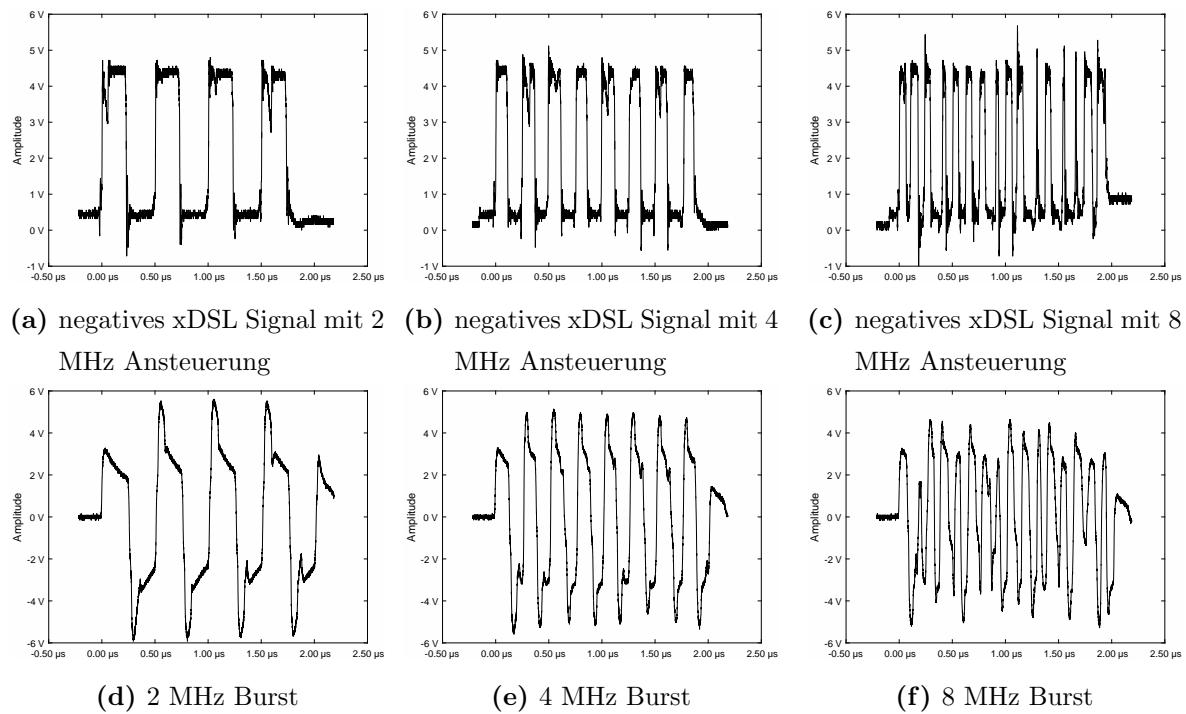


Abbildung 7.1.: Transmitter Signale vor und nach Wandler

Da Überschwinger in den Ausgangssignalen erkennbar sind, wurde eine Reduzierung des Ringing-Effekts durch 100Ω Serienwiderstände an den Eingangssignalen durchgeführt. Dies beeinflusste das Ausgangssignal des xDSL Treibers jedoch nicht, woraufhin diese wieder entfernt wurden. Einbrüche sind an den Ausgangssignalen in Abbildung 7.1a, Abbildung 7.1b und Abbildung 7.1c zu erkennen, was auf eine zu große Last schließen lässt. Die Amplituden der Burst Signale nach dem Transformator brechen je nach Last ein. Zudem sehen diese nicht wie Rechtecksignale oder, wie durch die Trägheit der Transformatoren gedacht, wie Sinussignale aus, wie in Abbildung 7.1d, Abbildung 7.1e und Abbildung 7.1f ersichtlich wird. Dies deutet auf eine Sättigung der Transformatoren hin, wodurch die maximale Amplitude nicht erreicht werden kann. Die Signalform wird durch die Dominanz der Induktivitäten des Bandpasses verändert, was bei der Simulation nicht berücksichtigt wurde.

Ohne weitere Modifikationen ist der Transmitter für die Applikation ungeeignet und sollte daher separat betrachtet werden.

7.1.7. Receiver

Der Receiver wurde als letzte Peripheriekomponente in Betrieb genommen. Dieser ist zentrales Element der Instrumentierung und muss während der Entwicklung angepasst werden, um eine bestmögliche Digitalisierung zu gewährleisten. Auch wenn die Baugruppen separat entwickelt wurden, wird nachfolgend die analoge Signalverarbeitung und die Digitalisierung zusammen betrachtet, um die Testzeit zu reduzieren. Zudem zählt das Ergebnis des SNRs, welches die Genauigkeit des Receivers beschreibt.

Testaufbau und -durchführung

Zunächst wird ein Zähler anstelle der ADCs in die Logik des CPLDs implementiert, um softwarebedingte Visualisierungsprobleme zu erkennen und zu beheben. Anschließend wird der PM5139, welcher in Abschnitt 5.1.2 beschrieben wird, für die Erzeugung eines Sinussignal genutzt, welches anstelle der Zählwerte visualisiert werden soll. Nachfolgend werden an diesem das Signal in Form, Amplitude und Frequenz geändert, um einen groben Überblick über das Verhalten des Receivers zu erhalten.

Nachdem wird zunächst der SNR bestimmt und optimiert, indem eine Terminierung des Receivereingangs durchgeführt wird. Dabei wird das Signal über 4096 Messwerte bei 64 MSps digitalisiert und auf den PC gespeichert, woraufhin der SNR bestimmt wird. Die Berechnung des SNRs erfolgt über die Gleichung 7.1.3. Dabei wird der maximale Wertebereich des ADCs ($2^{14} = \pm 8191$) angenommen und der Effektivwert der Spannung durch $\frac{8191}{\sqrt{2}}$ angenommen. Der Effektivwert des Rauschens wurde nach der Gleichung 7.1.2 bestimmt, da dieser einen Offset besitzt.

$$mean_{Rauschen} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N n \quad (7.1.1)$$

$$U_{eff,Rauschen} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (n - mean_{Rauschen})^2}{N}} \quad (7.1.2)$$

$$SNR_{(db)} = 20 \cdot log_{10} \left(\frac{U_{eff,Signal}}{U_{eff,Rauschen}} \right) \quad (7.1.3)$$

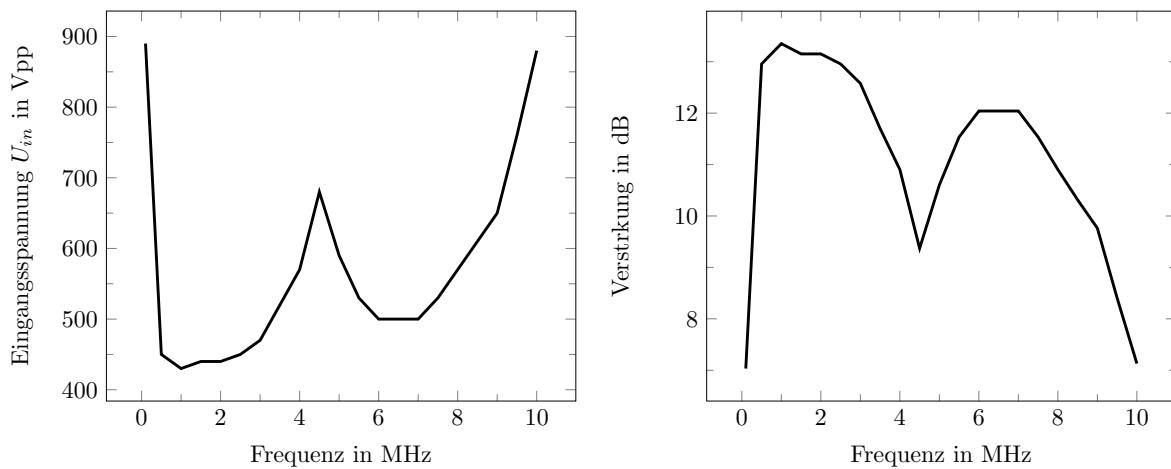
Anschließend wird dies für diverse Verstärkungen wiederholt, um Aussagen über das Rauschen des Vorverstärkers zu treffen. Dabei wird der Widerstand R_G des Vorverstärkers nach Bedarf getauscht.

Nachdem der SNR im Verhältnis zur Verstärkung gewählt wurde, wird die Verstärkung über den Frequenzbereich 0,5 bis 10 MHz in 500 kHz Schritten bestimmt. Dabei wird die Amplitude des Signals soweit erhöht, bis der ADC ausgesteuert wird.

Ergebnisse

Die Zählwerte konnten nach Anpassung der Datentypen der QT-Software visualisiert werden. Für das Sinussignal hingegen musste die Verilog Syntax genauer betrachtet werden. Dabei ergab sich, dass die geplante Biterweiterung von 14 auf 16 Bit fehlerhaft war. Dies wurde durch den Befehl `$signed()` kompensiert, da dieser den Compiler auf eine vorzeichenbehaftete Bitfolge hinweist. Das RF-Signal wurde mit der Änderung erfolgreich visualisiert.

Da der SNR 59,55 dB betrug, wurde der Verstärkungsfaktor über den Widerstand R_G ⁴ angepasst. Die Ergebnisse werden in Tabelle 7.2 auf Seite 73 zusammengefasst. Zudem wurden die Eingänge des ADCs kurzgeschlossen und das SNR durch die maximal mögliche Auflösung ermittelt. Dabei stellte sich ein Wert von 74,45 dB heraus, welcher als mögliches Limit des ADCs zu Verfügung steht. Es wurde eine Verstärkung von 13,3 dB bei einer Trägerfrequenz von 2 MHz gewählt, da diese einen SNR von 69,87 dB bieten kann. Der Widerstand R_G wurde folglich auf 100 Ω erhöht. Der anschließende SNR Vergleich bei den Samplingfrequenzen 2, 4 und 8 MHz ergab eine Abweichung von 0,1 dB, welche durch Messungenauigkeiten entstehen kann.



(a) benötigte Eingangsspannung für die maximale Aussteuerung des ADC-Eingangs (b) Verstärkung der gesamten Receivermoduls

Abbildung 7.2.: Filtercharakteristik des Receivermoduls

Der Bandpass wurde nach Bestimmung des SNR erfasst, indem die Eingangsfrequenz von 0,5 MHz bis 10 MHz in 0,5 MHz Schritten verändert wurde. Daraus ergaben sich die Graphen in Abbildung 7.2.

⁴Schaltplan Seite 5, Element R8

Tabelle 7.2.: SNR in Abhängigkeit der Verstärkung und Widerstand R_G

R_G	Verstärkungs-faktor	Verstärkung	Eingangs-amplitude	Sampling-frequenz	SNR
8,6 Ω	20,00	26,0 dB	100 mVpp	64 MSps	59,96 dB
39 Ω	9,09	19,2 dB	220 mVpp	64 MSps	66,61 dB
82 Ω	5,60	14,9 dB	357 mVpp	64 MSps	68,96 dB
100 Ω	4,62	13,3 dB	433 mVpp	64 MSps	69,87 dB
150 Ω	3,45	10,7 dB	580 mVpp	64 MSps	71,30 dB
220 Ω	2,06	6,3 dB	970 mVpp	64 MSps	71,86 dB

7.1.8. Signalintegrität und Kopplungen

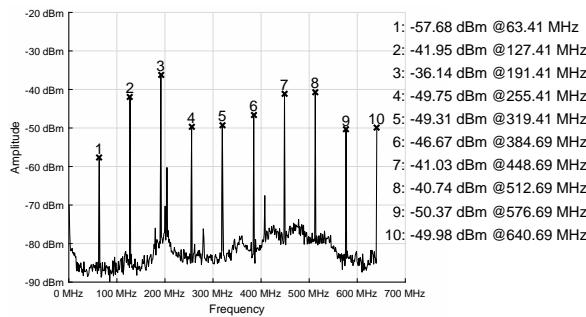
Um die induktive Entkopplung der analogen Komponenten und somit die Stabilität der Spannungsversorgung im Betrieb sicherzustellen muss dieser Test durchgeführt werden. Gleichzeitig kann mit diesem das Nachschwingverhalten von digitalen Signalen überprüft werden. Das Ringing stellte eine zusätzlich Belastung der Spannungsversorgung dar und führt zur Entstehung von Störsignalen, welche abgestrahlt werden können. Daher werden diese detektiert um eine Optimierung der Instrumentierung zu ermöglichen.

Testaufbau und -durchführung

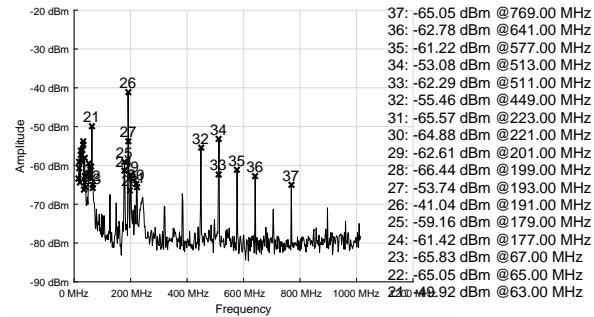
Zunächst wird mit dem Oszilloskop HMO3524 die Welligkeit aller Spannungsversorgungen im Betrieb gemessen und untersucht. Dabei kann das Spektrum untersucht werden um Rückschlüsse auf die Störquellen zu erhalten. Wenn Frequenzen um 64 MHz oder einem Vielfachen davon im Spektrum sichtbar sind, wird eine Nahfeldsonde benötigt, um Rückschlüsse über den Entstehungsort zu erhalten. Zudem kann eine Strommesszange in Verbindung mit einem Spektrum-Analysator verwendet werden, um Frequenzen auf der Zuleitung und dem Anschluss zur Sonde zu erkennen. Dabei wird ein USB Kabel durch die Strommesszange geführt und das Spektrum visualisiert.

Ergebnisse

Die FFT Funktion des Oszilloskops HMO3524 zeigte einen deutlichen Anstieg des 64 MHz Signals und der zweiten Oberwelle bei 192 MHz. Daher wurde eine Nahfeldsonde an den Testpunkten wie in der Abbildung 7.4 positioniert und das Spektrum von einem bis 640 MHz mit dem Spectrum Analyzer FSL3 aus Abschnitt 5.1.2 aufgenommen. Die Ergebnisse sind in Abbildung A.6 aufgeführt und zwei dieser in Abbildung 7.3 als Beispiele für das Verständnis aufgeführt.

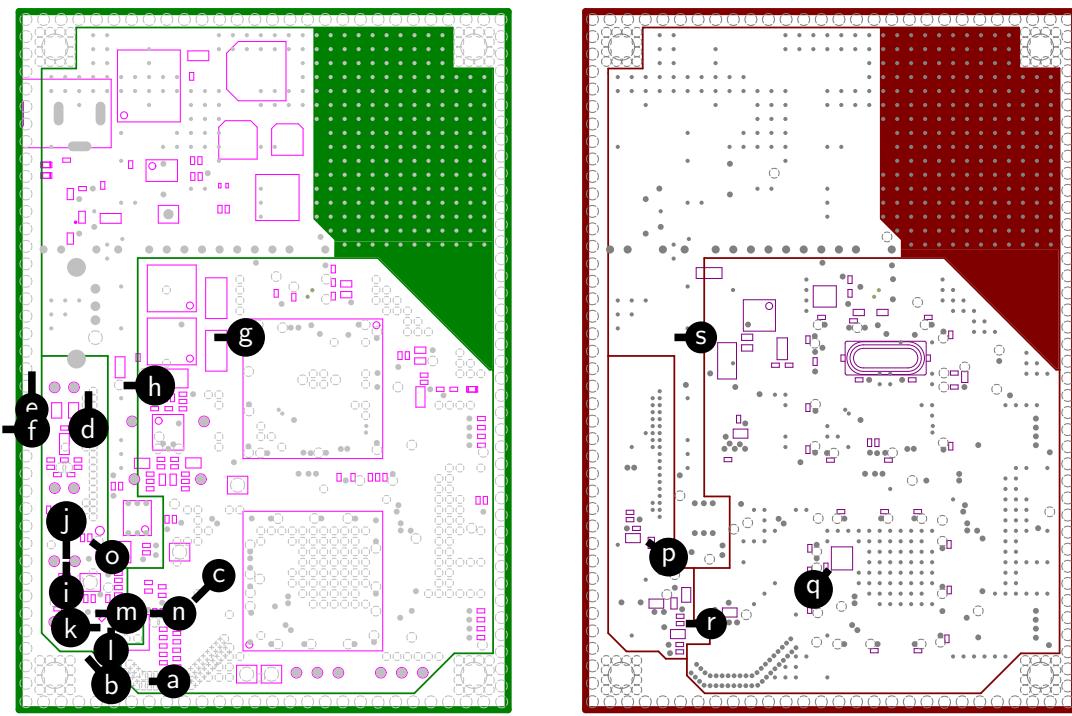


(a) Sonde über Schild-Massefläche nahe ADC
(Punkt b in Abbildung 7.4a)



(b) Stromzange um PC USB-Kabel

Abbildung 7.3.: Nachweis eines 64 MHz Signals auf der Taktleitung und der Versorgung



(a) Ground Plane und Komponenten auf der Platinenoberseite - Richtung der Nahfeldsonde

(b) Power Plane und Komponenten auf Platinenunterseite - Richtung der Nahfeldsonde

Abbildung 7.4.: Messpunkte der Nahfeldsonde für die Signalintegrität in Abschnitt A.2

Nach Betrachtung der Ergebnisse ergab sich, dass die Oberwellen eine höhere Amplitude als das 64 MHz Signal aufweisen. Daher wird vermutet, dass das Filter zwar wirkt, jedoch durch eine schlechte Impedanz an Wirkung verliert. Die Vermutung wurde durch eine Spektralanalyse mit einer Strommesszange an dem nicht geschirmten USB Kabel bestätigt, da 64 MHz und dessen Oberwellen auf der Versorgungsleitung erkennbar sind (Abbildung A.6u). Weiterhin wurde die Signalleitung zur Sonde (Abbildung A.6t) mit der Strommesszange gemessen und das Spektrum wies die gleichen Amplituden auf. Dies lässt den eindeutig Schluss zu, dass ein Ground-bouncing vorherrscht. Somit wurde die Anordnung der Bypass-Kondensatoren des ADCs näher betrachtet. Der Abstand zwischen dem digitalen Versorgungspin und dem Bypass beträgt rund 2 mm, zwischen den analogen Versorgungspins und den Bypass-Kondensatoren 3 und 4,4 mm. Der Abstand des Digitalen Bypass-Kondensators wurde dabei in der Abbildung 7.5 visualisiert. Die Faustformel besagt, dass 1 mm Leiterbahnweg einen 1 nH entspricht. Somit ergibt sich die Werte in Tabelle 7.3. Die Traget-Impedanz sollte bei 0,01 Ω liegen, damit die Filtercharakteristik auch bei den Oberwellen bis 6,4 GHz wirken kann.

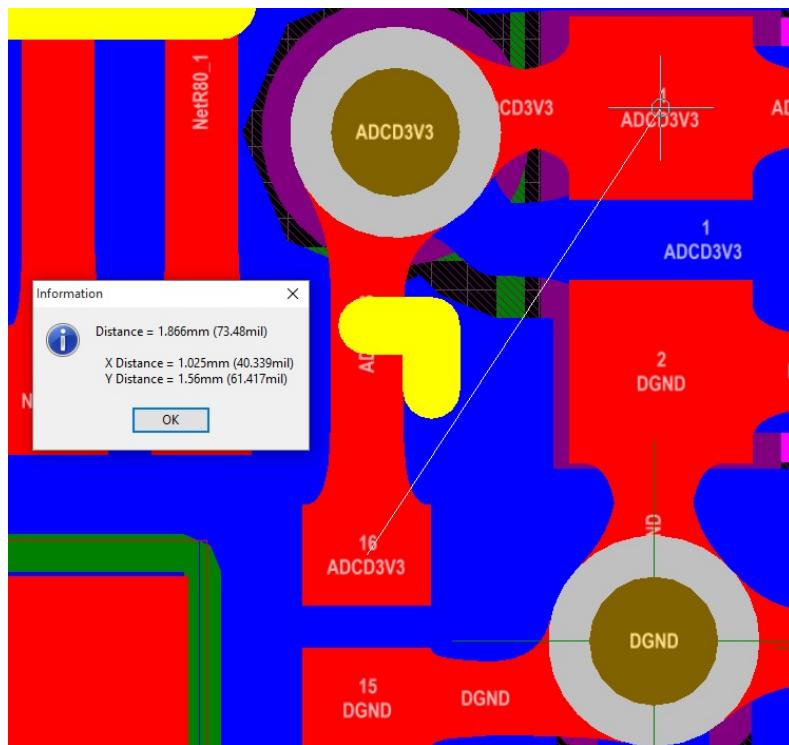


Abbildung 7.5.: Abstand des digitalen Bypass-Kondensators zur digitalen Versorgung des ADC

Tabelle 7.3.: Impedanz in Abhängigkeit von der Frequenz und dem Abstand

Frequenz	Impedanz bei 0,2 mm	Impedanz bei 2 mm	Impedanz bei 3 mm	Impedanz bei 4,4 mm
64 MHz	0,08 Ω	0,8 Ω	1,2 Ω	1,77 Ω
128 MHz	0,16 Ω	1,6 Ω	2,41 Ω	3,54 Ω
192 MHz	0,24 Ω	2,41 Ω	3,62 Ω	5,31 Ω
256 MHz	0,32 Ω	3,21 Ω	4,83 Ω	7,07 Ω
320 MHz	0,40 Ω	4,02 Ω	6,03 Ω	8,85 Ω
512 MHz	0,64 Ω	6,43 Ω	9,65 Ω	14,15 Ω
1024 MHz	1,28 Ω	12,86 Ω	19,30 Ω	28,31 Ω

Aus Tabelle 7.3 ist ersichtlich, dass die Traget-Impedanz von $0,01 \Omega$ nicht erreicht wurde. Daher ist eine Kompensation des Ground-bouncing Effekts ohne ein Redesign nicht realisierbar.

7.1.9. Demodulierung

Im Rahmen dieser Arbeit konnte aus Zeitgründen die Logik der Demodulierung nicht mit der aktuellen Hardware getestet werden. Jedoch wurde diese in der Bachelor Thesis von Herrn A. Rehn 2014 deklariert und ausführlich getestet, wodurch diese nachträglich implementiert werden muss.

7.2. Integrationstest



Abbildung 7.6.: Ergebniss des PCB-Layouts - vorne bestückt, hinten unbestückt

Nachdem die grundlegenden Funktionalitäten verifiziert wurden, konnte das System in Betrieb genommen werden. Wie in Unterabschnitt 7.1.9 beschrieben erfolgt keine Demodulierung des RF-Signals. Hingegen werden 14-Bit RF-Signale durch die geschriebene QT-Software erfolgreich dargestellt. Die OnTheFly Änderung von Parametern über die QT-Software funktioniert nur bei der Starttiefe der ROI. Dies deutet auf ein Problem der Logik des CPLDs hin, da der SPI Datentransfer wie erwartet arbeitet und aktuell alle Parameter transferiert werden. Durch die mangelnde Funktionalitäten der Transmitterschaltung, welche in Unterabschnitt 7.1.6 beschrieben sind, konnte kein Transducer erfolgreich in Betrieb genommen werden. Jedoch können die Signale des Transmitters durch den Receiver digitalisiert und mit der QT-Software wie in Abbildung 7.7 dargestellt werden.

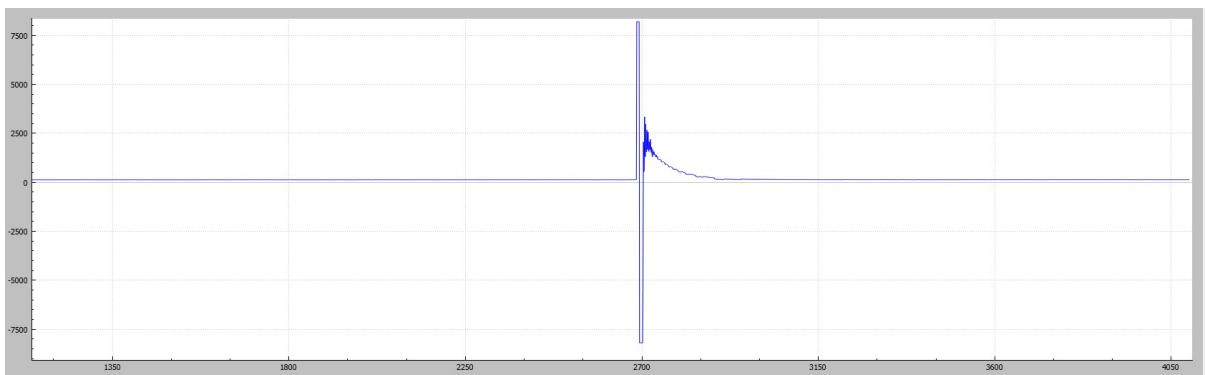


Abbildung 7.7.: Digitalisierung eines Bursts mit der Instrumentierung

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

Das realisierte System läuft grundsätzlich über einen Testzeitraum von 10 Minuten stabil. Dabei treten Darstellungsfehler auf, welche auf ein fehlendes Byte während eines Frames hindeuten. Dies wird ersichtlich, wenn das FIFO des CPLDs nicht genügend Samples zu Verfügung stellen kann. Durch das fehlende Byte wird der 16-Bit Wert geshiftet, was einen Offset und ein Skalierungsproblem zur Folge hat, was in Abbildung 7.8 visualisiert ist.

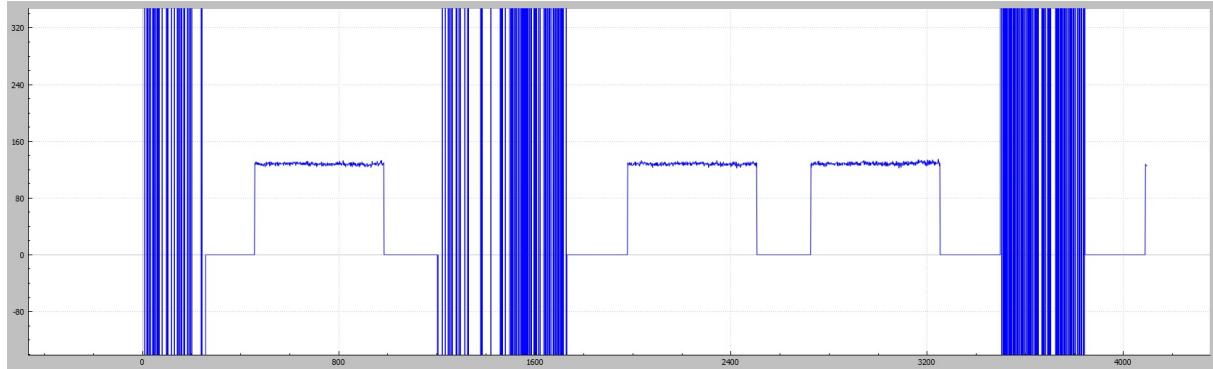


Abbildung 7.8.: Digitalisierung eines Rauschens mit zu geringer ROI der Instrumentierung

Eine Synchronisierung zwischen PC und LPC4337 wurde nicht realisiert, da der Fokus auf der Umsetzung der grundlegenden Funktion lag. Daher benötigt der Test-PC⁵ 18,8 MB Arbeitsspeicher und rund 23 bis 48 % der Intel® Core™ i5 Rechenleistung.

Durch die verspätete Lieferung des Gehäuses konnten keine Aussparungen für das Frontblech des Gehäuses gefertigt werden. Dies beeinträchtigt die Funktionalität der Applikation jedoch nicht, wodurch dies nachträglich durchgeführt werden kann. Zudem sind die vorgesehenen Montagelöcher für gängige Schrauben und Abstandshalter zu klein, wodurch eine Montage erschwert wird.



(a) Frontansicht

Abbildung 7.9.: Platine im Gehäuse

⁵Lenovo Yoga 13 - Windows 10 64-Bit, 1,8 GHz Intel® Core™ i5-3337 CPU, 8 (7,88 verwendbar) GB DDR3-RAM

8. Diskussion und Ausblick

In diesem Kapitel wird das Erreichte zunächst in Abschnitt 8.1 zusammengefasst. Aufkommende Fragen während der Testdurchführung und der Testergebnisse werden anschließend in Abschnitt 8.2 analysiert und ein Fazit durch Schlussfolgerungen dargestellt. Weiterhin wird die Realisierung der Anforderungen in Abschnitt 8.3 und deren Umsetzung in Abschnitt 8.4 analysiert und objektiv bewertet. Abgeschlossen wird das Kapitel, indem in Abschnitt 8.5 Verbesserungspotentiale aufgezeigt und mögliche Weiterentwicklungen des Systems und dessen Module erbracht werden.

8.1. Zusammenfassung der Ergebnisse

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde eine Dopplerinstrumentierung entwickelt, welche das Messen von Ultraschall-Dopplerschiebefrequenzen bedingt erlaubt. Die Realisierung der M-Mode- und Doppler-Spektrogrammdarstellungen gelang in dem zur Verfügung stehenden Zeitraum nicht. Dafür konnten die grundlegenden Funktionen für die Realisierung des Messverfahrens, sowie der Visualisierung umgesetzt werden. Eine Echtzeitvisualisierung der RF-Daten konnte erfolgreich auf dem PC dargestellt werden, was die Grundlage für die Visualisierung der Graphen bildet und die Möglichkeiten des Systems zeigt. Durch die Nutzung eines Embedded Systems kann die analoge durch eine digitale Demodulierung ersetzt werden, was nicht nur kosteneffizienter ist, sondern mehr Informationen pro Hardware Channel und Digitalisierung bietet. Die entwickelte Instrumentierung kann somit als Alternative für die Erkennung von Embolien dienen, wenn die erkannten Probleme behoben und die Software komplettiert ist.

8.2. Diskussion der Testergebnisse und der Testdurchführung

Transducer

Der 2 MHz Transducer einen minimalen Widerstand von 24Ω und der 2,25 MHz Transducer einen minimalen Widerstand von 13Ω . Der 4 MHz Hollerith Transducer kann nicht reell betrieben werden, wodurch dieser nicht verwendet werden kann. Der 8 MHz Hollerith Transducer hingegen weist bei 8 MHz einen Widerstand von 52Ω auf. Somit können die Trägerfrequenzen 2 und 8 MHz getestet werden. Ein Funktionstest bei einer Trägerfrequenz von 4 MHz kann durchgeführt werden, jedoch können die Ergebnisse nicht verwendet werden. Der 2,25 MHz Transducer wird bei 2 MHz nicht einschwingen, wodurch diese für die Applikation entfällt.

Printed Circuit Board

Der inverse Bestückungsdruck ist nicht vorhanden, und somit fehlen dem Anwender vorgesehene Informationen, welche für den Betrieb wichtig sind. Durch die nicht zu 100 % umgesetzten Strukturen, können Rückschlüsse auf die Fertigungsqualität kleinerer Strukturen gezogen werden. Durch die Ergebnisse aus Unterabschnitt 7.1.8 wird von diesem Hersteller abgeraten, da für die Realisierung der Filterung feinere Abstände, Strukturen und ein dünneres Basismaterial benötigt werden kann.

Erstinbetriebnahme

Das auftragen der Lötpaste unter Verwendung eines Stencils erweist sich ohne eine Vorrichtung als Ineffektiv. Zudem sah das Lötergebnis des Reflow-Ofens eher schlecht aus. Dabei wird vermutet, dass die aufgedampfte Goldschicht nicht ideal mit der Lötpaste reagiert, da die Temperaturkurve des Ofens an die verwendeten Bauelemente angepasst wurde. Eine Erstinbetriebnahme ist für die Prototypenfertigung unabdingbar, da diese Fehler im Fertigungsprozess aufdeckt. Durch die nachträgliche Montage eines Abwärtswandlers konnte eine Optimierung der Energieeffizienz erzielt werden. Dabei steigt die Komplexität der Spannungsversorgung im Bezug auf die EMI, was sich nachteilig auf die Entwicklung des Systems auswirkt. Die Anordnung der Spannungsversorgungen auf der Platine in unmittelbarer Nähe zu den Verbrauchern ist durchdacht, da dies Spannungsabfälle verringert. Die vorgesehenen Messpunkte erwiesen sich außerdem als sehr praktikabel, da die Messspitzen des Oszilloskops ohne Weiteres befestigen lassen.

LPC4337 und USB

Die Inbetriebnahme des LPC4337 erfolgte ohne Probleme. Das Resultat des Bandbreitentests überzeugte mit einer minimalen Datenübertragungsrate von 32,875 MB/s und einer maximalen Rate von 38,75 MB/s, was auf das Potenzials dieses ICs schließen lässt. Die Portierung der USB Descripitoren und der Methoden von einem LPC1549 auf den LPC4337 konnte schnell realisiert werden. Durch die erhöhte Datenrate musste jedoch das Konzept des USB Buffers und dessen Schreibvorgangs angepasst werden. Dies ist nur teilweise gelungen, da das Potenzial der Applikation nicht überprüft sowie abgeschätzt werden konnte. Der ARM® Cortex®-M0 Kern des LPC4337 wurde bei der Entwicklung nicht genutzt, jedoch kann die Software ohne Codeanpassungen auf diesem implementiert werden.

Nachteilig stellte sich die Bezeichnungen zwischen Pinout und GPIOs da, was zu Fehlern im Layout führte. Für zukünftige Projekte sollte beachtet werden, dass die Bezeichnung Px_x für die Zuweisung von Funktionen und nicht für den GPIO Port und dessen Pin steht. Die von NXP patentierte Peripherie *State Configurable Timer (SCT)* ist nur bedingt für die Applikation verwendbar, da Signalflanken von 32 MHz nicht zuverlässig erkannt werden. Dies kann durch die Verarbeitungszeit der internen Logik bedingt sein, was durch eine Reduzierung des Taktsignals

kompensiert wurde. Eine Verbreitung der parallelen Datenschnittstelle von 8 auf 16 Bit ist nötig, wenn das Potenzial des LPC4337 ausgeschöpft werden soll.

CPLD mit Kommunikation und Peripherieansteuerung

Die Hardwarekonfiguration des MachXO2™ benötigte durch die Unterstützung vieler Standards ein erhöhter Zeitaufwand. Die Ausgangspegel des CPLDs wurden auf 3,3 Volt eingestellt, können jedoch nach auch mit 2,5 Volt betrieben werden, was Optimierungen in Hinblick auf die EMI bietet. Weiterhin wurde vorgesehen, dass der LPC4337 den MachXO2™ mit einen Bitstream überschreiben kann. Dies hat Vorteile, wenn Systemupdates durchgeführt werden. Die implementierte Logik wurde modularisiert und erlaubt eine einfache Überprüfung dieser durch Testbenches, was die Komplexität der Instrumentierung reduziert. Die Logik der erstellten Module setzt sporadisch aus. Dies bezieht sich auf die Übertragung der Parameter, sowie der Aktualisierung dieser im laufenden Betrieb. Die Logik wurde so entwickelt, dass ein schnelles Ändern der ROI durch den Nutzer geschehen kann. Dieses Verhalten kann durch die geschriebenen Testbench nicht nachgewiesen werden, wodurch dieses Verhalten in dieser Arbeit nicht kompensiert werden konnte.

Eine Parametrisierung des Zustandsautomaten ist möglich indem das SPI und das entwickelte Protokoll mit einer Taktgeschwindigkeit von 10 MHz verwendet wird. Weiterhin wird die Peripherie korrekt von dem Zustandsautomaten ansteuert. Die Digitalisierung der RF-Daten erfolgt kontinuierlich und wird in das vorgesehene FIFO geschrieben. Die implementierte parallele Schnittstelle überträgt die RF-Daten des FIFOs in Byte Blöcken bedingt durch die Breite des Busses. Dabei variiert die Byteanzahl um 1 Byte, was einen Shift der 16-Bit Daten im ARM® Cortex®-M4 zur Folge hat. Dieses Verhalten konnte nicht zu 100 % detektiert und kompensiert werden. Es wird jedoch vermutet, dass dieses durch das FIFO bedingt ist, da die Anzahl der Taktsignale pro Frame nicht variieren.

Transmitter

Der Transmitter erfüllt die Anforderungen nicht, da dieser die zu nutzenden Frequenzen nicht konstant und 8 MHz gar nicht treiben kann. Die Hardware weicht soweit von der Simulation ab, dass es in der zu Verfügung stehenden Zeit unmöglich war, einen plausiblen Grund für das Versagen des xDSL Treibers zu finden. Aus wirtschaftlichen und zeitlich Gründen sollten daher Alternativen bevorzugt werden. Weiterhin muss der Transmitter während der Brustphase von dem Receiver entkoppelt werden, da die Induktivitäten des Bandpassfilters die zu sendende Signalform beeinflussen. Dies könnte z.B. durch einen SPDT Schalter erfolgen. Weiterhin gehen die gewählten Wandler in Sättigung, wodurch für diese Alternativen benötigt werden.

Receiver

Der Receiver konnte erfolgreich in Betrieb genommen werden. Das maximal erreichbare SNR beträgt 74,45 dB an den Eingängen des ADCs. Hingegen wurde ein SNR von 69,87 dB bei einer Verstärkung von 13,3 dB gewählt, da der differenzielle Vorverstärker bei der gedachten Verstärkung von 26 dB den SNR auf 59,96 dB senkte. Weiterhin weicht das Filterverhalten von dem gewollten Verhalten ab. Jedoch verstärkt der Receiver Signale um 2 MHz um rund 13 dB, Singale um 4 MHz um rund 11 dB und Singale um 8 MHz um rund 11 dB, was einen Verstärkungsfaktor von 4,4 und 3,5 entspricht.

Bei den Messungen wurde ein erhöhtes Rauschen an den eingespeisten Signal nach Aktivierung des ADCs erkannt. Daher wurden weitere Tests durchgeführt, um die Signalintegrität des Systems und Kopplungen zwischen ADC und Vorverstärker zu erkennen. Diese werden in Unterabschnitt 7.1.8 beschrieben und in Abschnitt 8.2 zusammengefasst.

Signalintegrität und Kopplungen

Die Messungen mit der Nahfeldsonde und dem Spektrum-Analysator ergaben, dass die Platinen durch den 64 MHz Takt und dessen Oberwellen verseucht ist. Jedoch ist dies im Bereich des ADCs logisch, da bei diesem ein Strom mit 64 MHz fließt und ein Magnetfeld aufgebaut wird, welches von der Nahfeldsonde realisiert wird. Der Vergleich der Spektren der Messpunkte zeigte jedoch, dass das 64 MHz Signal stärker als seine Oberwellen gedämpft wird. Dies wurde durch eine Strommesszange, welche Frequenzen bis 1 GHz aufnehmen kann, an der Zuleitung des Systems und an einem USB-, sowie an einem nicht-geschirmten Sondenkabel bestätigt. Ein Ground-Bounce mit 64 MHz und dessen Oberwellen ist die Folge, welche u. a. durch Layout Probleme entstehen und durch Decoupling Kapazitäten kompensiert wird. Da eine Unterdrückung der Frequenzen nicht der Fall ist und die gewählten Kapazitäten einen geringen ESR und ESL aufweisen ist dies auf zu lange Leitungen zwischen Versorgung des ADCs und der Decoupling Kapazitäten zurückzuführen. Eine Kompensation kann nur durch ein neues Layout mit geringeren Leitungsabständen erfolgen.

8.3. Diskussion zur Einhaltung aller Anforderungen

Software- und Hardwareanforderungen

Die Anforderungen an die Energieversorgung sind nach einer Anpassung der ersten Spannungsreduzierung erfolgreich umgesetzt worden. Der integrierte Verpolschutz schützt das System erfolgreich bei verpolten Eingängen und sollte beibehalten werden. Die generierten Spannungen unterliegen keinen Einbrüchen. Der Abstand der Bypasskondensatoren zu den ICs ist zu groß für die bei dieser Applikation vorkommenden Frequenzen und deren Oberwellen. Somit ist das Filterverhalten und die induktive Entkopplung nur bei geringeren Frequenzen gewährleistet.

Dies macht sich durch Brummspannung von ± 5 bis 10 mV der Spannung bemerkbar wie Abbildung 8.1 zeigt. Dieser Effekt reduziert das SNR.

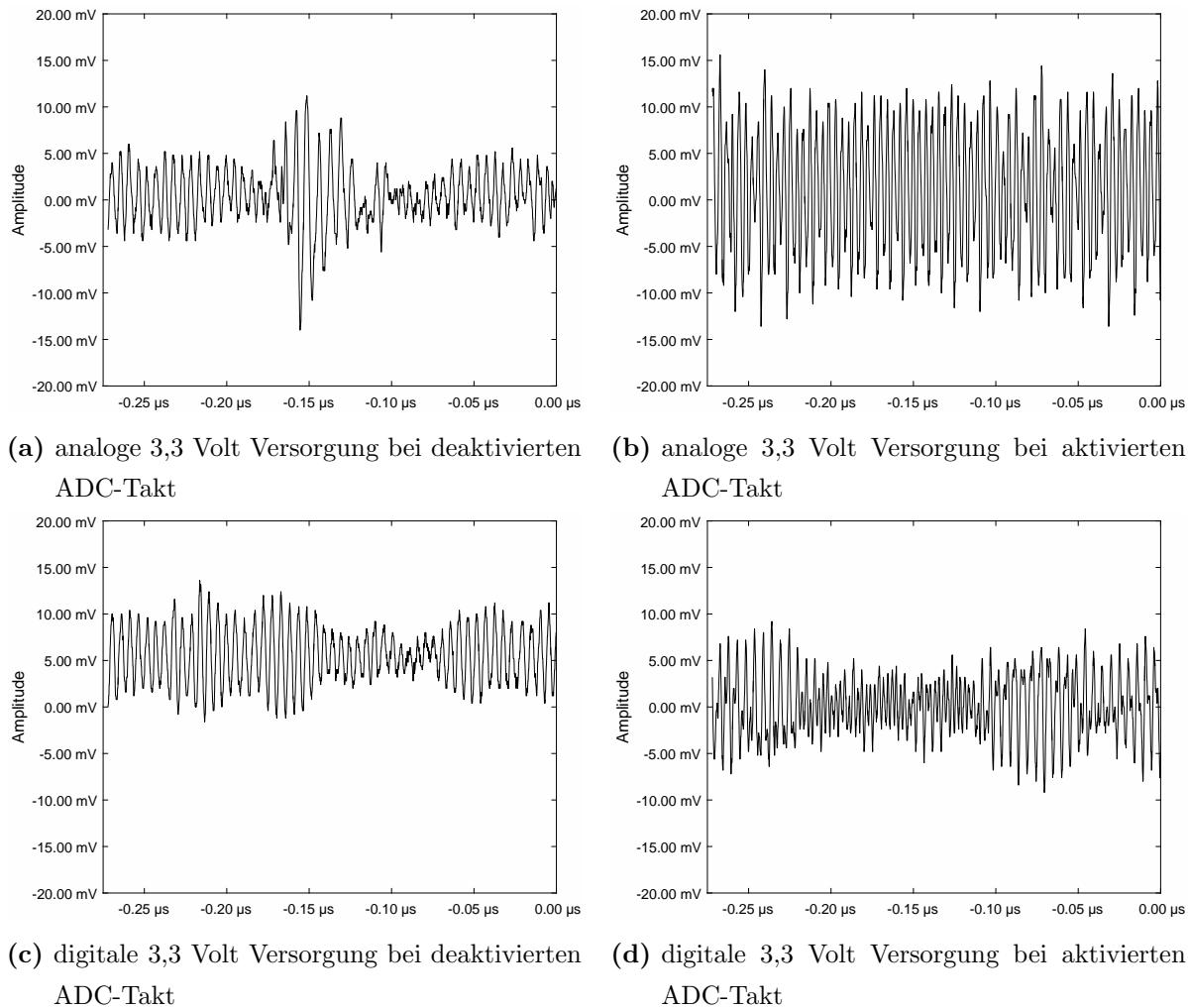


Abbildung 8.1.: Nachweis einer Brummspannung

Es ist davon auszugehen, dass ein Ground-bouncing mit der Taktfrequenz des ADC ICs verursacht wird, da das Filterverhalten mangelhaft ist. Eine Kompensation des Problems kann dabei den möglichen SNR erhöhen wodurch Amplituden im μ V Bereich unterschieden werden können. Die Software- und Hardwareanforderungen wurden teilweise realisiert. Dabei konnten die EMI Richtlinien durch das vorkommende Nachschwingverhalten der Spannungsversorgung nicht eingehalten werden und eine Visualisierung des aktuell angeschlossenen Transducers nicht realisiert.

Systemanforderungen

Das Netzteil GXM60-19A04 ist nach EN60601 zugelassen, wodurch dieses in medizinischen Bereichen genutzt werden kann. Weiterhin besitzt die Platine einen NXP LPC4337, welcher

als Kern einen asymmetrischen ARM® Cortex®-M4/M0 besitzt und ausreichend Reserven für nachträgliche Implementierungen bietet. Die USB-micro Buchse wurde vorgesehen, ist jedoch durch einen Layoutfehler nicht nutzbar und wurde durch eine direkte Anbindung eines USB-Kabels ersetzt. Bei der Montage der USB-micro Buchse muss beanstandet werden, dass diese sehr schwer zu positionieren ist. Ein alternatives Package der Buchse könnte die Montage drastisch vereinfachen.

Benutzeranforderungen

Eine Umsetzung der Benutzeranforderungen erfolgte zielstrebig. Das System besteht aus einer Platine, welche über eine QT-Software angesteuert wird. Dabei ist die QT-Plattform unter Linux Distributionen und Microsoft© Windows® lauffähig. Jedoch können durch die verringerte Funktionsfähigkeit des Transmitters keine Transducer im Frequenzbereich von 2, 4 und 8 MHz betrieben werden. Außerdem konnte aus Zeitmangel keine Demodulierung implementiert werden, wodurch keine I/Q-, sondern RF-Werte übertragen werden. Die implementierten Schnittstellen erlauben 96 I/Q-Werte pro PRF zu übertragen, wodurch die Anforderung der Datenübertragung teilweise realisiert werden konnte.

8.4. Diskussion der Ergebnisse bzgl. der Aufgabenstellung

Durch die Nutzung neuer ICs, welche Reserven für weitere Entwicklungen bereitstellen müssen, verlagerte sich der Schwerpunkt der Arbeit von der Applikation hin zur Hardware und deren Inbetriebnahme. Aus diesem Grund bietet diese Arbeit keinen implementierten Algorithmus zur eindeutigen Emboliedetektion und spricht diese Thematik nicht an. Mit der Inbetriebnahme der neuen ICs und deren Logik, welche die realisierte Software und Schnittstellen beinhaltet, wurde der Grundstein für eine möglichst detailliere Emboliedetektion gelegt, indem die Möglichkeiten des Systems in dieser Arbeit dargestellt sind. Eine Ansteuerung der Transducer konnte durch die mangelhafte Transmitterschaltung nicht realisiert werden, wodurch keine Erfassung von Ultraschallsignalen möglich ist. Die Datenrate für die Übertragung der I/Q-Signale konnte drastisch erhöht und eine GUI-Implementierung ohne M-Mode und Spektrogramm Algorithmen erarbeitet werden.

Das entwickelte System kann als Grundlage für die Weiterentwicklung der Applikation verwendet werden, wenn die Erkenntnisse der Arbeit umgesetzt werden.

8.5. Verbesserungspotentiale und Ausblick

Layout und Hardware

Durch die erhöhten Anforderungen an das Layout und den Abstand der Strukturen können die Thin Quad Flat Package (TQFP) packages durch Ball Grid Array (BGA) packages ersetzt werden. Dies reduziert den benötigten Platz der ICs auf 1/4. Weiterhin kann die Fläche der Platine reduziert werden, was Kosten bei der Massenfertigung spart. Die Komponenten der digitalen Seite können auf einer Lage positioniert werden, wodurch die manuelle Nachbearbeitung der unteren Platinenseite auf ein Minimum reduziert wird. Die bezogene micro-USB Buchse sollte durch eine Buchse mit einer Fixierung ersetzt werden, wodurch diese beim Reflow-Löten nicht verschwimmen kann.

Spannungsversorgung

Die Anordnung der LDOs und das Konzept der Planes ist gut durchdacht. Die Versorgung kann jedoch durch Bulk-Kondensatoren an ausgerechneten Punkten der Platine gestützt und einen Spannungsabfall reduziert werden. Weiterhin kann eine Separierung der Stromversorgung eine parallele Entwicklung der Komponenten begünstigen und somit die Entwicklungszeit gesenkt werden. Der Sternpunkt sollte hingegen auf den Planes liegen und nicht wie realisiert auf der Oberseite der Platine, da dies zu weiteren Induktivitäten führt.

Transmitter

Für den Transmitter stehen drei Alternativen zu Verfügung. Dabei unterscheiden sich diese in der Art der Signalerzeugung.

Für die weitere Verwendung des xDSL Treiber Konzepts wird der LT6300 von Linear Technology empfohlen. Dieser kann mit ± 12 V betrieben werden und liefert bis zu 500 mA bei 200 MHz. Dabei wird der Transformer X8390-A von Coilcraft empfohlen. Für die Eingangssignale des Treibers empfiehlt sich der SMT Splitter ADP-2-1 von Mini-Circuits®. Mit diesem kann eine einfache Anpassung der Verstärkereingänge vorgenommen werden und es wird nur ein Signal benötigt.

Ein weiterer Ansatz verwendet N-MOSFETs für das Treiben der Sonde. Dabei werden die MOSFETs wechselseitig angesteuert und das Potential der Sonde gewechselt. Ein Transformer wie der vorher genannte X8390-A von Coilcraft könnte die Amplitude weiterhin erhöhen. Durch die Nutzung von N-MOSFETs kann eine beliebige Leistung zu Verfügung gestellt werden. Jedoch benötigt man bei einer 8 MHz Trägerfrequenz eine Schaltfrequenz von 16 MHz. Seit 2014 hat NXP N-MOSFETs der Serie NextPowerS3, welche mit dieser Frequenz betrieben werden können.

Supertex Inc (Microchip) bietet für die Applikation ein MOSFET Paar an, welches eine Sonde

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

mit bis zu ± 100 V bei 1 A ($V_{GS} = 4,5$ V) bei einer Schaltfrequenz von 16 MHz betrieben kann. Weitere Hersteller wie Texas Instruments bieten komplette Ultraschall Trasmitter an. Zu nennen ist hierbei der LM96550, welcher 8 Kanäle für unterschiedliche Frequenzen anbietet. Dieser kann Frequenzen bis 15 MHz bei ± 50 V und 2 A bereitstellen und besitzt einen aktiven Dämpfungsglied für das Ausschwingen des Transducers.

Somit ergibt sich eine Vielzahl von Möglichkeiten für die Umsetzung des Transmitters.

Receiver

Da das Ground-Bouncing den Vorverstärker beeinflusst, ist das bestimmte SNR fehlerhaft. Daher ist davon Auszugehen, dass durch eine Kompensation des Effekts das Rauschen des AD8351 reduziert wird und somit der Verstärkungsfaktor erhöht werden kann. Weiterhin sollte die Stabilisierung der Spannungsversorgung optimiert werden, was zu einer Steigerung des SNR führen kann. Eine separater Schirm des Receivers wird empfohlen um diesen vor Einstrahlungen zu schützen. Weiterhin kann ein Blechgehäuse für diesen vorgesehen werden. Für den Signalpfad wird eine Gleichtakt und Gegentakt Optimierung empfohlen wodurch die Störfestigkeit erhöht werden kann.

Logik

Das schreiben der Register sollte überprüft werden, da Werte nur bedingt im Betrieb geändert werden. Daher sollte die Statemachine der Kommunikationslogik im CPLD optimiert werden. Weiterhin muss der Byte-Fehler bei der Übertragung der Frames behoben werden, bevor die Logik der Modulierung implementiert wird. Da die Statemachine wie gewollt arbeitet, kann davon ausgegangen werden, dass die Logik nach der Eliminierung der aufgezeigten Probleme für die Dopplerinstrumentierung genutzt werden kann.

Kommunikation und Datenübertragung

Die Kommunikation zwischen PC und dem ARM[®] Cortex[®]-M4/M0 Kern arbeitet wie gewollt. Für die Synchronisierung muss ein Timerinterrupt implementiert in das LPC4337 implementiert werden, welcher die erhaltenen Daten zyklisch in den Buffer des USB-Controllers schreibt. Damit ist die Schnittstelle zwischen PC und CPLD zu 100 % umgesetzt.

Das Lesen und Schreiben über das SPI funktioniert zuverlässig. Die Datenrate kann durch eine Einstellung erhöht werden, wobei dies als nicht nötig erachtet wird. Die portierte parallele Schnittstelle arbeitet mit fast 16 MByte/s. Dies kann durch eine Busverbreitung gesteigert werden, wodurch die USB Schnittstelle ausgelastet werden kann. Somit kann das Potential des Systems weiterhin gesteigert werden und die Hardware effizient genutzt werden.

Visualisierung und QT-Software

Die Visualisierung der RF-Signal funktioniert. Eine Anpassung der Graphen wurde vorgenommen, wodurch der M-Mode und das Spektrogramm nach Implementierung der Algorithmen dargestellt werden können. Weiterhin wird eine Optimierung der Schaltflächen empfohlen, da diese für die Testzwecke angepasst wurden.

Die bei dieser Arbeit entstandenen Bibliotheken können in anderen Projekten implementiert werden. Für die Oberfläche empfiehlt sich eine Trennung der Logik wodurch die Arbeit erleichtert, sowie Änderungen schnell umgesetzt werden können. Weiterhin wäre eine Implementierung der Oberfläche durch QML sinnvoll, da diese mehr Möglichkeiten für die grafische Gestaltung der Oberfläche bieten.

Kostenreduzierung

Da im Rahmen dieser Arbeit eine Basis für eine Dopplerinstrumentierung entwickelt wurde, und die nötigen Implementierungen der Hard- und Software schwer abzuschätzen waren, entschied man sich für das größte CPLD der Serie MachXO2™ und einen der größten asymmetrischen ARM® Cortex®-M4/M0 MCUs. Diese können nach Bedarf durch kleinere Chips ersetzt werden. So stehen z.B. für den NXP LPC4337 pinkompatible Alternativen mit ARM® Cortex®-M3 Kern (LPC1800 Serie) oder kleinere (LPC4300 Serie) zu Verfügung. Die LUT Anzahl des CPLDs hingegen ist pinabhängig, wodurch ein Redesign nötig ist.

Schlusswort

Ich möchte mich bei allen bedanken, die zu dieser Arbeit beigetragen haben. Besonders möchte ich mich bei meinen betreuenden Professor Herr Prof. Dr.-Ing. Rainer Brucher für die Betreuung und die Überlassung des Themas bedanken. Zudem Herrn Prof. Dr.rer.nat., Magister Artium Roland Münzner, welcher mir selbstlos in den Themengebieten EMI und Signalintegrität zur Seite stand. Des weiteren Herrn Dr.-Ing. Gert Schönfelder für Inspirationen zur Realisierung der Hardware, sowie Herrn Schilling-Kästle für die schnelle Umsetzung des PCB Layouts, der Bestellung der BOM und seiner beispiellosen Unterstützung. Hierbei möchte ich mich auch bei meinen Eltern, meiner Schwester und meiner Freundin Nadine für Ihre Unterstützung sowie das Korrekturlesen der Arbeit bedanken.

Literaturverzeichnis

- [1] W. Pschyrembel, Pschyrembel Klinisches Wörterbuch -, 261st ed. Berlin: De Gruyter, 2004.
- [2] D. M. S. GmbH. (not known) Wells-score. [Online]. Available: <http://flexikon.doccheck.com/de/Wells-Score>
- [3] E. M. L. Chung, Transcranial Doppler Embolus Detection: A Primer, Maney Publishing (c) British Medical Ultrasound Society, Department of Medical Physics, University Hospitals of Leicester, Leicester, UK, <http://www.maneyonline.com>, 2006. [Online]. Available: <http://www.maneyonline.com/doi/pdfplus/10.1179/174313406X150122>
- [4] S. Stemplewitz, “Entwicklung eines digitalen ultraschall multigate-dopplers zur intravasalen bestimmung des hämatokritwertes,” Bachlor Thesis, Hochschule Ulm, September 2012.
- [5] A. Rehn, “Entwicklung eines digitalen standalone ultraschall-multigate-doppler-systems,” Bachlor Thesis, Hochschule Ulm, Januar 2014.
- [6] P. D. D. Suter, “Ultraschall,” Universität Dortmund, 2006. [Online]. Available: http://e3.physik.uni-dortmund.de/~suter/Vorlesung/Medizinphysik_06/8_Ultraschall.pdf
- [7] ——, “Ultraschall,” Universität Dortmund, 2009. [Online]. Available: http://e3.physik.uni-dortmund.de/~suter/Vorlesung/Medizinphysik_09/8_Ultraschall.pdf
- [8] ——, “Ultraschall,” Universität Dortmund, 2010. [Online]. Available: http://e3.physik.uni-dortmund.de/~suter/Vorlesung/Elektronik_SS10/Skript/12_Sensoren.pdf
- [9] A. Gemignani. (not known) Agnieszka’s physics e-portfolio. [Online]. Available: <https://sites.google.com/site/agnieszkasphysicseportfolio/artifact-5>
- [10] P. D. R. Brucher, Ultraschall und Theragnostik, Ultraschall in Thera(pie) und (Dia)gnostik, 1st ed., Prof. Dr. Rainer Brucher, Hochschule Ulm, University of Applied Sciences, Ulm Germany, Frebruary 2015. [Online]. Available: https://fs.hs-ulm.de/public/brucher/Ultraschall/UltraschallDiagnostikSkript_SS15_red.pdf
- [11] D. M. Hufschmid, Mischer, 1st ed., Fachhochschule Nordwestschweiz, Fachhochschule Nordwestschweiz, <http://www.informationsuebertragung.ch/indexMischer.html>, October 2008. [Online]. Available: <http://www.informationsuebertragung.ch/Extras/Mischer.pdf>
- [12] A. Limited, “Altium desinger,” Altium Limited, 2015. [Online]. Available: <http://www.altium.com/altium-designer/overview>

- [13] L. Technology, “Ltpspice iv,” Linear Technology, Semptember 2015. [Online]. Available: <http://www.linear.com/designtools/software/>
- [14] lpcpresso support, “Lpcpresso 7.6.2,” lpcware, 2014. [Online]. Available: <http://www.lpcware.com/lpcpresso/home>
- [15] 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
- [16] 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
- [17] 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>
- [18] S. P. Electronics. (not known) Internal medical power supplies. [Online]. Available: <http://www.slpower.com/products/internal-medical-power-supplies/overview.html>
- [19] Micrel, MIC4680, 1A 200kHz SuperSwitcher Buck Regulator, 1st ed., Micrel, Micrel, www.micrel.com, March 2008. [Online]. Available: http://www.micrel.com/_PDF/mic4680.pdf
- [20] A. Devices, ADP7104, 20 V, 500 mA, Low Noise, CMOS LDO, h ed., Analog Devices, Analog Devices, www.ti.com, Mai 2012. [Online]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADP7104.pdf>
- [21] T. Instruments, TPS2114A/TPS2115A, AUTOSWITCHING POWER MUX, sbvs044f ed., Texas Instruments, Texas Instruments, www.ti.com, Mai 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/sbvs044f/sbvs044f.pdf>
- [22] A. Devices, AD8018, 5 V, Rail-to Rail, High-Output Current, xDSL Line Drive Amplifier, 1st ed., Analog Devices, Analog Devices, www.analog.com, 2000. [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8018.pdf
- [23] C. Inc., Surface Mount Wideband RF Transformers, Document 591-1, Coilcraft Inc., Coilcraft Inc., http://www.coilcraft.com, 2014. [Online]. Available: <http://www.coilcraft.com/pwb.cfm#table>
- [24] Infineon, BAT64..., Infineon, Infineon, www.Infinion.com, Januar 2014. [Online]. Available: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAT64SERIES-DS-v01_01-en.pdf?fileId=db3a304314dca3890115191757980ead

- [25] 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
- [26] ——, 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
- [27] 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>
- [28] ——, 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>
- [29] NXP, LPC435x/3x/2x/1x, Product data sheet, 5th ed., NXP, NXP, www.nxp.com, April 2015. [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/LPC435X_3X_2X_1X.pdf
- [30] ——, UM10503, LPC43xx ARM Cortex-M4/M0 multi-core microcontroller User manual, 1st ed., NXP, NXP, www.nxp.com, Frebruary 2015. [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/user_manual/UM10503.pdf
- [31] E. Eichhammer, “Qcustomplot 1.3.0,” <http://www.qcustomplot.com/>, December 2014. [Online]. Available: <http://www.qcustomplot.com/>
- [32] B. Swift, “kiss_fft,” https://github.com/benswift/kiss_fft, 2013. [Online]. Available: https://github.com/benswift/kiss_fft
- [33] <http://www.libusb.org/>, “libusb-1.0.9,” <http://www.libusb.org/>, April 2012. [Online]. Available: <http://www.libusb.org/>
- [34] A. of Indian Academy of Neurology. (2013) Pmd screen - mca flow. [Online]. Available: http://www.annalsofian.org/viewimage.asp?img=AnnIndianAcadNeurol_2013_16_2_174_112460_f3.jpg
- [35] nxpusplib team, “nxpusplib v0.98,” <http://www.lpcware.com>, September 2012. [Online]. Available: <https://www.lpcware.com/content/nxpfile/nxpusplib-v098>

A. Testergebnisse

A.1. Impedanz-Frequenzdiagramme der vorhandenen Sonden

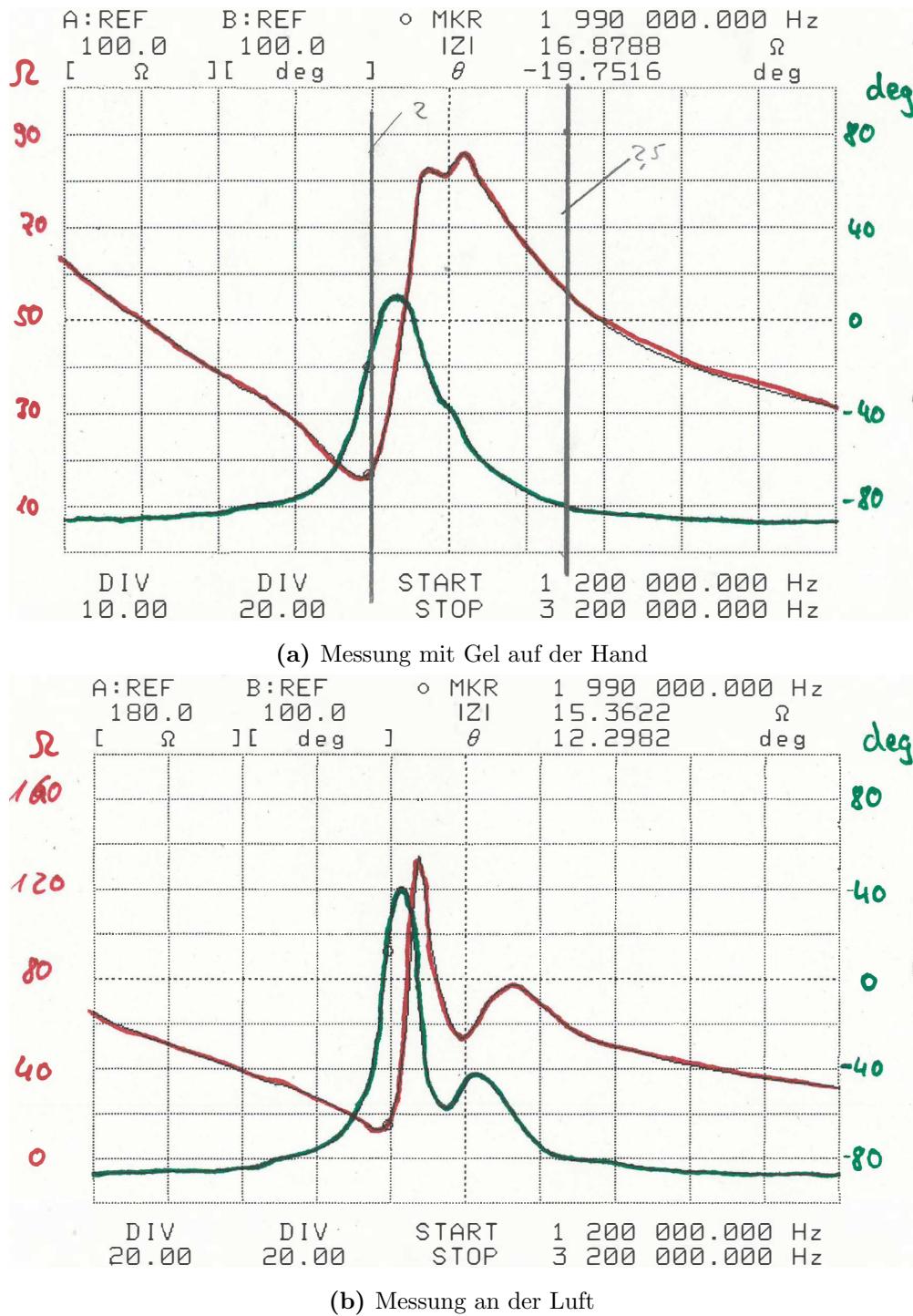


Abbildung A.1.: 2 MHz Feroperm Piezoelement mit Kupferhülse und geklebter Linse

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

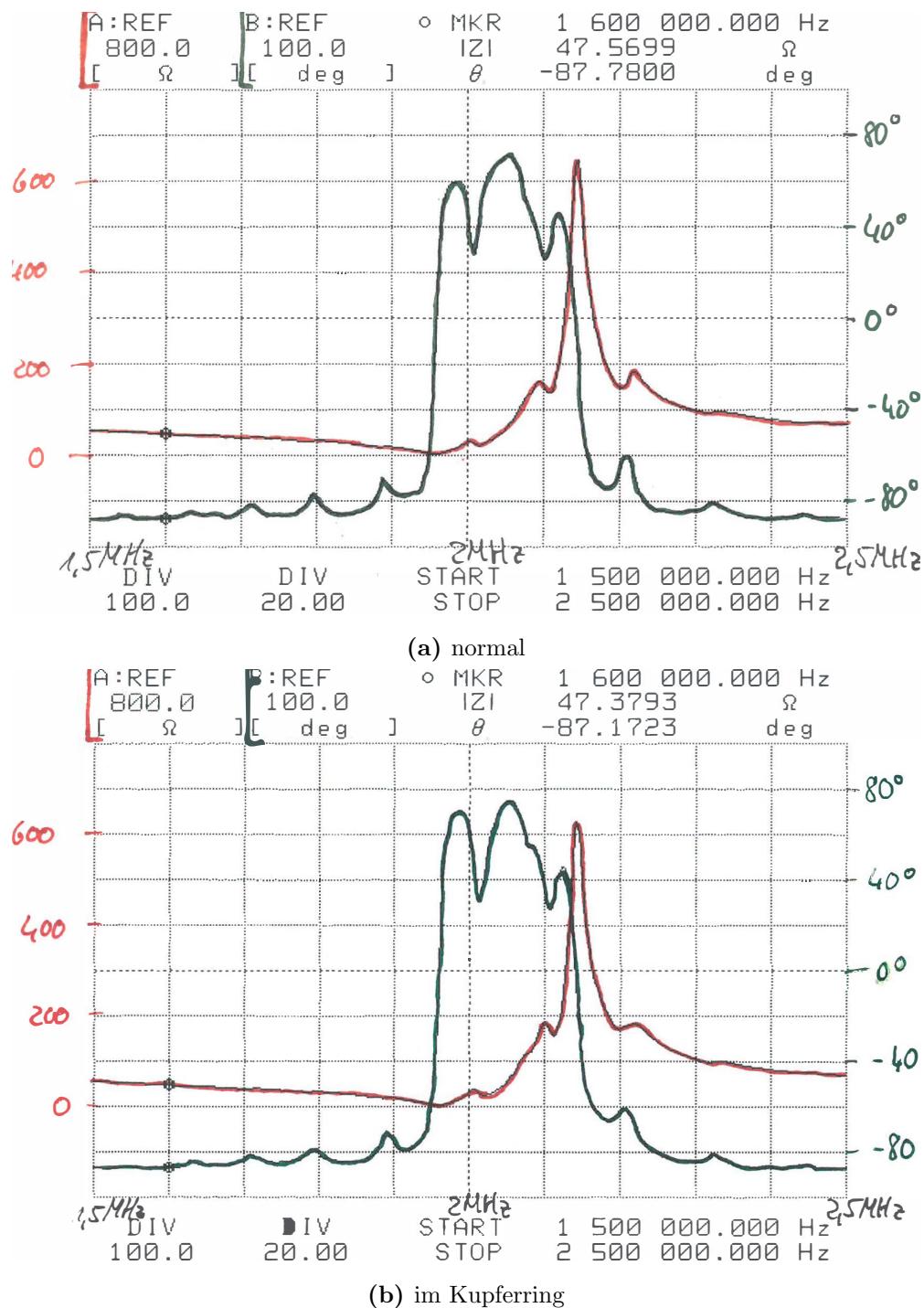
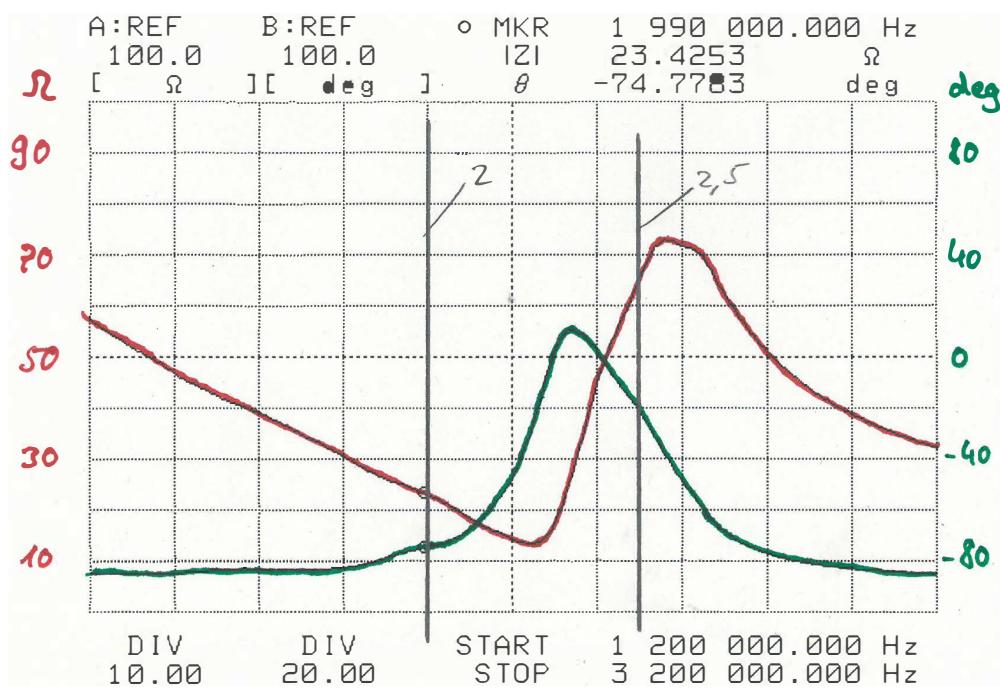
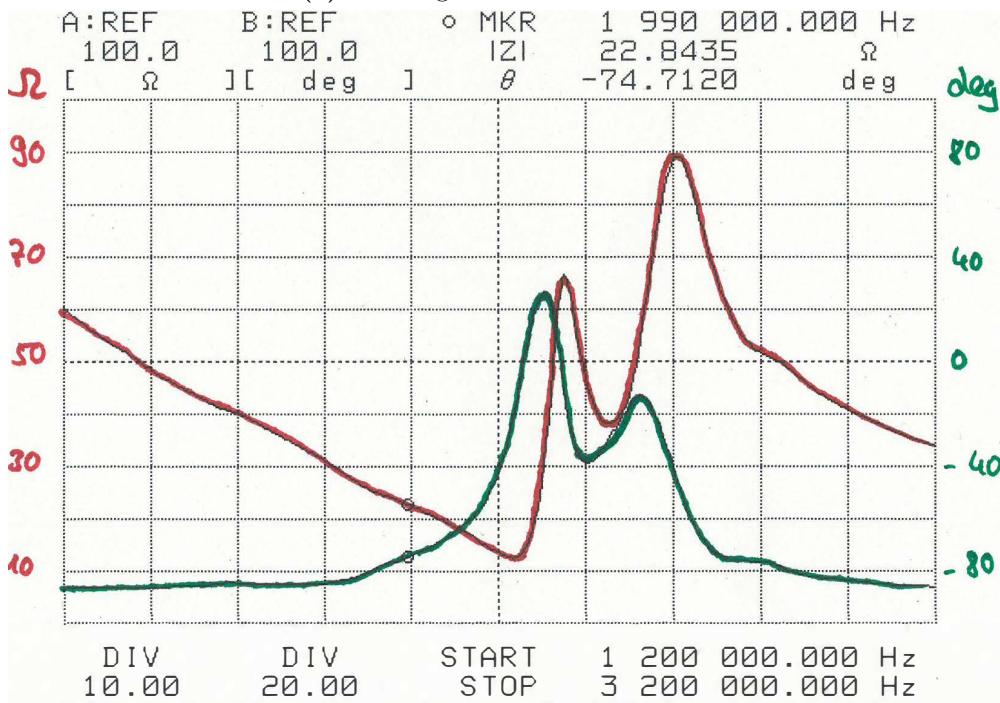


Abbildung A.2.: 2 MHz Kristall an der Luft

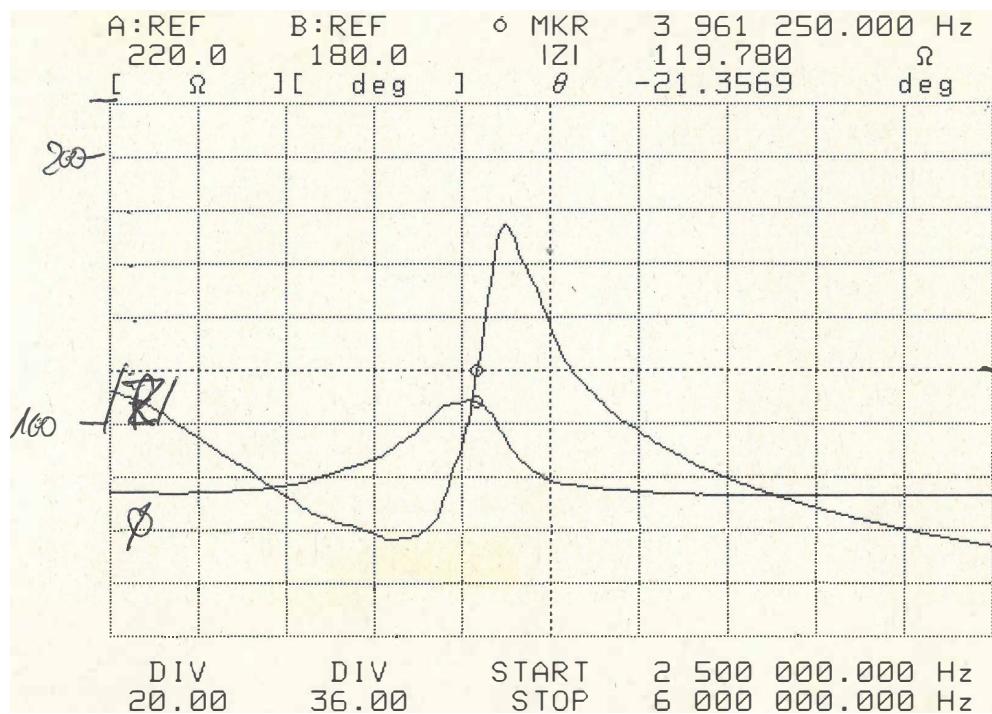


(a) Messung mit Gel auf der Hand

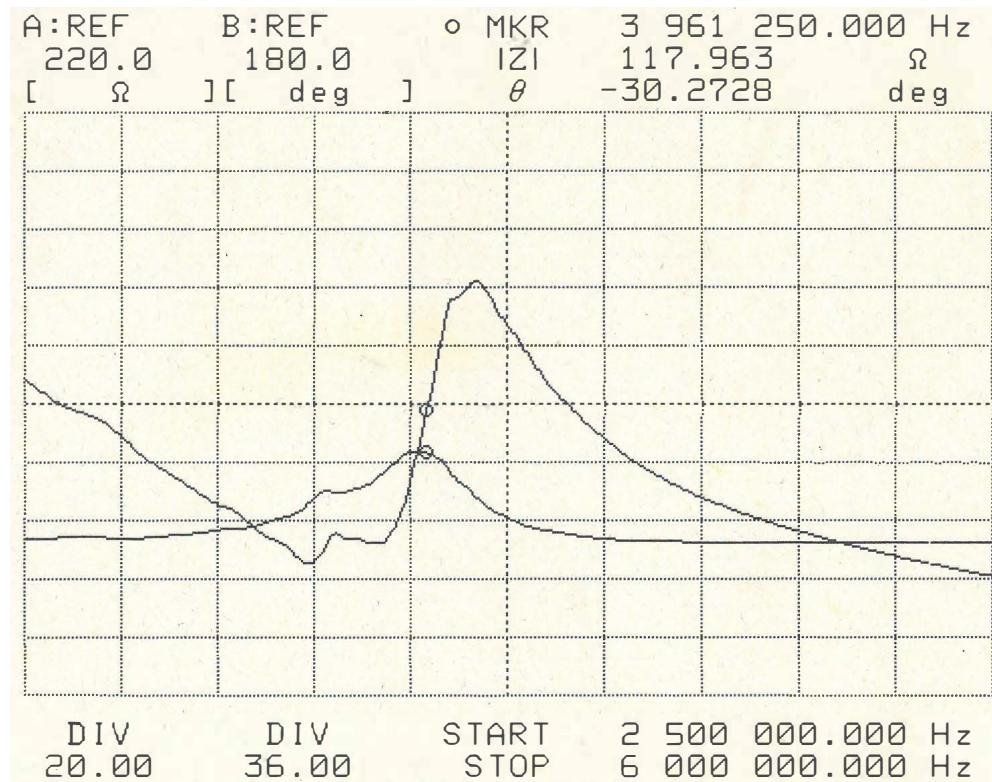


(b) Messung an der Luft

Abbildung A.3.: 2,25 MHz Feroperm Piezoelement mit Kupferhülse und geklebter Linse



(a) schwarz



(b) weiß

Abbildung A.4.: 4 MHz Hollerith Sonde

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf

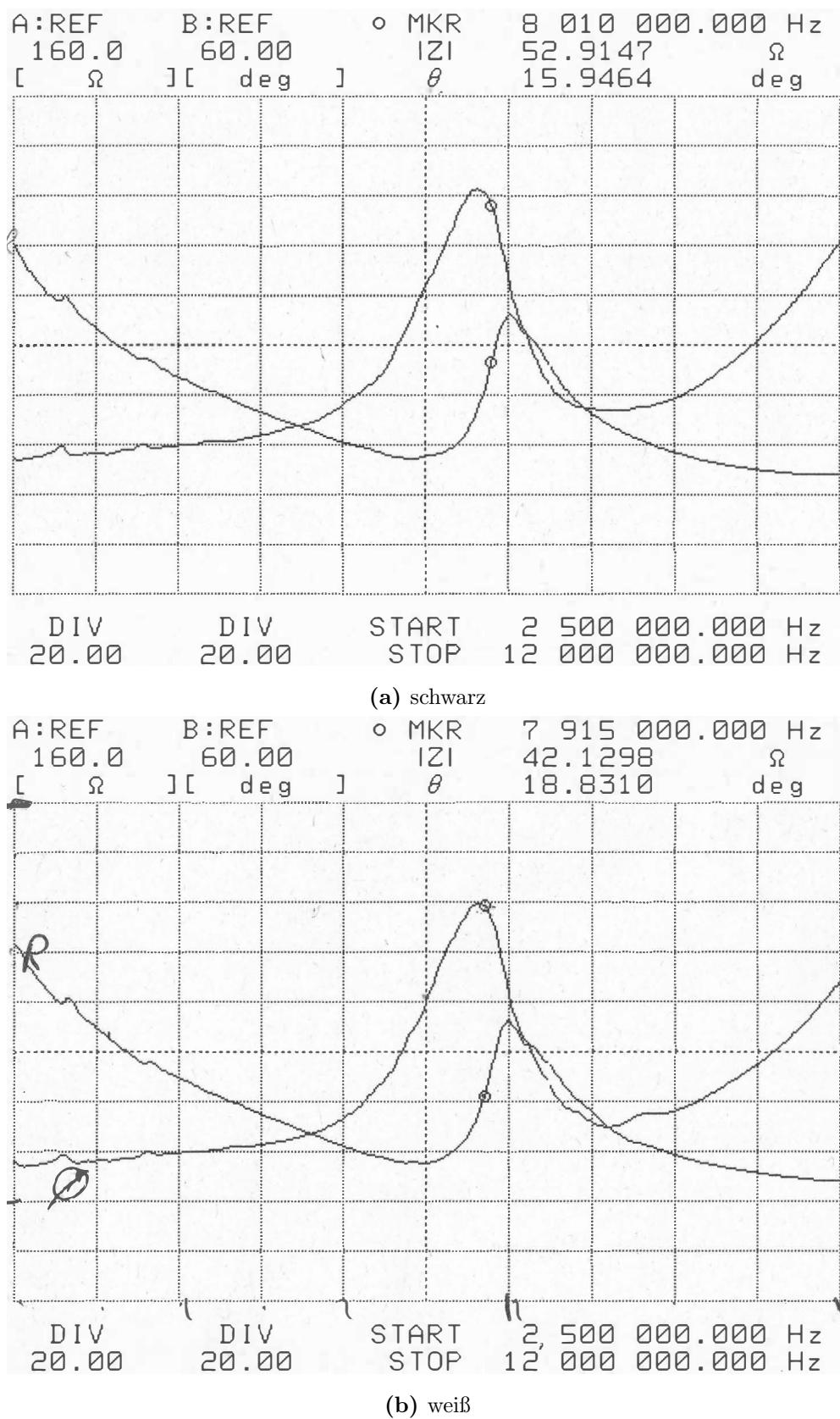
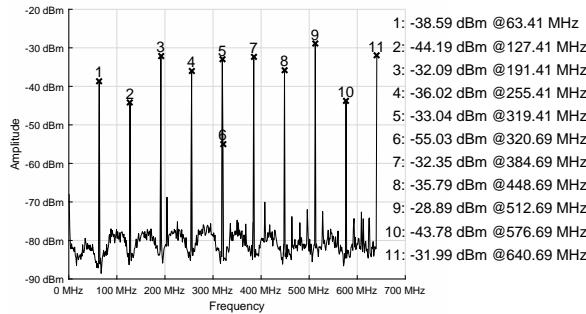
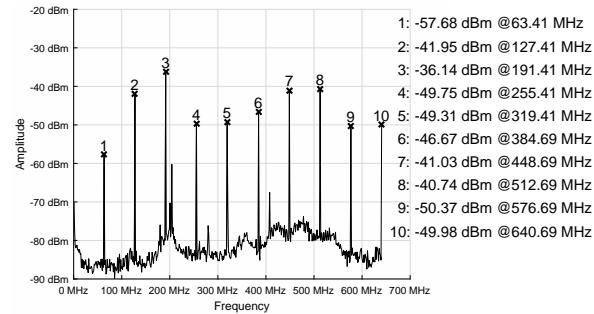


Abbildung A.5.: 8 MHz Hollerith Sonde

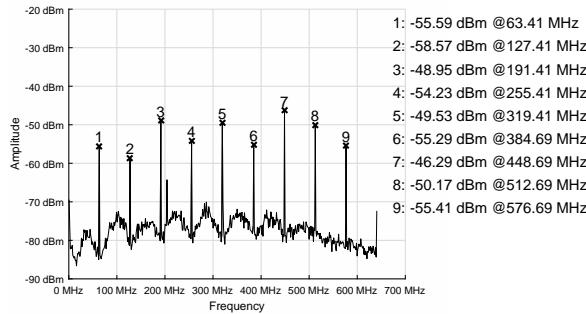
A.2. Signalintensitätsmessung auf Übersprechen mit Nahfeldsonde



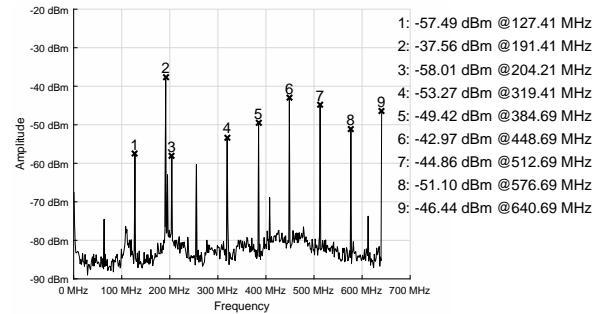
(a) Oberseite - Sonde über geschildeter ADC Takteleitung



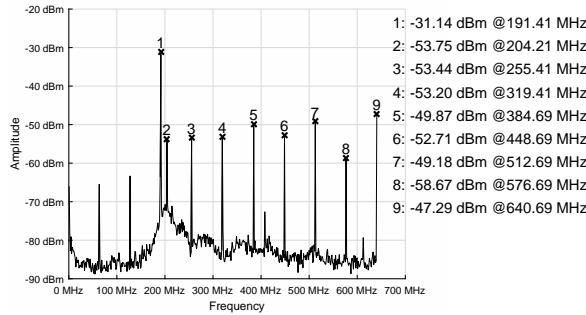
(b) Oberseite - Sonde über Schild-Massefläche nahe ADC



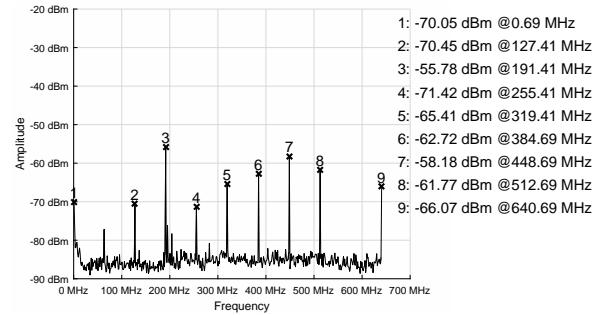
(c) Oberseite - Sonde über digitaler Massefläche zwischen ADC-Datenleitungen



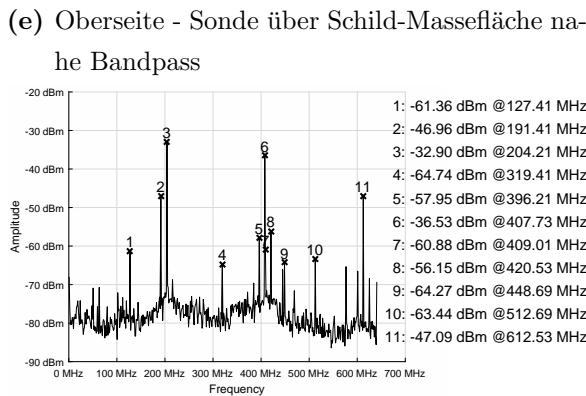
(d) Oberseite - Sonde über analoger Massefläche bei Bandpass



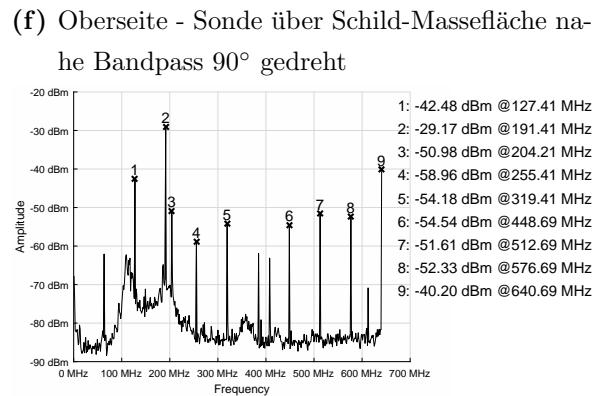
(e) Oberseite - Sonde über Schild-Massefläche nahe Bandpass



(f) Oberseite - Sonde über Schild-Massefläche nahe Bandpass 90° gedreht

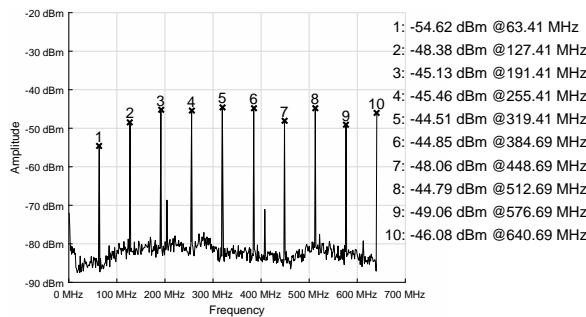


(g) Oberseite - Sonde an linker oberer Ecke des LPC4337

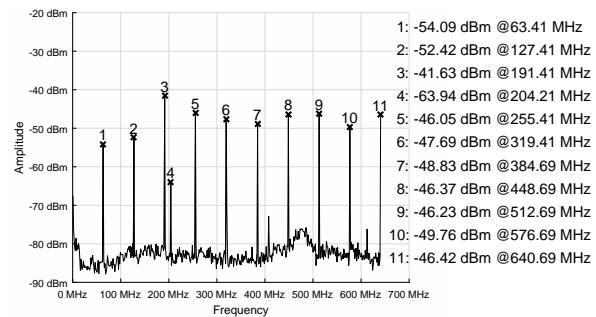


(h) Oberseite - Sonde über digitaler Massefläche zwischen Antiparallelen Dioden D3 und U3

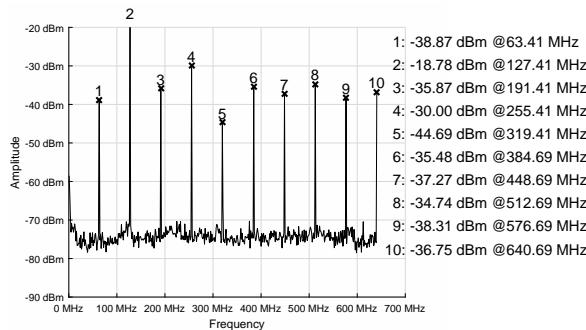
Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf



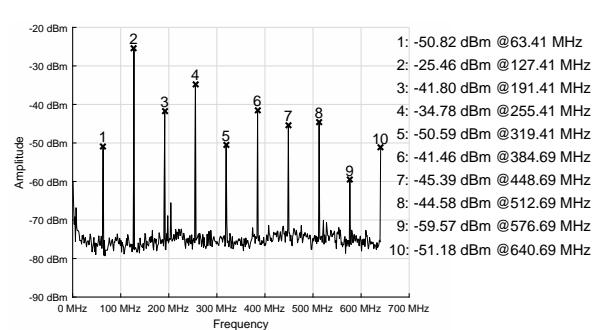
(i) Oberseite - Sonde nach Vorverstärker unterhalb der Testpunkte



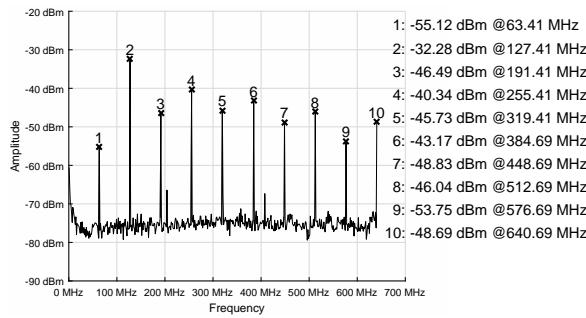
(j) Oberseite - Sonde nach Vorverstärker oberhalb der Testpunkte



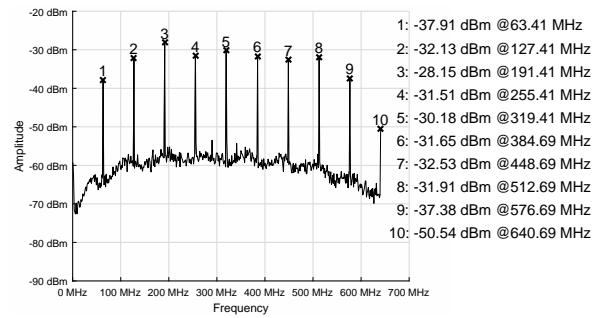
(k) Oberseite - Sonde oberhalb des rechten ADC-Eingangs



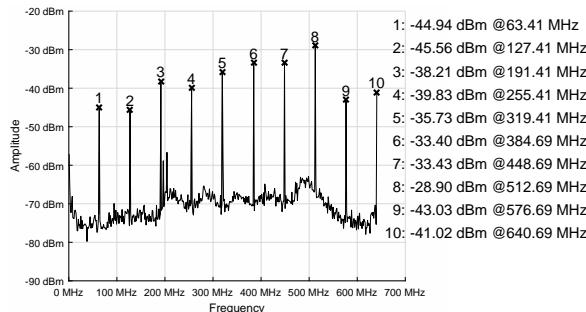
(l) Oberseite - Sonde an unterer linker Ecke des ADC (analoge Seite)



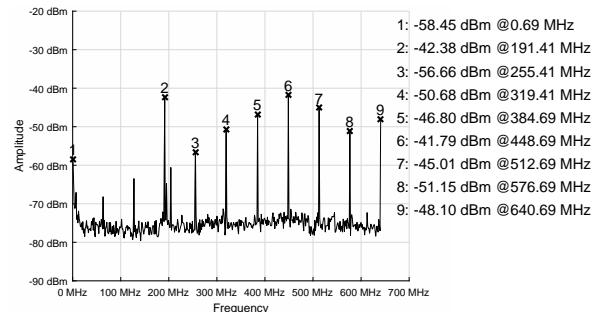
(m) Oberseite - Sonde an oberer linker Ecke des ADC (analoge Seite)



(n) Oberseite - Sonde an oberer rechter Ecke des ADC (digitale Seite)

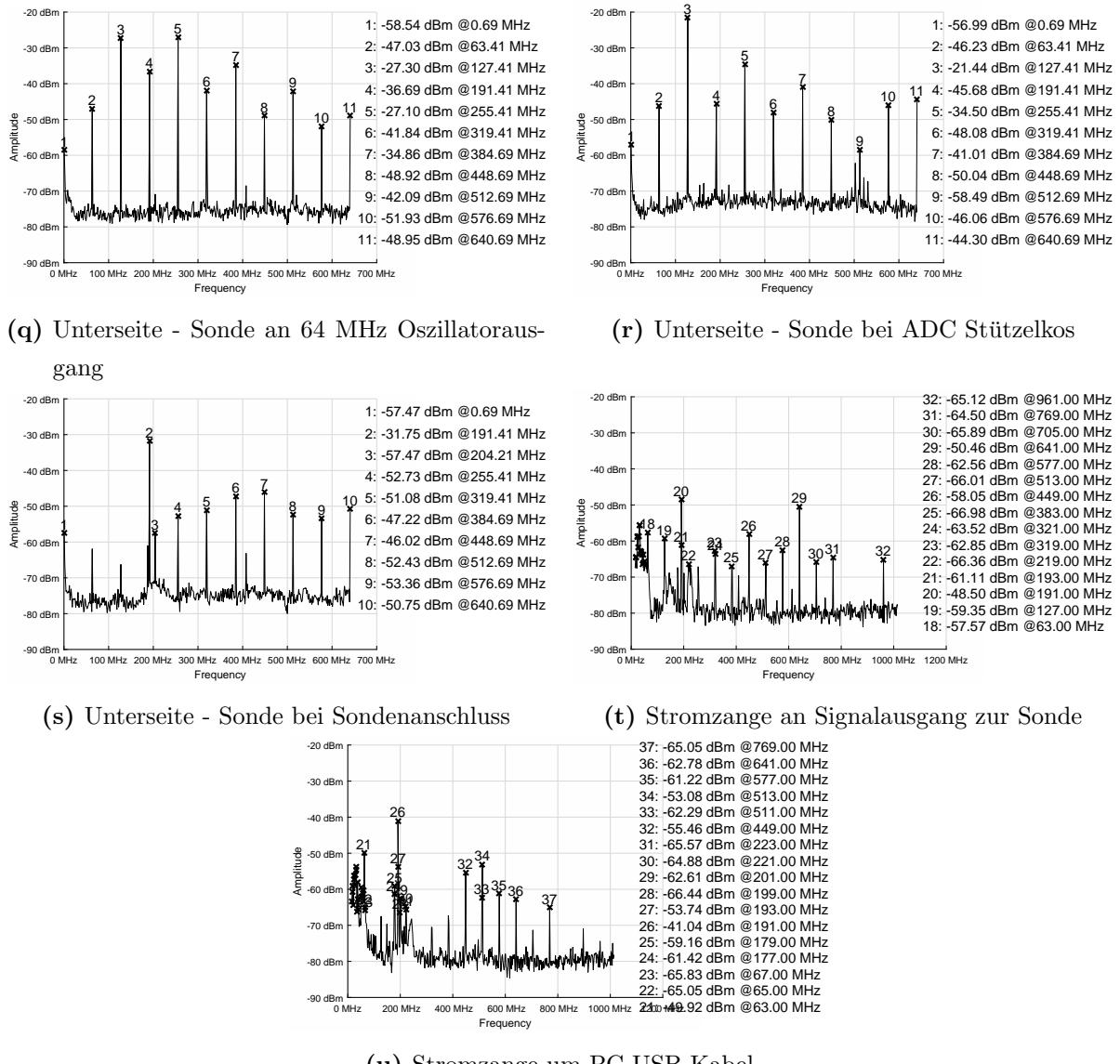


(o) Oberseite - Sonde an LNA vor Ferrit



(p) Oberseite - Sonde an LNA nach Ferrit

Entwicklung einer Dopplerinstrumentierung zur Detektion von Luftembolien in einem künstlichen Blutkreislauf



(u) Stromzange um PC USB-Kabel

Abbildung A.6.: Signalintegrität

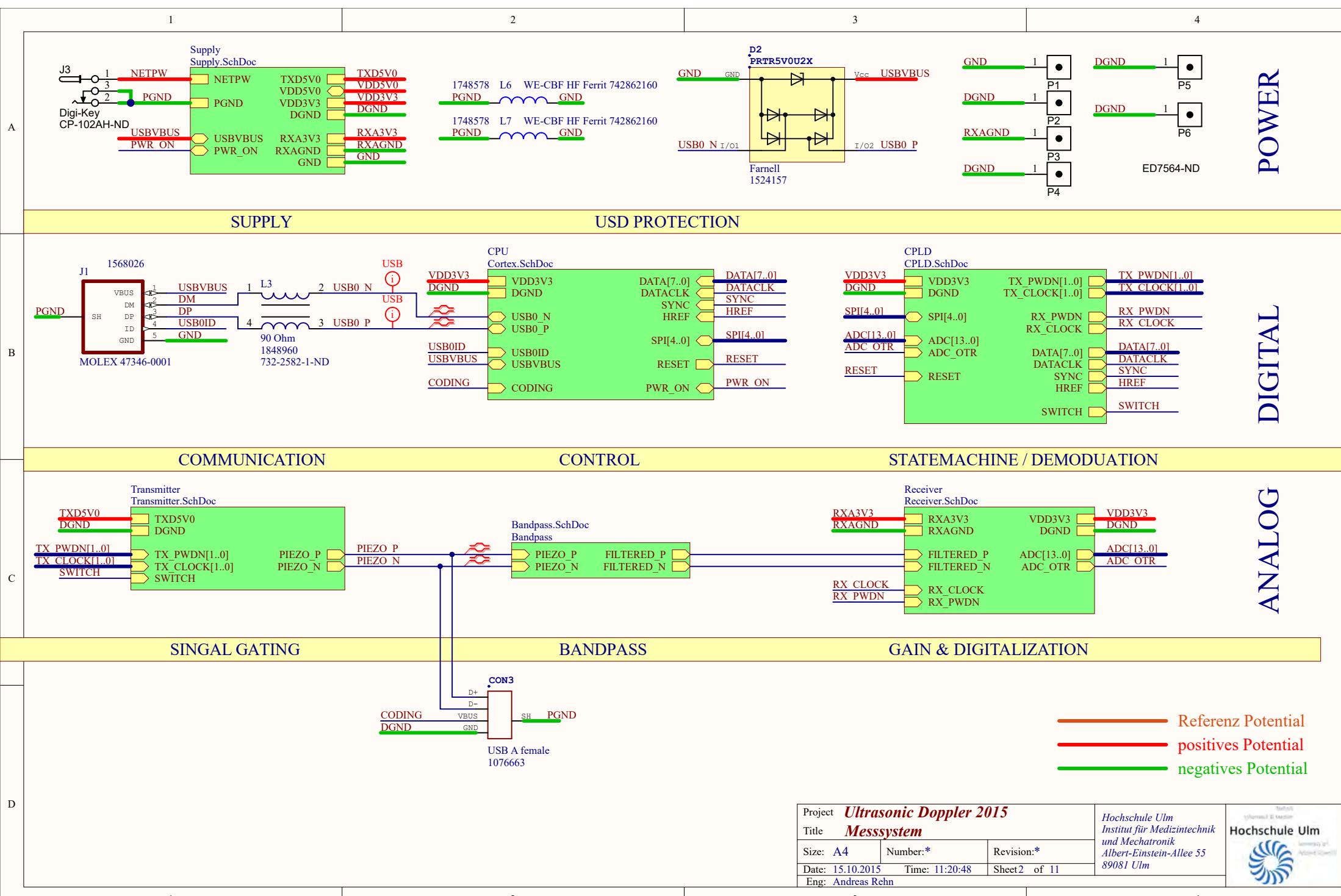
B. Schaltplan und Layout

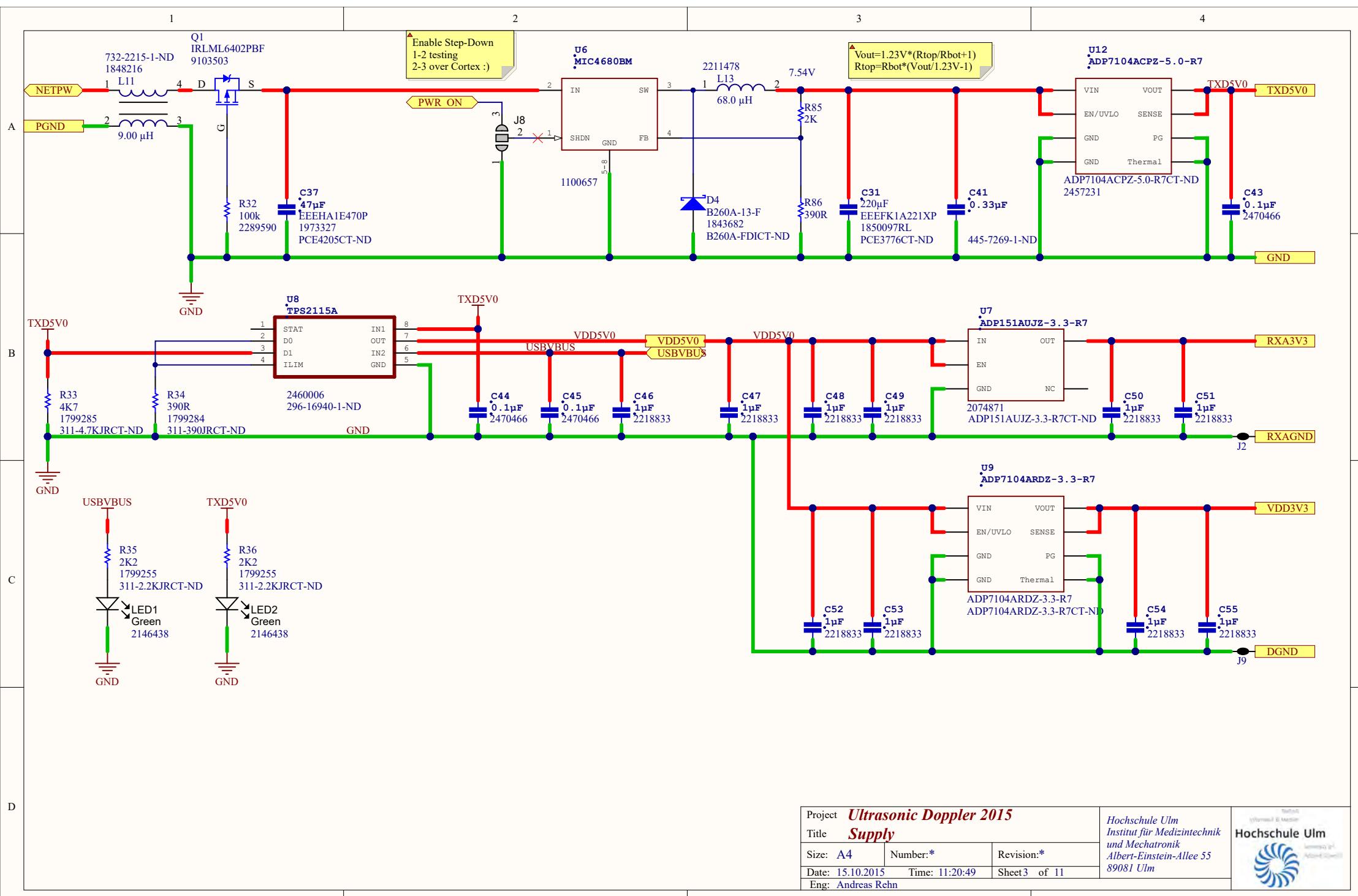
B.1. Schaltplan

POWER

DIGITAL

ANALOG





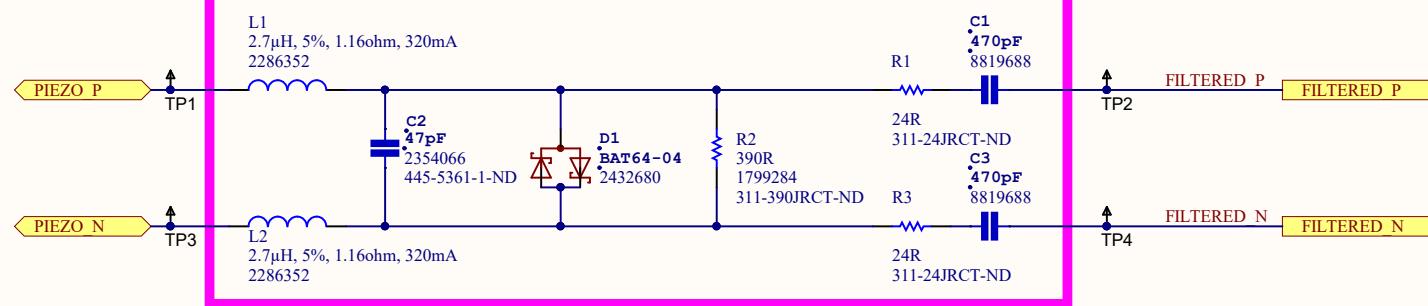
A

A

$f_{\text{low}}=140 \text{ kHz}$
 $f_{\text{high}}=9,8 \text{ MHz}$
 $D_{\text{max}}=1.4 \text{ dB @ 8 MHz}$
 $D_{\text{min}}=0 \text{ dB @ 1,2 MHz}$

B

B



C

C

D

D

Project ***Ultrasonic Doppler 2015***
 Title ***Bandpass***

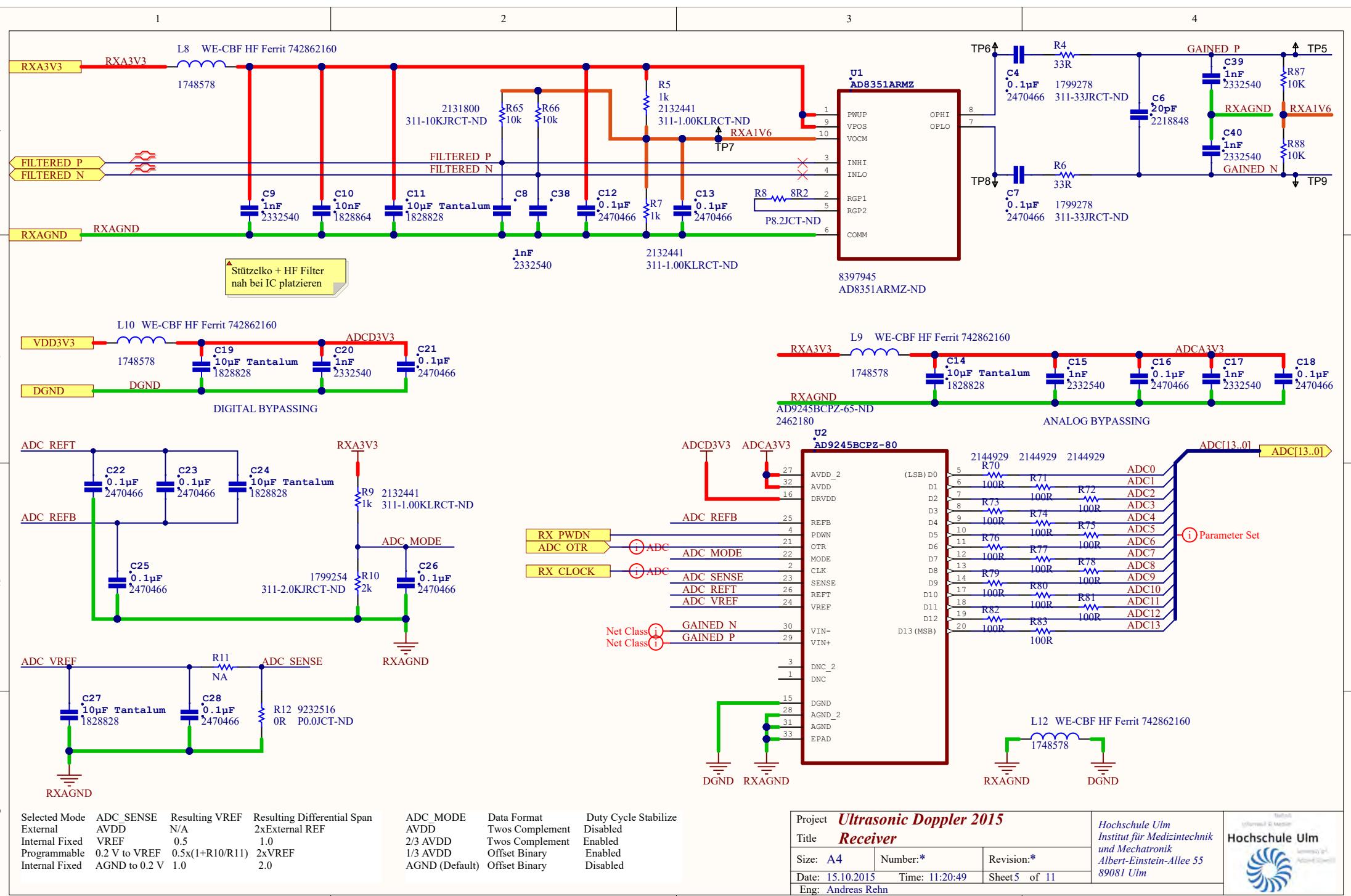
Size: A4	Number:*	Revision:*
----------	----------	------------

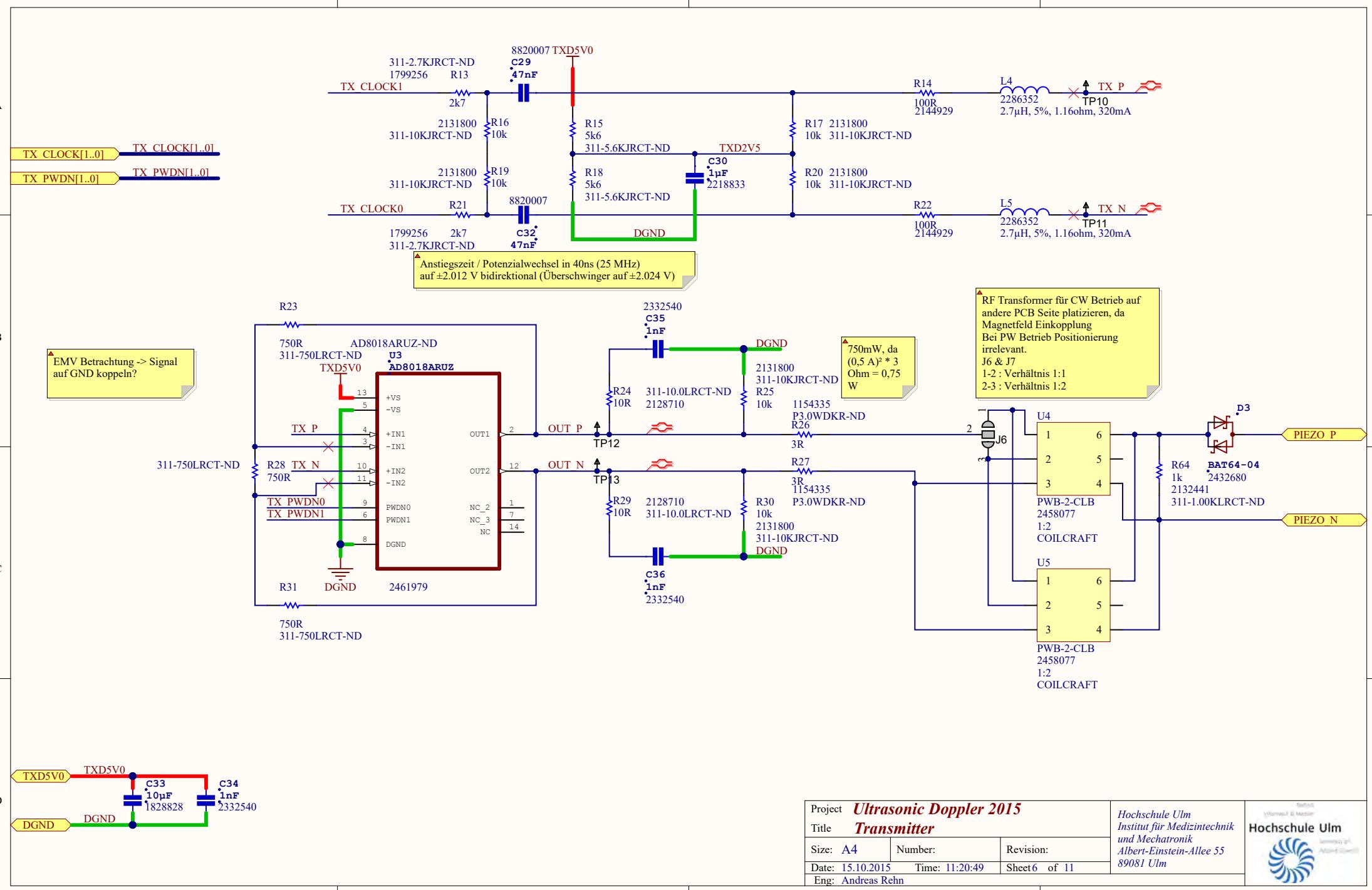
Date: 15.10.2015	Time: 11:20:49	Sheet 4 of 11
------------------	----------------	---------------

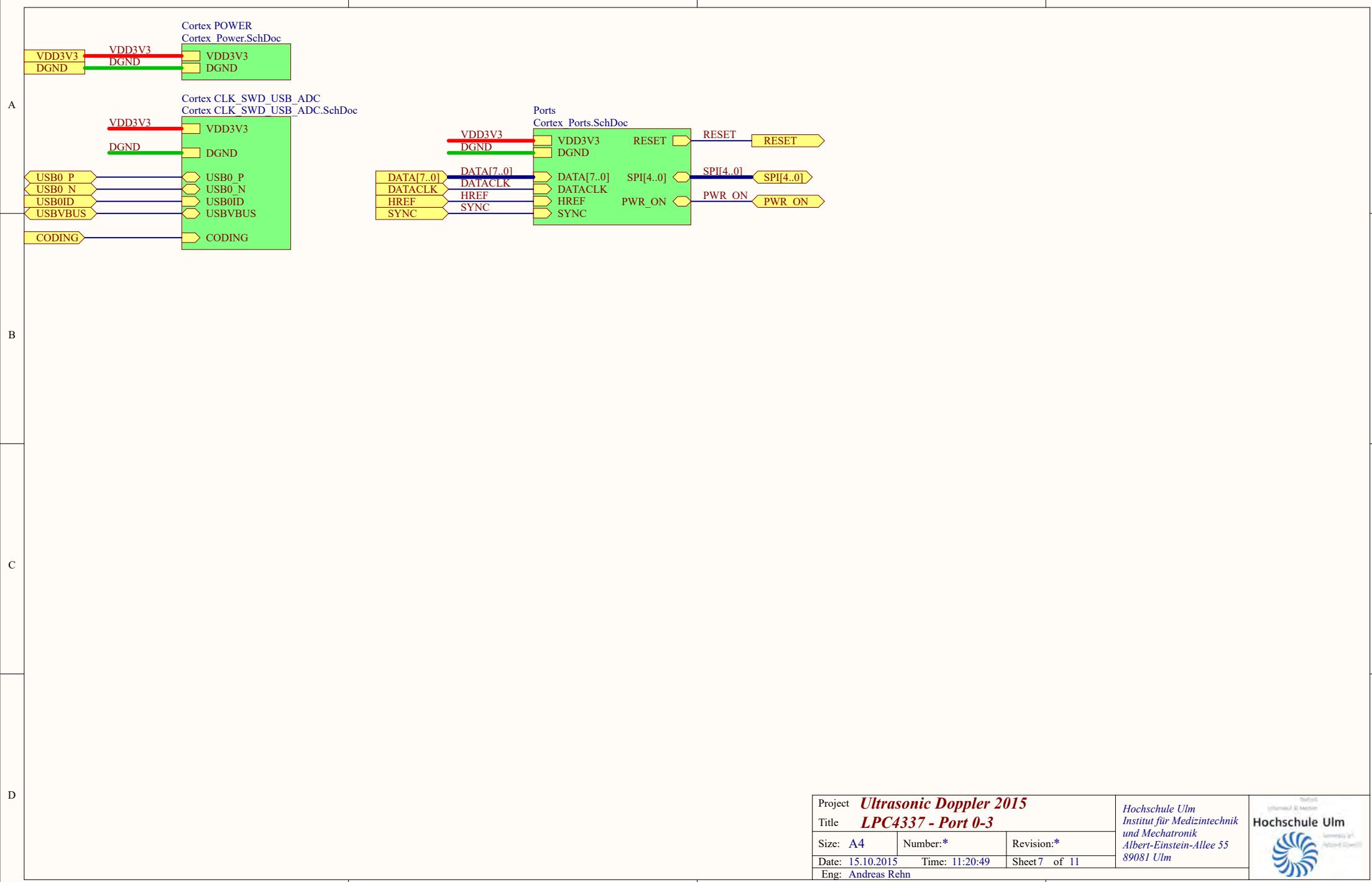
Eng: Andreas Rehn

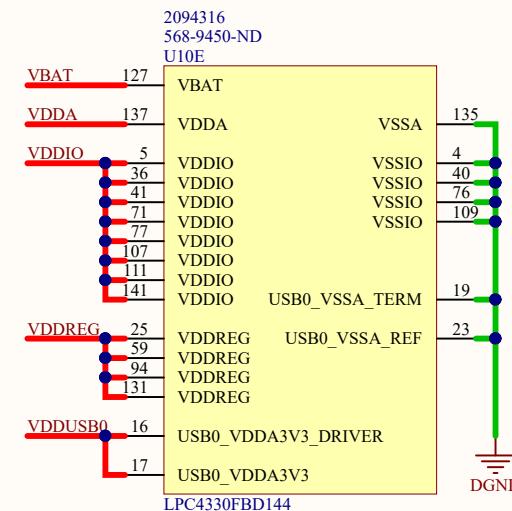
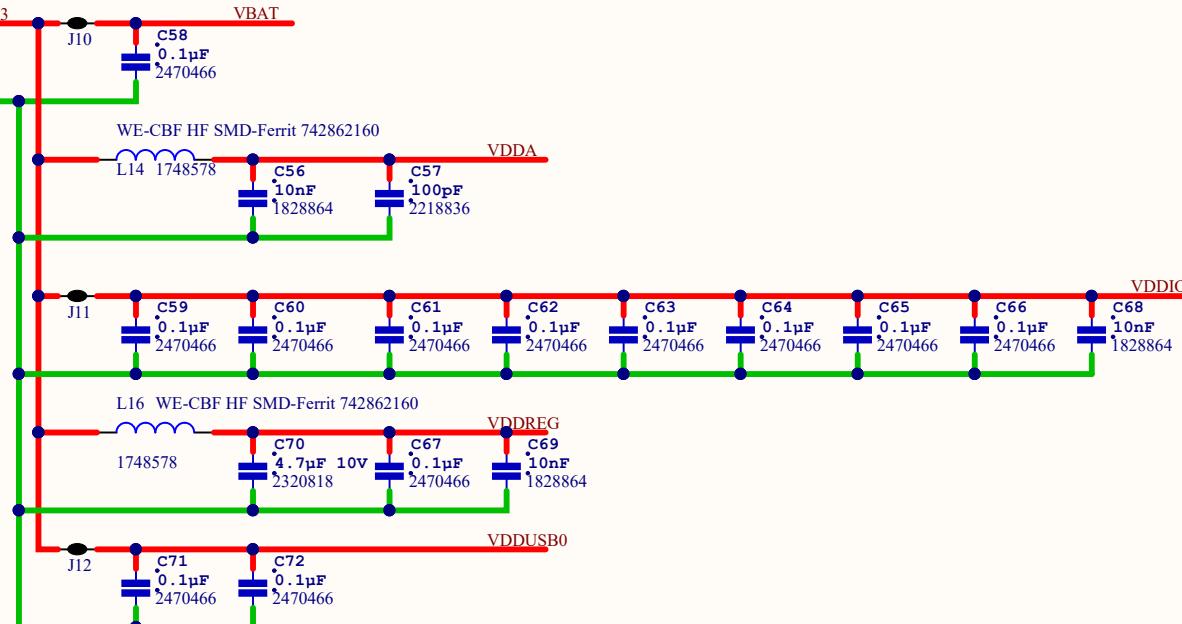
Hochschule Ulm
 Institut für Medizintechnik
 und Mechatronik
 Albert-Einstein-Allee 55
 89081 Ulm

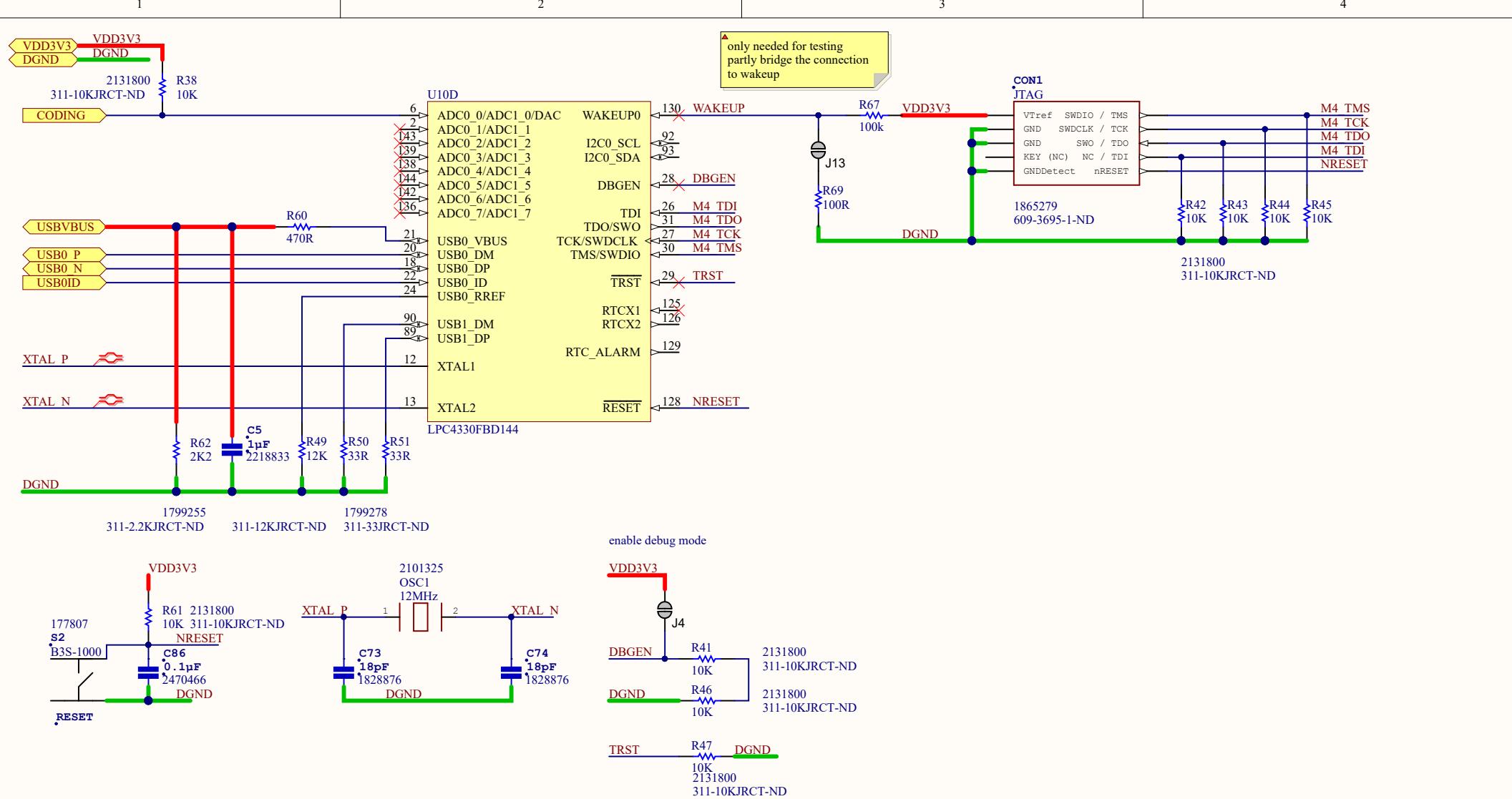








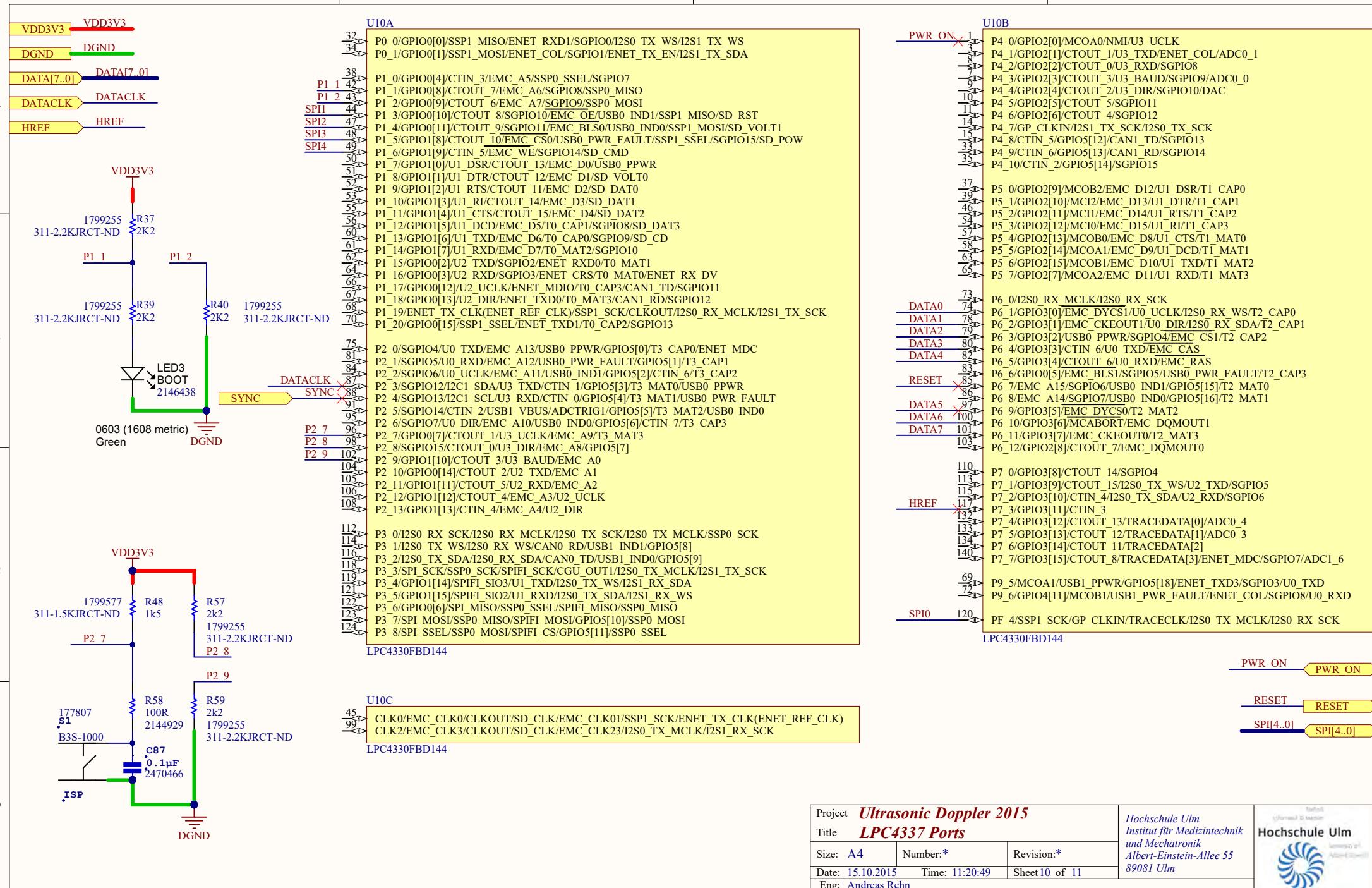




Project	<i>Ultrasonic Doppler 2015</i>	
Title	<i>LPC4337 - CLK/SWD/USB1</i>	
Size:	A4	Number:*
Date:	15.10.2015	Time: 11:20:49
Eng:	Andreas Rehn	
	Sheet	9 of 11

*Hochschule Ulm
Institut für Medizintechnik
und Mechatronik
Albert-Einstein-Allee 55
89081 Ulm*





Project *Ultrasonic Doppler 2015*

Title *LPC4337 Ports*

Size: A4 | Number: * | Revision: *

Date: 15.10.2015 | Time: 11:20:49 | Sheet 10 of 11

Eng: Andreas Rehn

Hochschule Ulm
Institut für Medizintechnik
und Mechatronik
Albert-Einstein-Allee 55
89081 Ulm



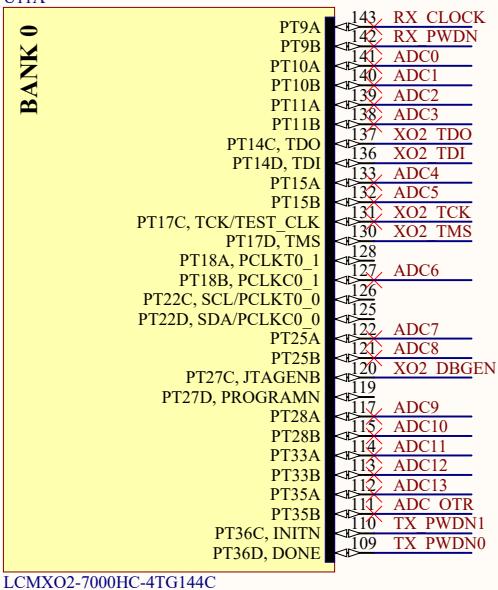
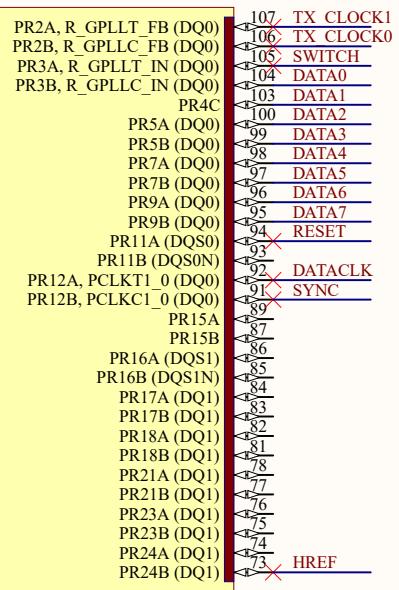
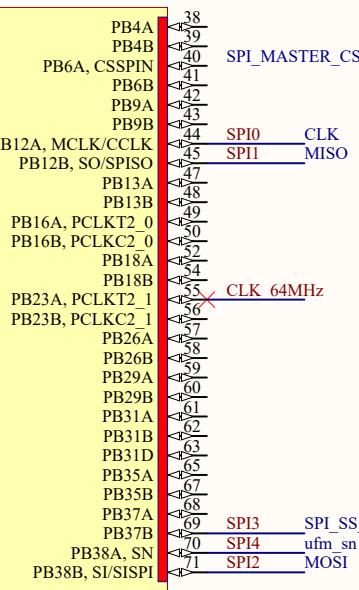
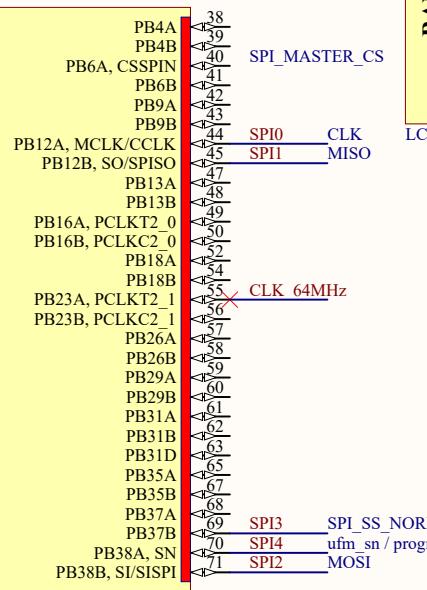
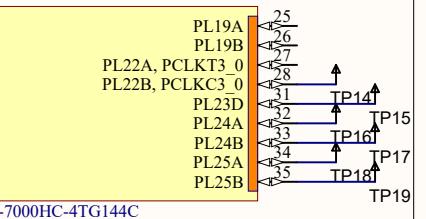
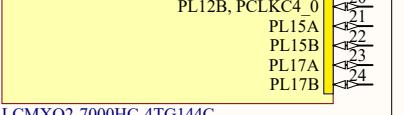
1

2

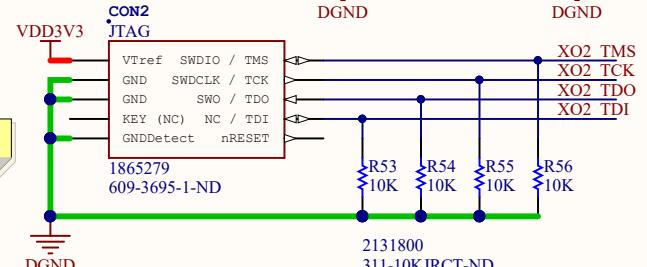
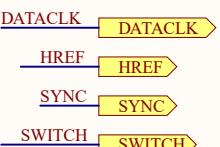
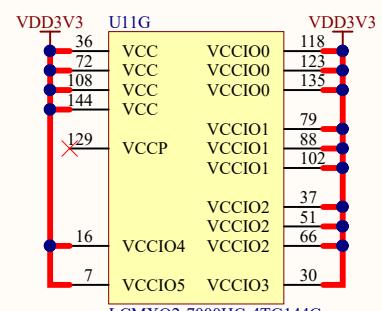
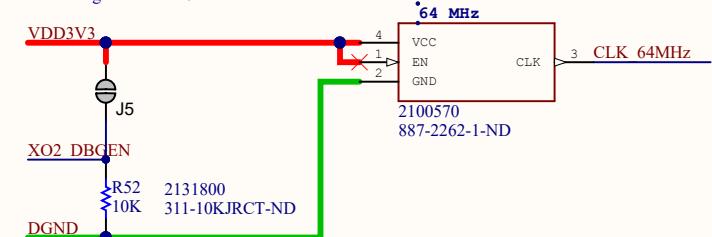
3

4

2253049
220-1508-ND
U11A

**U11B****U11C****U11D****U11E****U11F**

enable debug mode with 0R resistor



RX CLOCK

RX PWDN

TX PWDN[1..0]

TX CLOCK[1..0]

TX PWDN[1..0]

TX CLOCK

RX PWDN

ADC[13..0]

ADC OTR

SPI[4..0]

RESET

DATA[7..0]

HREF

SWITCH

SYNC

DATACLK

HREF

SYNC

SWITCH

DATACLK

HREF

SYNC

B.2. Layout

Hochschule Ulm
Ultrasound Doppler 2015
Master Thesis - A. Rehn

JTAG / SWD	
3V3	TMS
GND	TCK
GND	TDO
KEY	TDI
Detect	RESET

IMPEDANCE | GAIN | BANDPASS | IN/OUT

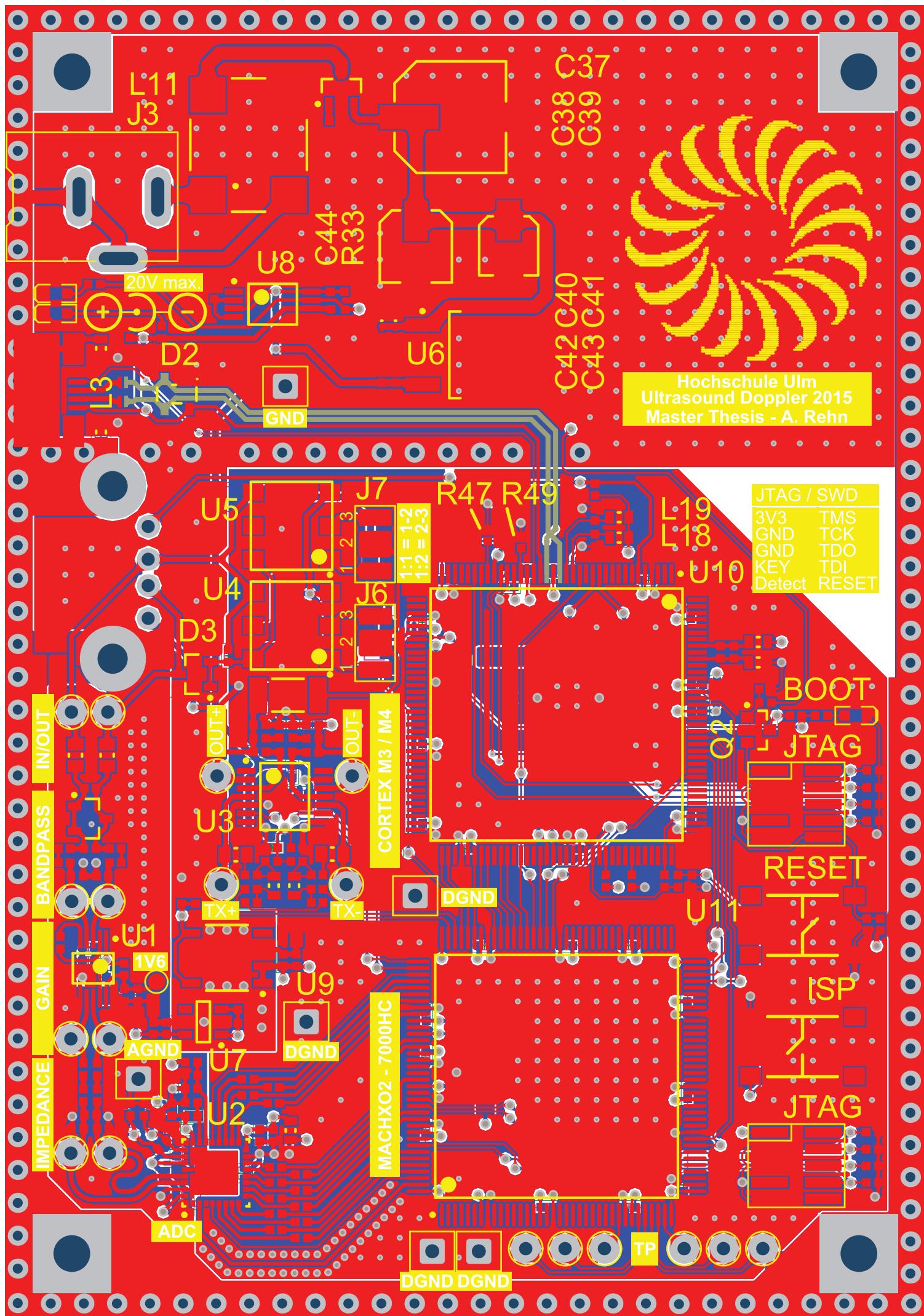
MACHXO2 - 7000HC

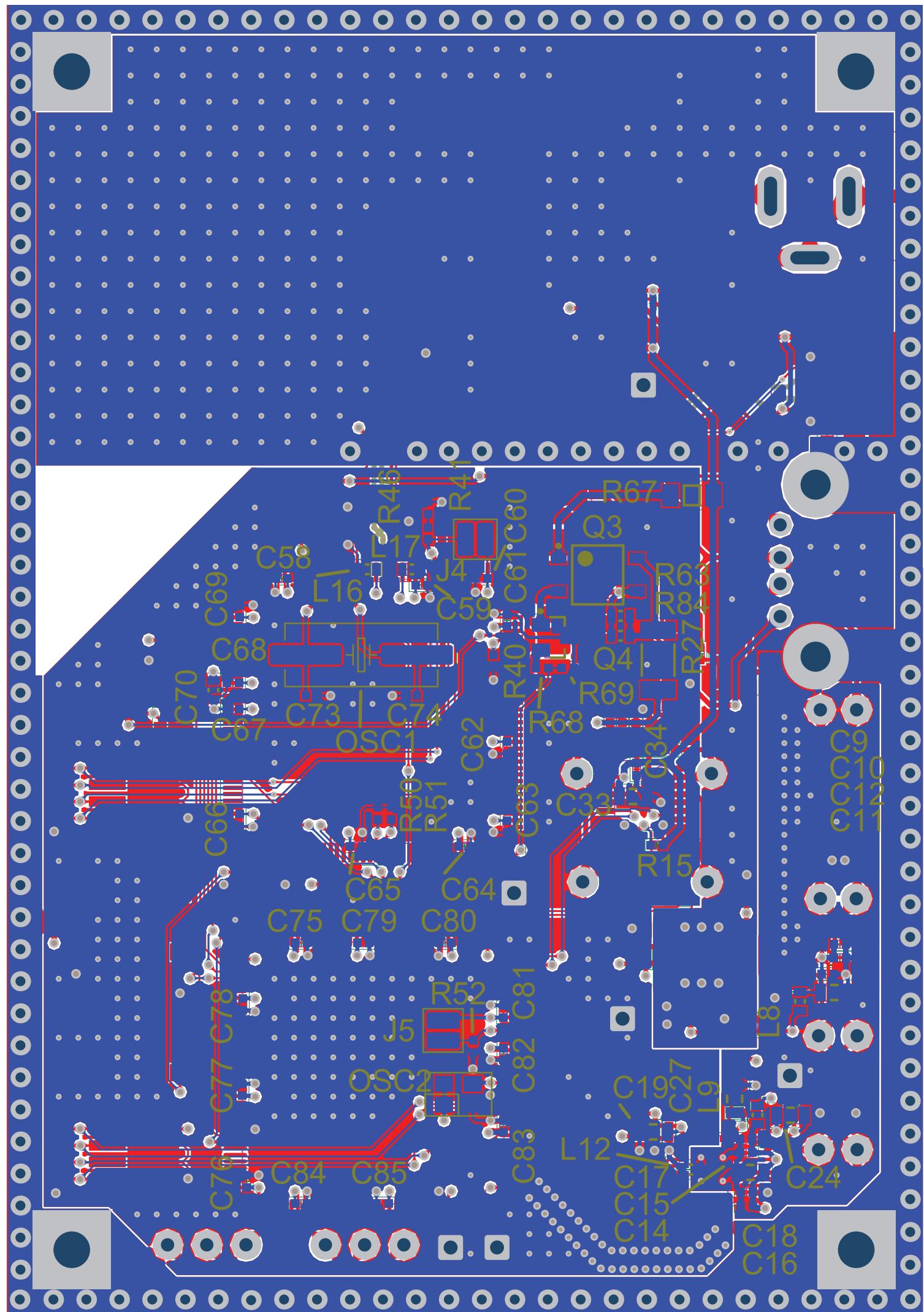
DGND DGND

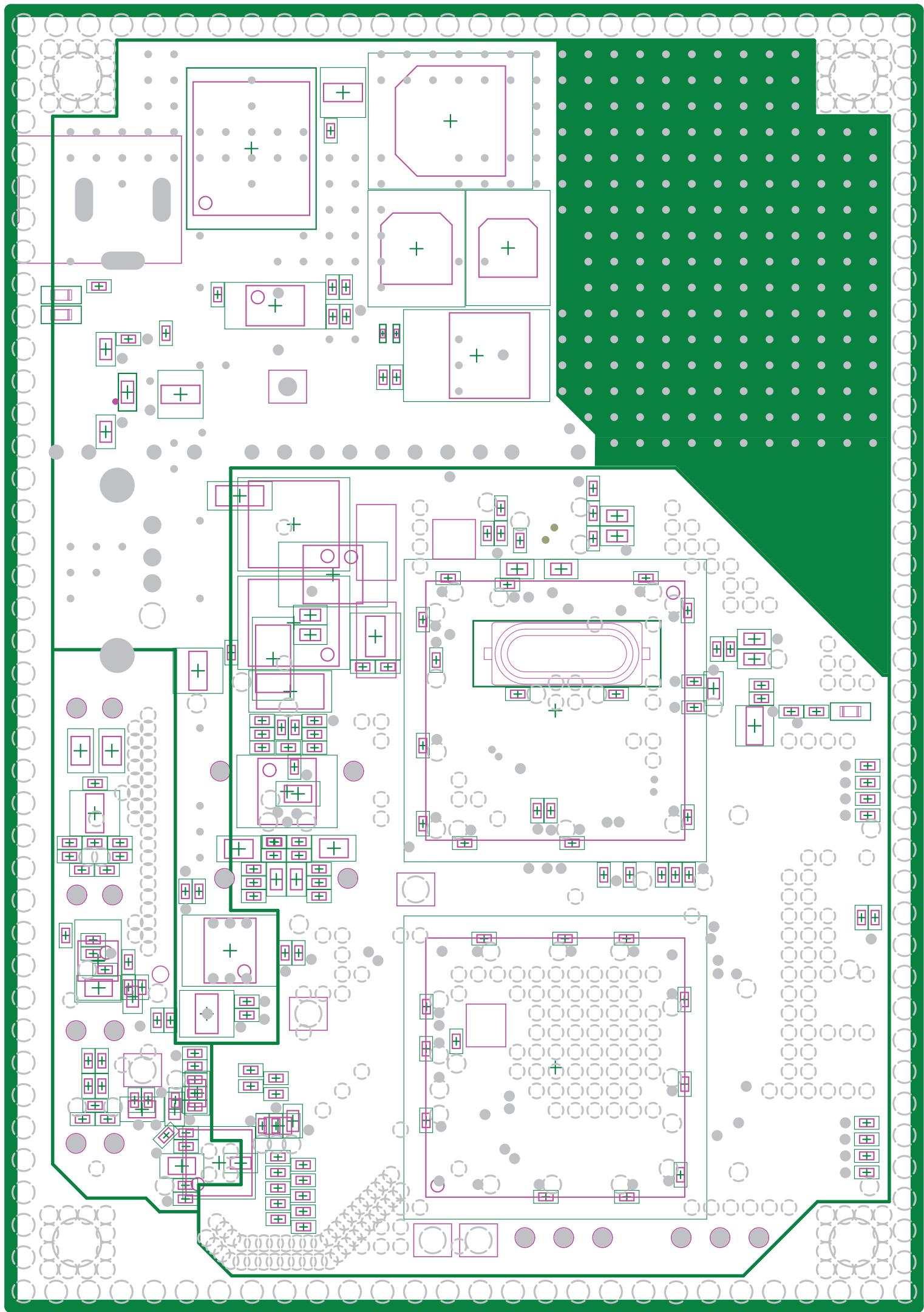
TP

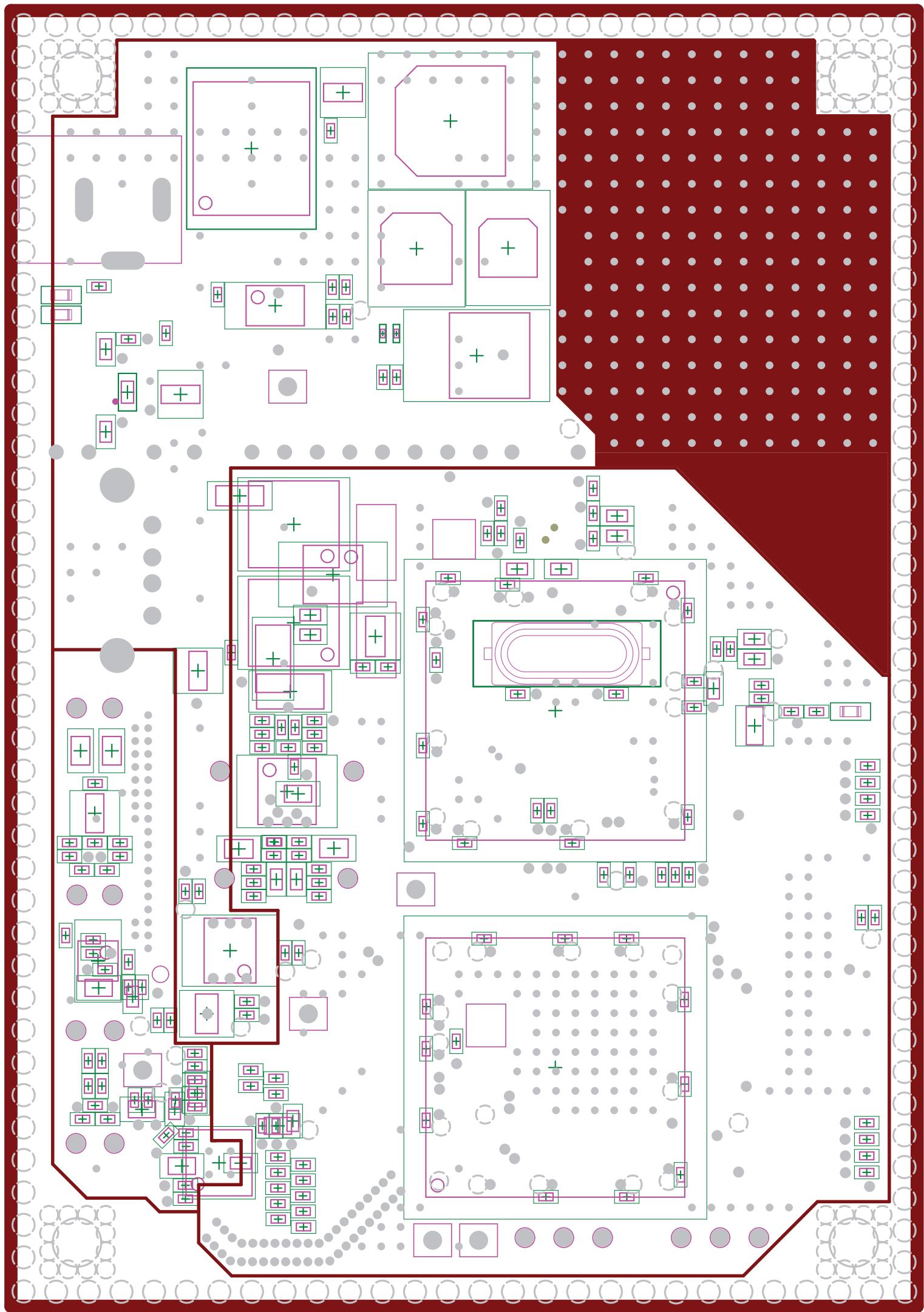
TP

TP









C. Datenträger Inhalt

C.1. Dokumentation

- Thesis in PDF

C.2. Hardware

- Dopplerinstrumentierung
 - Altium Projekt
 - 3D PDF
 - Layout als PDF
 - Schaltplan als PDF
- BOM

C.3. Software

- CPLD - Lattice MachXO2TM Projekt
- ARM[®] Cortex[®]-M4/M0 - NXP LPC4337 C++ Projekt
- QT-Applikation Projekt