

MASTER THESIS
Muhammed Abdürrahman Yildirim

Ultraschall Mikrofon-Array-Adapter und digitale Audiosignalverarbeitung zur Detektion und Ortung von Fledermausrufen

FAKULTÄT TECHNIK UND INFORMATIK
Department Informations- und Elektrotechnik

Faculty of Engineering and Computer Science
Department of Information and Electrical Engineering

Muhammed Abdürrahman Yildirim

Ultraschall Mikrofon-Array-Adapter und digitale Audiosignalverarbeitung zur Detektion und Ortung von Fledermausrufen

Masterarbeit eingereicht im Rahmen der Masterprüfung
im Studiengang *Master of Science Informations- und Kommunikationstechnik*
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr. Marc Hensel
Zweitgutachter: Prof. Dr. Matthias Kronauge

Eingereicht am: 10. Januar 2025

Muhammed Abdürrahman Yildirim

Thema der Arbeit

Ultraschall Mikrofon-Array-Adapter und digitale Audiosignalverarbeitung zur Detektion und Ortung von Fledermausrufen

Stichworte

Fledermaus, Ultraschall, Mikrofonarrays, Hardwareentwicklung, DSP, TDOA, DOA

Kurzzusammenfassung

Diese Abschlussarbeit befasst sich mit der Hard- und Softwareentwicklung eines kostengünstigen Adapters mit ultraschallfähigen Mikrofonarrays zur Anbindung an Endgeräte wie Computer, Laptops und Mobilgeräte. Dies soll die Aufnahme von Fledermausrufen im nicht hörbaren Ultraschallbereich ermöglichen. Unter Verwendung von digitalen Audiosignalverarbeitungsalgorithmen sollen die Sozialrufe der Fledermäuse hörbar gemacht und der Einfallswinkel eindimensional lokalisiert werden.

Muhammed Abdürrahman Yildirim

Title of Thesis

Ultrasound microphone-array-adapter and digital audio signal processing for microbat call detection and localisation

Keywords

Microbat, ultrasound, microphone arrays, hardware development, DSP, TDOA, DOA

Abstract

This thesis includes the hardware and software development of a low-cost adapter with external ultrasound capable microphone arrays for the connection to devices such as computers, laptops and mobile devices. This should enable the recording of microbat calls in the inaudible ultrasound range. Using digital audio signal processing algorithms, the social call of microbats shall be made audible and their one-dimensional angle location determined.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	viii
Tabellenverzeichnis	xiii
Listings	xv
Abkürzungen	xvi
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Ziel dieser Arbeit	2
1.3 Vorgehen und Gliederung	3
2 Grundlagen und Stand der Technik	4
2.1 Fledermäuse	4
2.2 Ultraschall	5
2.3 Ungerichtete Schallabstrahlung	6
2.4 Abtasten von Fledermausrufen	8
2.4.1 Ideale Abtastung	8
2.4.2 Abtasttheorem	9
2.4.3 Fledermausrufe	9
2.5 MEMS-Mikrofon	11
2.6 Existierende Feldermausdetektoren	12
2.7 Direct Memory Access & Double Buffering	17
2.7.1 Direct memory access	18
2.7.2 Ping-Pong Buffer	18
2.8 Digitale Signalverarbeitung	19
2.8.1 Dezimationsfilter	20
2.8.2 Modulation	23
2.8.3 Aufbau eines Mikrofonarrays	24

2.8.4	Räumliches Aliasing	26
2.8.5	MUSIC	27
3	Anforderungsanalyse	31
3.1	Systemumgebung	31
3.2	Stakeholder	32
3.2.1	Auftraggeber	32
3.2.2	Entwickler	33
3.2.3	Nutzer	33
3.2.4	Personen im Bereich der Weiterentwicklung	33
3.3	Anwendungsfälle	34
3.3.1	Anwendungsfälle Vorverarbeitung & Quantisierung	34
3.3.2	Anwendungsfälle Detektion & Ortung der Feledermausrufe	35
3.4	Funktionale und nichtfunktionale Anforderungen	36
3.4.1	Funktionale Anforderungen	37
3.4.2	Nichtfunktionale Anforderungen	38
4	Konzept	40
4.1	Identifikation nötiger Systemkomponenten	40
4.2	Komponentenauswahl	41
4.2.1	Mikrofon	41
4.2.2	Analog-Digital-Converter (ADC)	43
4.2.3	Mikrocontroller / Signalprozessor	44
4.2.4	Operationsverstärker	46
4.2.5	Spannungsversorgung	47
4.3	Konstruktive Festlegungen - Hardware	48
4.3.1	Widerstände	48
4.3.2	Kondensatoren	49
4.3.3	Ferritperlen	49
4.3.4	TVS-Dioden	50
4.3.5	Quarzoszillator	50
4.3.6	Test-LED	50
4.4	Konstruktive Festlegungen - Software	50
4.4.1	Programmierschnittstelle	51
4.4.2	Schnittstelle zur Datenübertragung zum Computer / Laptop	51
4.4.3	Entwicklungsumgebung & Programmiersprache der Firmware	51

4.4.4	Simulation & Software	52
4.5	Abschätzungen von Datenraten und Zeitverhalten	52
4.5.1	Datenraten	52
4.5.2	Zeitverhalten	54
5	Hardware-Entwurf und Inbetriebnahme	56
5.1	Hardware-Module und Schnittstellen	56
5.2	Schaltungsentwicklung	58
5.2.1	Spannungsversorgung und Filterung	58
5.2.2	Mikrocontroller Beschaltung	60
5.2.3	ADC Beschaltung	63
5.2.4	Analoges Frontend	64
5.3	Ultraschallmikrofon-Array-Adapter Platine	70
5.3.1	Entwurf und Layout	70
5.3.2	Inbetriebnahme	74
6	Software-Entwurf und Implementierung	79
6.1	Simulation der digitalen Audiosignalverarbeitung	79
6.1.1	Frequenzteiler	79
6.1.2	Heterodyn-Empfänger	81
6.1.3	MUSIC-Algorithmus	83
6.2	Firmware-Entwicklung des Ultraschallmikrofon-Array-Adapters	87
6.2.1	Aufbau der Firmware	87
6.2.2	ADC, DMA und USB-CDC	88
6.3	Software zur synchronen Verarbeitung von Fledermausrufen	91
6.3.1	Aufbau der Software	92
6.3.2	Testumgebung	94
6.3.3	Verifizierung	95
6.4	Implementierung unter Verwendung von realen Signalen	99
6.4.1	Testumgebung	99
6.4.2	Verifizierung	100
7	Auswertung	111
7.1	Erprobung an Ultraschallrufen	111
7.1.1	Testumgebung	111
7.1.2	Auswertung	112

7.2	Verifikation der Anforderungen	115
7.2.1	Funktionale Anforderungen	115
7.2.2	Nichtfunktionale Anforderungen	122
8	Zusammenfassung und Ausblick	129
9	Danksagung	133
	Literaturverzeichnis	134
A	Ultraschall Mikrofon-Array-Adapter Kupferlagen & Impedanzkontrolle	142
B	Materialkosten des Ultraschall Mikrofon-Array Adapters	148
C	Beispielaufnahmen von Funktionsgeneratorsignalen	150
D	Inhalt des Datenträgers	153
	Selbstständigkeitserklärung	154

Abbildungsverzeichnis

1.1	Konzeptionelle Zeichnung eines Laptops mit Ultraschallmikrofon-Adapter und Software	2
2.1	Der große Abendsegler (<i>Nyctalus Noctula</i>) einer der Fledermausarten, die in Hamburg zu finden sind [15]	4
2.2	Schalldruckpegeländerung durch Abstandsveränderung	7
2.3	Sonargramme Unterschiedlicher Ruftypen	10
2.4	Hauptfrequenzbereiche verschiedener fledermausarten	11
2.5	Sozialruf eines Großen Abendseglers im Zeitdiskreten bereich [52]	12
2.6	Kurzzeitspektrum des Sozialrufes von einem großen Abendsegler [52]	13
2.7	Spektrogramm des Sozialrufes von einem großen Abendsegler [52]	14
2.8	Spektrogramm des Sozialrufes von einem großen Abendsegler einer zweiten Aufzeichnung [45]	15
2.9	Prinzipieller Aufbau / Funktionsweise eines kapazitiven MEMS-Mikrofons [67]	16
2.10	DMA Audio input-output data processing Stream	19
2.11	DMA Ping-Pong Buffer als Circular Buffer repräsentiert (modifiziert: Ring-buffer darstellung) [20]	20
2.12	Blockschaltbild eines Dezimationsfilters [38]	20
2.13	Signalflussdiagramm des Polyphasen-Dezimationsfilters [38]	22
2.14	Signalflussdiagramm des Polyphasen-Dezimationsfilters unter Verwendung der Noble identity [38]	23
2.15	Vereinfachtes Signalflussdiagramm des Polyphasen-Dezimationsfilters mit Rotierendem Schalter und Akkumulator [38]	23
2.16	Spektren zum modulierenden Signal $X(j\omega)$ und zum Modulationsprodukt $X_{MOD}(j\omega)$ [70]	25
2.17	Aufbau eines linearen Arrays mit zwei identischen Mikrofonen [28]	26
3.1	Systemumgebung als Blockdiagramm Darstellung	32

3.2	Anwendungsfalldiagramm: Vorverarbeitung & Quantisierung	34
3.3	Anwendungsfalldiagramm: Detektion & Ortung der Fledermausrufe	36
4.1	Erweitertes Blockdiagramm des U-Adapters	41
4.2	ADC Architekturen, Anwendung, Auflösung und Abtastfrequenz [31] . . .	44
4.3	Grobabschätzung des Zeitverhaltens anhand der Datenraten und Zeitresourcen für die Signalverarbeitung	55
5.1	Funktionsmodule und Systemkomponenten als Blockdiagramm Darstellung	57
5.2	LDO Beschaltung mit Filterung und Isolation der Analog- und Digitalversorgungsspannung	59
5.3	Bias-Spannungsgenerator bestehend aus zwei Operationsverstärker als Unity-Gain-Buffer und Spannungsteiler	60
5.4	Pinbelegung des STM32F730R8T6 Mikrocontrollers als LQFP64 Package .	61
5.5	Mikrocontroller Beschaltung	62
5.6	TC2030 als SWD Kontakt mit TVS-Dioden als ESD-Schutz	63
5.7	ADC Beschaltung	64
5.8	Analoge Butterworth Hochpassfilter und Tiefpassfilter zweiter Ordnung [65]	66
5.9	Simulierter linearer Frequenzverlauf entworfener analoger Hochpass- und Tiefpassfilter	67
5.10	Gemessener linearer Frequenzverlauf entworfener analoger Hochpass- und Tiefpassfilter	68
5.11	Gegenüberstellung von nicht-invertierenden und invertierenden Verstärker [65]	69
5.12	Beziehung zwischen Schalldruck Schalldruckpegel und Spannungspegel des SPU0410LR5H-QB [58] (Modifiziert: Noise floor angepasst)	70
5.13	Kaskadierende MEMS-Mikrofon Verstärkerstufe mit kleinen Eingangsfiltren	71
5.14	Single-Ended zu Differential Konvertierungsschaltung	72
5.15	Simuliertes differentielles Ausgangssignal nach der Konvertierungsschaltung	73
5.16	Ultraschall Mikrofon-Array-Adapter Prototyp	74
5.17	Simulierter logarithmischer Frequenzverlauf des dimensionierten analogen Frontends für den U-Adapter	75
5.18	Gemessener linearer Frequenzverlauf des realisierten analogen Frontends für den U-Adapter	76
6.1	Frequenzteiler umgesetzt als Dezimationsfilter	80
6.2	Frequenzverlauf FIR-Bandpassfilter und Polyphasen-Dezimationsfilter . .	81

6.3	Signal nach dem Frequenzteiler mit einem Chirp als Eingangssignal	82
6.4	Zeitdiskrete, sonographische und Frequenzdarstellung eines Fledermausrufes	83
6.5	Zeitdiskrete, sonographische und Frequenzdarstellung eines Fledermausrufes nach dem Frequenzteiler	84
6.6	Ablauf des digitalen Heterodyn-Empfängers	84
6.7	Frequenzspektrum des originalen, modulierten und korrigierten Signals . .	85
6.8	Frequenzverlauf FIR-Tiefpassfilter und Polyphasen-Dezimationsfilter . . .	87
6.9	Verhalten des Polyphasen-Dezimationsfilter als Tiefpassfilter mit einem Chirp als Eingangssignal	88
6.10	Hörbarer Fledermausruf nach der Modulation und Filterung	89
6.11	Blockdiagramm MUSIC-Algorithmus für den Breitbandansatz	90
6.12	MUSIC-Pseudospektrum eines synthetisch erstellten Ultraschallsignals . .	91
6.13	Kurvenverlauf der ermittelten Einfallswinkels mittels MUSIC und absolute Abweichung mit einem Schmalbandsignal	92
6.14	Kurvenverlauf der ermittelten Eintrittswinkel mittels MUSIC und absolute Abweichung mit einem Beritbandsignal	94
6.15	MUSIC-Pseudospektrum eines synthetisch erstellten Ultraschallsignals mit variierendem SNR	95
6.16	Firmware Hauptroutine als Blockdiagrammdarstellung	96
6.17	ADC I2S DMA Subroutine als Blockdiagrammdarstellung	97
6.18	Grafische Benutzeroberfläche zur Erfassung und Darstellung von Ultraschallrufen	98
6.19	Ablaufdiagramm des Hauptprogramms zur Erfassung und Darstellung von Fledermaus / Ultraschallrufen	102
6.20	Ablaufdiagramm der Callback-Funktion zur Verarbeitung des Frequenzteiler Radiobuttons	103
6.21	Ablaufdiagramm der Callback-Funktion zur Verarbeitung des Heterodyn-Empfänger Radiobuttons	104
6.22	Ablaufdiagramm der Callback-Funktion zur Verarbeitung des Heterodyn-Empfänger UI-Sliders	105
6.23	Ablaufdiagramm der Callback-Funktion zum Aufnehmen und Abspeichern von Ultraschallrufen	106
6.24	STM32F730 Mikrocontroller mit STLINKV3SET Emulator als Testaufbau	107
6.25	GUI Ergebnisse unter Verwendung eines künstlichen Signals mit Signalfrequenz 25 kHz und 45° Einfallswinkel und Frequenzteiler-Verfahren . . .	107

6.26	GUI Ergebnisse unter Verwendung eines künstlichen Signals mit Signalfrequenz 45 kHz und -60° Einfallswinkel und Heterodyn-Verfahren	108
6.27	STM32F730 Mikrocontroller mit PCM1820 Audio ADC und BNC-Verbindung zum Funktionsgenerator als Testaufbau	108
6.28	GUI-Ergebnis Testsignal 5 mit Frequenzteiler-Verfahren	109
6.29	GUI-Ergebnis Testsignal 3 mit Frequenzteiler-Verfahren und Hochpassfilterung	109
6.30	Kurvenverlauf der ermittelten Einfallswinkels mittels MUSIC (oben) und absolute Abweichung (unten) von ADC-Abtastwerten mit einem Funktionsgenerator als Quelle	110
7.1	Grundriss der Testmessung	112
7.2	Realer Testaufbau in der Gartenhütte	113
7.3	Realer Testaufbau im Garteninnenhof	114
7.4	Kurvenverlauf des gemessenen Einfallswinkels (oben) und absolute Abweichung (unten) in der Gartenhütte	116
7.5	Kurvenverlauf des gemessenen Einfallswinkels (oben) und absolute Abweichung (unten) im Garteninnenhof	117
7.6	GUI-Ausschnitt abgetasteter Ultraschallruf mit Einfallswinkel 10° und Frequenzteiler	118
7.7	GUI-Ausschnitt abgetasteter Ultraschallruf mit Einfallswinkel 10° und Heterodyn	119
7.8	Angepasste U-Adapter Firmware als Blockdiagrammdarstellung	120
7.9	Aufnahme einer Ultraschallquelle mit einem Einfallswinkel von 40° nach Korrektur der Firmware	121
7.10	Beispielhafter Aufbau für den Reichweitentest bei 30 m	122
7.11	GUI-Ergebnisse eines Ultraschallrufes bei einer Entfernung von 10 m . . .	123
7.12	GUI-Ergebnisse eines Ultraschallrufes bei einer Entfernung von 20 m . . .	124
7.13	GUI-Ergebnisse eines Ultraschallrufes bei einer Entfernung von 30 m . . .	125
7.14	Konzeptgehäuse für den U-Adapter a) offen, b) geschlossen	128
7.15	U-Adapter mit dem gedruckten Konzeptgehäuse	128
8.1	Mobiles Endgerät verbunden mit dem entwickelten Ultraschall Mikrofon-Array Adapter	130
A.1	Leiterplattenaufbau zur Impedanzkontrolle	143
A.2	U-Adapter Layer 1 Signal (Nicht maßstabsgetreu)	144

A.3	U-Adpater Layer 2 Ground (Nicht maßstabsgetreu)	144
A.4	U-Adpater Layer 3 Signal (Nicht maßstabsgetreu)	145
A.5	U-Adpater Layer 4 Ground (Nicht maßstabsgetreu)	145
A.6	U-Adpater Layer 5 Power (Nicht maßstabsgetreu)	146
A.7	U-Adpater Layer 6 Signal+Ground (Nicht maßstabsgetreu)	146
A.8	U-Adpater Layer 7 Ground (Nicht maßstabsgetreu)	147
A.9	U-Adpater Layer 8 Signal (Nicht maßstabsgetreu)	147
C.1	GUI-Ergebnis Testsignal 1 mit Frequenzteiler-Verfahren	151
C.2	GUI-Ergebnis Testsignal 2 mit Heterodyn-Verfahren	151
C.3	GUI-Ergebnis Testsignal 4 mit Heterodyn-Verfahren	152

Tabellenverzeichnis

2.1	Vor- & Nachteile von Heterodyne / Frequenzmischer Fledermausdetektoren [1, 21]	13
2.2	Vor- & Nachteile von Frequenzteiler-Fledermausdetektoren [1, 21]	14
2.3	Vor- & Nachteile von Zeitdehner-Fledermausdetektoren [1, 21]	16
2.4	Vor- & Nachteile von Ultraschall-Direktaufnahme [1, 21]	17
2.5	Gegenüberstellung erwerbbarer Fledermausdetektoren	17
4.1	SPU0410LR5H-QB (KNOWLES) [32] und IMP23ABSUTR (STMicroelectronics) [55] im Vergleich	43
4.2	PCM1820 (Texas Instruments) [59] und CS5361 (Cirrus Logic) [14] im Vergleich	45
4.3	STM32F730R8T6 (STMicroelectronics) [57] als Auswahl	46
4.4	ADA4891-X (Analog Devices) [5] und TLV354x (Texas Instruments) [60] im Vergleich	48
4.5	TLV76733DRVR (Texas Instruments) [61] als Auswahl	48
4.6	Dick- und Dünnschichtwiderstände im Vergleich [10]	49
5.1	Pinbelegung des STM32F730 Mikrocontrollers	77
5.2	Testanforderungen zur erfolgreichen Inbetriebnahme der Ultraschallmikrofon-Array Adapter Platine	78
6.1	Entwurfsparameter des Polyphasen-Bandpassfilters	80
6.2	Entwurfsparameter des Polyphasen-Tiefpassfilters	86
6.3	Simulationsparameter für den Schmalbandsignal MUSIC-Test	86
6.4	Simulationsparameter für den Breitbandsignal MUSIC-Test bei einer rotierenden Quelle	93
6.5	Simulationsparameter für den Schmalbandsignal MUSIC-Test mit variierendem SNR	93
6.6	Simulationsparameter für den Test mit Künstlich generierten Signalen	99

6.7	Testparameter für die Funktionsgenerator-Erprobung	99
7.1	Gemittelte absolute Abweichung über das gesamte Winkelspektrum von -90° bis 90°	115
7.2	Auswertung der funktionalen Anforderungen an die Hardware	125
7.3	Auswertung der funktionalen Anforderungen an die Software	127
7.4	Auswertung der nichtfunktionalen Anforderungen	127
A.1	Kontrollierte Impedanz und entsprechende Leiterbahnbreiten für 50 Ω un- symmetrische Datenleitungen	143
A.2	Kontrollierte Impedanz und entsprechende Leiterbahnbreiten für 90 Ω symmetrische USB-Datenleitungen	143
A.3	Kontrollierte Impedanz und entsprechende Leiterbahnbreiten für 100 Ω symmetrische ADC-Analogeingangsleitungen	143
B.1	Komponenten und Anschaffungskosten des U-Adapters (Stand 09.12.2024)	149

Listings

6.1	Codeausschnitt ADC und USB Firmware	101
6.2	Codeausschnitt ISR zur USB-CDC-Übertragung von Abtastwerten	105
7.1	Codeausschnitt der korrigierten U-Adapter Firmware	126

Abkürzungen

3D Dreidimensional.

AAF Anti-aliasing Filter.

AC Alternating current, Wechselstrom.

ADC Analog-to-digital converter, Analog-Digital-Umsetzer.

ASIC Application-specific integrated circuit, Anwendungsspezifische integrierte Schaltung.

BJT Bipolar junction transistor, Bipolartransistor.

BNC Bayonet Neill Concelman.

cf Constant Frequency, konsante Frequenz.

CMOS Complementary metal-oxide-semiconductor.

DAC Digital-to-analog converter, Digital-Analog-Umsetzer.

DMA Direct Memory Access.

DOA Direction of arrival.

DRE Dynamic range enhancer.

DSP Digital signal processing.

DTFT Discrete-time Fourier transform, Fouriertransformation für zeitdiskrete Signale.

EEPROM Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory.

EMV Elektromagnetische Verträglichkeit.

ESD Electrostatic discharge, Elektrostatische Entladung.

FET Field-effect transistor, Feldeffekttransistor.

FIR Finite impulse response, Filter mit endlicher Impulsantwort.

fm Frequency Modulated, Frequenzmoduliert.

FPU Floating point unit, Gleitkommaeinheit.

GBP Gain–bandwidth product, Transitfrequenz.

GND Electrical ground, elektrische Masse.

GNU GNU is not unix.

GPIO General purpose input/output, Allzweckeingabe/-ausgabe.

GUI Graphical user interface, Grafische Benutzerschnittstelle.

HAL Hardware Abstraction Layer.

I2C Inter-integrated Circuit.

I2S Inter-IC Sound.

IC Integrated Circuit, Integrierter Schaltkreis.

IDE Integrated development environment, Integrierte Entwicklungsumgebung.

ISO/TR International Organization for Standardization technical rule.

ISR Interrupt service routine.

ISTFT Inverse short-time Fourier transform, inverse Kurzzeit Fourier Transformation.

JTAG Joint Test Action Group.

KI Künstliche Intelligenz.

LDO Low-dropout regulator, linearer Festspannungsregler.

LED Light-emitting diode, Leuchtdiode.

LSB Least significant Bit.

LTI Linear time invariant, Lineares zeitinvariantes System.

MEMS Micro-electromechanical systems, mikro-elektromechanisches System.

MSB Most significant Bit.

MUSIC **M**Ultiple **S**ignal **C**lassification.

NRST Low-active Reset, LOW-aktiver Reset.

PC Personal Computer.

PLL Phase-locked loop, Phasenregelschleife.

PSRR Power Supply Ripple Rejection, Betriebsspannungsunterdrückung.

qcf Quasi-constant Frequency, quasi konstante Frequenz.

RAM Random access memory.

RGB Red-green-blue, rot-grün-blau.

SAI Serial Audio Interface.

SAR Sukzessive Approximation.

SMD Surface-mounted device, oberflächenmontiertes Bauelement.

SNR Signal-to-noise ratio, Signal-Rausch-Verhältnis.

SPI Serial peripheral interface.

SPL Sound pressure level, Schalldruckpegel.

SRC Sampling-Rate-Converter, rationaler Abtastraten-Umsetzer.

STFT Short-time Fourier transform, Kurzzeit Fourier Transformation.

SWD Serial wire debug.

TDM Time division multiplexed.

TDOA Time Difference of Arrival.

THD+N Total Harmonic Distortion Plus Noise, Klirrfaktor.

UAC USB Audio Converter.

UCA Uniform circular array, zirkuläres Array.

UI User Interface, Nutzeroberfläche.

ULA Uniform linear array, lineares Array.

USB Universal Serial Bus.

USB-CDC USB communications device class.

USB-FS USB Fullspeed.

USB-HS USB Highspeed.

USB-PHY USB Physical.

WAV Waveform Audio File Format.

1 Einleitung

Dieses Kapitel bietet einen Überblick über die Motivation, Zielsetzung und Aufbau dieser Abschlussarbeit

1.1 Motivation

Fledertiere, auch als Chiroptera bekannt, sind Säugetiere und machen etwa 22 % aller Säugetierarten aus [66]. Zu dieser Kategorie gehören auch Fledermäuse, die für die Jagd und Kommunikation Ultraschallrufe verwenden. Diese Rufe liegen in einem Frequenzbereich, der für den Menschen nicht hörbar ist. Mithilfe moderner Technik können diese Rufe jedoch hörbar gemacht werden.

Fledermausdetektoren ermöglichen es, Ultraschallfrequenzen aufzunehmen und in den hörbaren Bereich zu verschieben. Herkömmliche Detektoren beschränken sich oft auf eine rein akustische Ausgabe und decken nur einen begrenzten Frequenzbereich ab, wodurch viele Rufe unbemerkt bleiben. Professionelle Detektoren, die eine Kombination aus akustischer und visueller Darstellung bieten, sind sehr teuer und kosten häufig mehrere hundert Euro. Zudem fehlt es ihnen oft an Funktionen wie der Richtungsbestimmung, die es ermöglichen würde, die Herkunft und Intensität der Signale zu ermitteln.

Die Verarbeitung von Ultraschallsignalen in Echtzeit stellt besondere technische Anforderungen, insbesondere wenn bewegliche Schallquellen wie Fledermäuse detektiert werden sollen. Gleichzeitig verfügen viele moderne Endgeräte wie Laptops, Smartphones oder Heimcomputer über ausreichende Systemressourcen, um diese Aufgabe zu bewältigen.

Diese Arbeit befasst sich mit der Entwicklung eines kostengünstigen Adapters, der Fledermausrufe detektieren, hörbar machen und deren Richtung bestimmen kann. Ziel ist es, diese Technologie einem breiten Publikum zugänglich zu machen, die Gesellschaft näher an die Natur heranzuführen und einen Beitrag zum Naturschutz zu leisten.

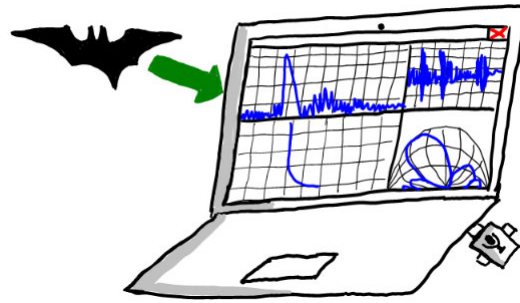


Abbildung 1.1: Konzeptionelle Zeichnung eines Laptops mit Ultraschallmikrofon-Adapter und Software

1.2 Ziel dieser Arbeit

Im Rahmen dieser Abschlussarbeit soll ein kostengünstiger Adapter zur Detektion und Ortung von Fledermausrufen konzeptioniert und entwickelt werden, der an einem Endgerät wie Laptops, Heimcomputer oder Smartphones angeschlossen werden kann. Der Schwerpunkt der Arbeit liegt auf der Hardwareentwicklung und der digitalen Signalverarbeitung auf einem Windows-fähigem Endgerät. Die Hardwareentwicklung umfasst die Identifikation der benötigten Systemkomponenten, den Entwurf und die Dimensionierung der Schaltung des Adapters und einer definierten Kommunikationsschnittstelle zu Endgeräten sowie die Treiberentwicklung zur Ansteuerung der Hardwareschnittstellen. Der Adapter soll möglichst klein und leicht zu transportieren sein. Die digitale Signalverarbeitung umfasst die Simulation von Algorithmen zur Hörbarmachung von Fledermausrufen im nicht hörbaren Ultraschallbereich und die Simulation von Algorithmen zur Schalllokalisierung. Nach erfolgreicher Simulation sollen die entwickelten Algorithmen in Form einer interaktiven grafischen Benutzeroberfläche implementiert werden, welche die verarbeiteten Ultraschallrufe visuell darstellt.

Diese Arbeit bietet die Möglichkeit, Aspekte der digitalen Signalverarbeitung in Kombination mit der Hardwareentwicklung praxisnah zu erforschen. Zudem setzt sie eine fundierte Basis für zukünftige Weiterentwicklungen und Anwendungen, die sich nicht nur auf den Bereich der Hardwareentwicklung und Signalverarbeitung beschränken.

1.3 Vorgehen und Gliederung

Die Abschlussarbeit ist in acht Teile gegliedert. Nach der Einleitung und Motivation folgen die theoretischen Grundlagen, die für das Verständnis und die Umsetzung der Inhalte dieser Abschlussarbeit benötigt werden, sowie die Darstellung von bestehenden Methoden und Technologien in Kapitel 2. Kapitel 3 befasst sich mit der Anforderungsanalyse und definiert die Systemumgebung, die Anforderungen und die Beschreibung der direkt und indirekt involvierten Interessengruppen. Kapitel 4 stellt das Konzept vor, das basierend auf den in Kapitel 3 definierten Anforderungen entwickelt wird. Die Definition von Hardwareschnittstellen und die Entwicklung eines physischen Prototyps folgen in Kapitel 5, während Kapitel 6 den Simulations- und Softwareanteil behandelt. Anschließend folgt in Kapitel 7 die Auswertung und Bewertung der Umsetzung nach den definierten Anforderungen aus Kapitel 3. Zum Abschluss werden in Kapitel 8 die Inhalte dieser Abschlussarbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf mögliche zukünftige Entwicklungen und Verbesserungsvorschläge gegeben.

2 Grundlagen und Stand der Technik

Dieses Kapitel etabliert die theoretischen Grundlagen, die für das Verständnis und die Umsetzung eines Ultraschall Mikrofon-Array-Adapters zur Detektion und Ortung von Fledermausrufen notwendig sind. Zusätzlich werden existierende Technologien zur Fledermausdetektion vorgestellt.

2.1 Fledermäuse

Fledermäuse sind die einzigen Säugetiere, die in der Lage sind zu fliegen. In Deutschland existieren 25 von über tausend Fledermausarten. Darunter leben 14 Fledermausarten in Hamburg [44].



Abbildung 2.1: Der große Abendsegler (*Nyctalus Noctula*) einer der Fledermausarten, die in Hamburg zu finden sind [15]

Fledermäuse jagen in der Nacht und ernähren sich hauptsächlich von Insekten, Spinnen und anderen Gliedertieren. Fledermäuse haben kleine Augen, welche lichtempfindlich

sind, und nehmen daher ihre Umgebung und Beute durch Echoortung wahr. Bei der Echoortung kommen Ultraschallrufe zum Einsatz. Sowohl Hindernisse als auch mögliche Beutetiere werfen diese gesendeten Ultraschallrufe zurück. Das Gehörsystem von Fledermäusen ermöglicht ihnen die zurückgeworfenen Ultraschallrufe zu empfangen und auszuwerten, um daraus die Distanz ihrer Beute und dessen Bewegungsrichtungen zu bestimmen. Diese Ortungslaute liegen im Frequenzbereich zwischen 18 bis 150 kHz [4].

2.2 Ultraschall

Ultraschall beschreibt Wellen mit Frequenzen oberhalb der für den Menschen hörbaren Frequenz. Diese liegen über 20 kHz [29]. Generell werden mechanische Schwingungen in gasförmigen und flüssigen Medien sowie in Festkörpern Schall genannt [24]. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Schallwelle wird als Schallgeschwindigkeit c bezeichnet [42].

$$c = \sqrt{\frac{\kappa R T_0}{M_{mol}}} \quad (2.1)$$

mit

- κ Adiabatenexponent (1,402)
- R Gaskonstante ($8,3145 \text{ J mol}^{-1} \text{ K}^{-1}$)
- T_0 absolute Temperatur in Kelvin
- M_{mol} molare Masse ($28,8 \cdot 10^{-3} \text{ kg}$)

Im Medium Luft ergibt sich eine temperaturabhängige Schallgeschwindigkeit von

$$c = 20.12 \cdot \sqrt{T} \quad (2.2)$$

Bei einer Temperatur von $T = 288 \text{ K}$ ergibt sich:

$$c = 20.12 \cdot \sqrt{288 \text{ K}} \approx 341 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

Die Wellenlänge λ sowie die Wellenzahl k kann aus der Schallgeschwindigkeit c und Frequenz f berechnet werden:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.3)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.4)$$

Nach Gleichung 2.3 steht die Wellenlänge umgekehrt proportional zur Frequenz ($\lambda \sim \frac{1}{f}$).

2.3 Ungerichtete Schallabstrahlung

Bei der Ungerichteten Schallausbreitung wird eine kugelförmige Schallquelle angenommen, bei der sich der Schall sphärisch in alle Richtungen ausbreitet. Der Schalldruckpegel nimmt bei kugelförmigen Schallquellen mit 6 dB umgekehrt proportional zur Entfernung ab [42]. Der Schalldruck kann als Scheitelwert, als arithmetischer Mittelwert, als Effektivwert oder auch als Momentanwert dargestellt werden. Der quadrierte Effektivwert p des Schalldruck Zeitverlaufs ist definiert als

$$\tilde{p}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T p^2(t) dt \quad (2.5)$$

mit T als Integrationsdauer [42].

Als logarithmische Größe gilt für den Schalldruckpegel (SPL: „Sound Pressure Level“)

$$L_p = 20 \log_{10}\left(\frac{\tilde{p}}{p_0}\right) \text{ dB SPL} \quad (2.6)$$

mit $p_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$ als Bezugsschalldruck [42]. Der Bezugsschalldruck p_0 beschreibt den Schalldruck der Hörschwelle bei 1000 Hz. Die Schalldruckpegelveränderung [19] durch die Abstandsänderung lässt sich beschreiben als

$$L_{p2} = L_{p1} + \Delta L = L_{p1} + 20 \log_{10}\left(\frac{r_1}{r_2}\right) \text{ dB SPL} \quad (2.7)$$

mit

- ΔL Pegeldifferenz in dB als $\Delta L = 20 \log_{10}\left(\frac{r_1}{r_2}\right)$ dB

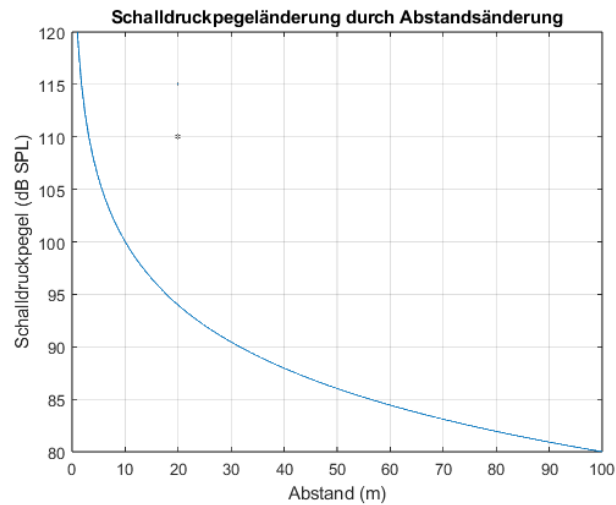


Abbildung 2.2: Schalldruckpegeländerung durch Abstandsveränderung

- r_1 ursprünglicher Abstand zur Schallquelle in m
- r_2 neuer Abstand zur Schallquelle in m
- L_{p1} Schalldruckpegel im Abstand r_1 in dB
- L_{p2} Schalldruckpegel im Abstand r_2 in dB

Im Falle der Fledermaus wird eine kugelförmige Schallquelle angenommen. Ein großer Abendsegler ruft typischerweise mit einem Schalldruckpegel von über 120 dB SPL [43]. Wird angenommen, dass bei 1 m Entfernung der Schalldruckpegel bei 120 dB SPL zu messen ist, kann basierend auf Gleichung 2.7 der Kurvenverlauf in Abhängigkeit von r_2 aufgenommen werden (Abbildung 2.2). Der Kurvenverlauf, welcher sich aus Gleichung 2.7 ergibt, zeigt dass bei Verdoppelung der Entfernung der Schalldruckpegel um 6 dB abnimmt. Dies wäre eine Halbierung des Schalldruckpegels. Zu berücksichtigen ist, dass der Kurvenverlauf unter Annahme von idealen Zuständen (Temperatur von 20 Grad Celsius) ermittelt wurde. Es müssen weitere Faktoren wie die frequenzabhängige Dämpfung sowie der Mehrwegekanal berücksichtigt werden um eine genauere Vorhersage des tatsächlichen Schalldruckpegelverlaufs zu treffen.

2.4 Abtasten von Fledermausrufen

In diesem Unterkapitel werden die Grundlagen der idealen Abtastung sowie das Abtasttheorem vorgestellt. Darauffolgend werden die Grundlagen der Frequenzanalyse von Fledermausrufen etabliert.

2.4.1 Ideale Abtastung

Ein analoges Signal $x(t)$ wird mit einer Diracstossfolge multipliziert. Durch die Multiplikation mit einer Diracstossfolge kann das abgetastete, d.h. zeitdiskrete und wertekontinuierliche Signal $x_A(t)$ gewonnen werden [39].

$$x_A(t) = x(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - nT) \quad (2.8)$$

Unter Berücksichtigung der Ausblendeigenschaft des Diracstoßes

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - t_0) dt &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t_0 - t) dt = x(t_0) \\ x(t) \cdot \delta(t - t_0) &= x(t_0) \cdot \delta(t - t_0) \end{aligned} \quad (2.9)$$

ergibt sich für $x_A(t)$:

$$x_A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \cdot \delta(t - nT) \hat{=} x(nT) = x[n] \quad (2.10)$$

mit

- T : Abtastintervall
- $\frac{1}{T} = f_A$ Abtastfrequenz
- $x[n]$ Folge von gewichteten Diracstößen bzw. Abtastwerte an den Stellen $t = nT$

Nach Gleichung 2.10 kann mit der Deltafunktion ein abgetastetes Signal als zeitkontinuierliche Funktion $x_A(t)$ und als zeitdiskrete Sequenz $x[n]$ beschrieben werden. Bei der idealen Abtastung handelt es sich um ein lineares zeitinvariantes System (LTI-System), was bedeutet, dass das Eingangs- sowie Ausgangsverhalten linear ist und die Charakteristik des Systems mit der Zeit sich nicht verändert [39].

2.4.2 Abtasttheorem

Ist ein Signal abgetastet, so wird ein Spektrum periodisch fortgesetzt mit der Abtastfrequenz f_A und gewichtet mit dem Abtastintervall $T = \frac{1}{f_A}$ [39]. Dies kann mit Gleichung 2.11 mathematisch beschrieben werden [39].

$$X(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(j\omega - jn\omega_A) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(j\omega - j\frac{n2\pi}{T}) \quad (2.11)$$

Aus dem periodischen Spektrum kann das ursprüngliche kontinuierliche Signal rekonstruiert werden, wenn die Grundperiode des Spektrums des abgetasteten Signals keine Überlappungen mit den folgenden Perioden aufweist. Um Überlappungen zu verhindern bzw. zu unterdrücken muss ein kontinuierliches Tiefpass-Signal mit einer Frequenz abgetastet werden, die mehr als doppelt so groß ist wie die höchste im Signal vorkommende Frequenz f_{max} [39].

$$f_a > 2f_{max} \quad (2.12)$$

2.4.3 Fledermausrufe

Wie in vorangegangenen Kapiteln beschrieben, nehmen Fledermäuse ihre Umgebung mittels Echoortung im Ultraschallbereich wahr. Diese Rufe können sich artenspezifisch unterscheiden. Um zwischen den Fledermausarten zu unterscheiden, wird die Amplitude über die Zeit (Oszillogramm) und die Frequenzverteilung (Spektrum und Sonagramm) aufgenommen. Im Oszillogramm werden Rufe, Ruflängen und Rufabstände ermittelt. Die spektrale Analyse einzelner Rufe wird zur Extraktion von Frequenz-Parametern verwendet. Es wird zwischen quasi konstantfrequenten Rufen (cf/qcf), frequenzmodulierten Rufen (fm) und Rufe, welche fm sowie qcf Anteile beinhalten können (fm-qcf), unterschieden [47]. Abbildung 2.3 zeigt Sonagramme unterschiedlicher Ruftypen. Abbildung 2.4 zeigt Hauptfrequenz-Bereiche verschiedener Arten mit qcf-Rufen. Bereiche mit starker Überlappung sind hervorgehoben. Um die in Abbildung 2.3 und 2.4 dargestellten Sonagramme und Hauptfrequenzen nachzuvollziehen und zu verifizieren, wird ein real aufgenommener Fledermausruf sowohl im zeitdiskreten Bereich als auch im Frequenzspektrum untersucht [52]. Betrachtet wird der Ruf eines großen Abendseglers (*Nyctalus noctula*). Die Abtastfrequenz der aufgenommenen WAV-Datei liegt bei 250 kHz mit einer Aufnahmedauer von ca. 1 Sekunde. Abbildung 2.5 zeigt den zeitdiskreten Verlauf

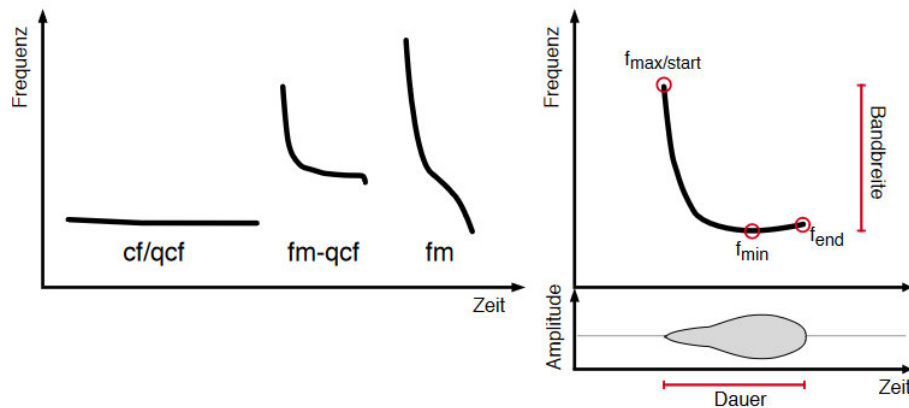
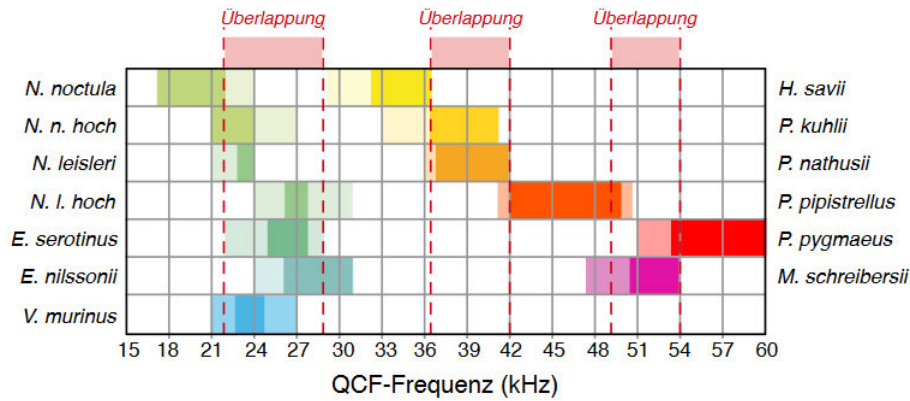


Abbildung 2.3: Links gezeigt sind Sonagramme von unterschiedlichen Ruftypen getrennt nach dem zeitlichen Frequenzverlauf. Rechts sind typische Messwerte eines Sonagramm abgebildet [47]

des Sozialrufes eines großen Abendseglers. Der Zeitabstand des Sozialrufes nimmt über die Zeit nach jedem Folgeeton ab. Aus dem zeitdiskretem Verlauf wird nicht ersichtlich, auf welchem Frequenzbereich die Fledermaus sendet. Um die Frequenzanteile des Fledermausrufes zu betrachten, wird das Kurzzeitfrequenzspektrum des Sozialrufes aufgenommen. Abbildung 2.6 stellt die Frequenzanteile im Frequenzspektrum grafisch dar. Die Frequenzanteile erstrecken sich von etwa 22 kHz bis 60 kHz. Dies liegt oberhalb des hörbaren Bereiches für Menschen. Da die Kurzzeit-Fouriertransofrmation über die komplette Dauer des Rufes angewendet wird, ist nicht ersichtlich, wie die Frequenz über die Zeit verläuft. Eine Zeitreferenz wird zur Identifizierung des Ruftyps in dieser Aufnahme benötigt. Abbildung 2.7 zeigt den Frequenzverlauf in Abhängigkeit der Zeit. Anhand der einzelnen Verläufe der Töne ist zu erkennen, dass es sich um ein Frequenzmodulierten (fm) Sozialruf gemäß Abbildung 2.3 handelt. Ob dieser Ruf tatsächlich zu einem großen Abendsegler gehört, kann basierend auf Abbildung 2.4 keine Aussage getroffen werden, zumal die Rufe keinen qcf-Frequenzanteil beinhalten. Als Gegenvergleich wird das Spektrogramm einer zweiten Aufzeichnung aufgenommen (Abbildung 2.8) [45]. Auf dem Spektrogramm sind sowohl fm und cf/qcf Anteile zu finden. Die fm-Anteile können einen ähnlichen Verlauf aufweisen wie in Abbildung 2.7. Die qcf-Frequenzen verlaufen quasi konstant und befinden sich bei etwa 18 kHz und 36kHz. Demnach handelt es sich nach Abbildung 2.4 um einen großen Abendsegler.



Abbildungung 2.4: Als Beispiel die Hauptfrequenz-Bereiche verschiedener Arten mit qcf-Rufen. Bereiche mit starker Überlappung sind hervorgehoben. [47]

2.5 MEMS-Mikrofon

MEMS-Mikrofone sind Mikrofonsysteme, welche auf der MEMS-Technologie (Mikro-Elektro-Mechanisches System) basieren. Die meistverbreitete Aufbautechnologie sind kapazitive MEMS-Mikrofone. Das grundlegende Funktionsprinzip besteht darin, dass eine eintretende Schallwelle mit einem Sensorchip in ein elektrisches Signal gewandelt wird. Abbildung 2.9 zeigt den Aufbau und die prinzipielle Funktionsweise eines kapazitiven MEMS-Mikrofons. Dieser besteht aus zwei Chips. Der Sensor Chip ist auf einer Membran und Gegenelektrode aufgebaut. Die Membran ist beweglich während die Gegenelektrode fest ist. Tritt ein Schalldruck in das Mikrofon ein, entsteht eine Abstandsänderung der beweglichen Membran zur Gegenelektrode. Dies führt zu einer Kapazitätsänderung. Eine Ladungspumpe, welche sich auf dem ASIC-Chip (ASIC: Application-specific Integrated Circuit) befindet, lädt den Kondensator über eine Gleichspannung U_{Bias} auf. Aus der Aufladung und Membranschwingung lässt sich an der Gegentaktelektrode eine Wechselspannung U_{AC} erfassen [67]. Die Wechselspannung U_{AC} wird an den Eingang des integrierten Vorverstärkers (PAMP) eingespeist, welcher für die Signalverstärkung und Signalanpassung zuständig ist. Der lineare Spannungsregler (VREG) regelt die Eingangsspannung V_{DD} und versorgt die Chips mit einer Betriebsspannung, Die Betriebsspannung kann zwischen 1.8 V bis 3.3 V betragen. Um den Sensor und ASIC sowohl vor mechanischen als auch elektromagnetischen Störungen zu schützen kommt eine metallische Abdeckung zum Einsatz. Der Gehäusetyp unterscheidet sich in der Schallzuführung. Zum einen gibt es das Bottom-Port MEMS-Mikrofon, bei der sich die Schallzuführung

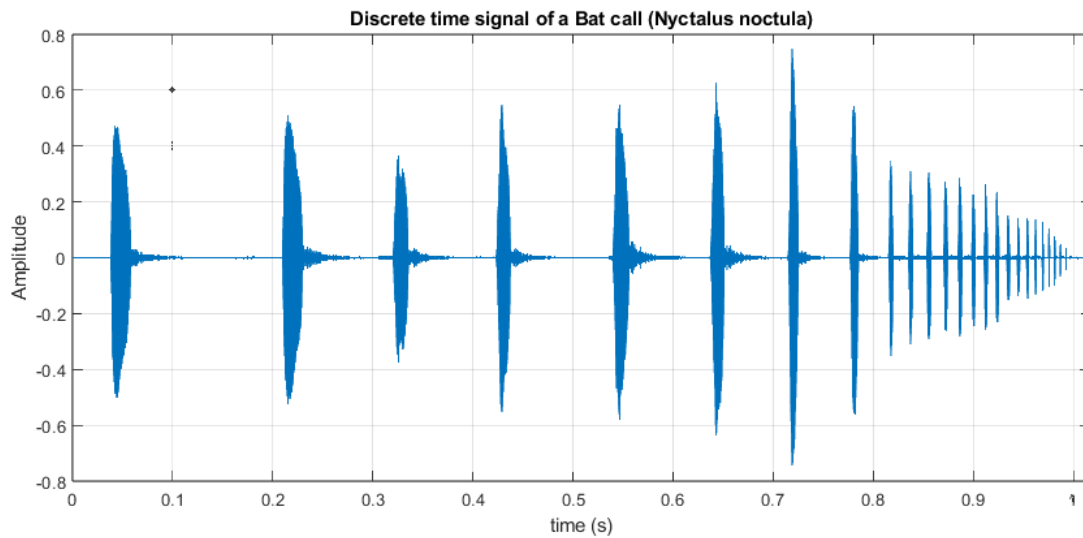


Abbildung 2.5: Sozialruf eines Großen Abendseglers im Zeitdiskreten bereich [52]

auf der Gehäuseunterseite befindet. Zum anderen gibt es Top-Port MEMS-Mikrofone, bei der die Schallzuführung sich auf der Gehäuseoberseite befindet. Im Vergleich zu konventionellen Mikrofonen wie des Typs Elektret, weisen MEMS-Mikrofone einen kleineren Footprint (Platzbedarf auf einer Leiterplatte) und kleines Gewicht auf. Zudem zeichnen sie sich mit weiteren Eigenschaften wie einem hohen Signal-Rausch Abstand (SNR) und Empfindlichkeit aus [67].

2.6 Existierende Feldermausdetektoren

Auf dem Markt gibt es eine große Auswahl von erwerbbaaren Fledermausdetektoren. Günstige Fledermausdetektoren können schon ab 30 € erwerben (Stand September 2024). Geräte für Professionelle Anwendungen und für Enthusiasten können mehrere hunderte oder sogar bis zu tausende Euros kosten. Im Vergleich zu den Laiengeräten unterscheiden sich die Professionellen Geräte in der Verwendeten Technologie.

Heterodyn-Prinzip

Beim Heterodyn-Prinzip kommt eine analoge Schaltung zum Einsatz, bei der ein interner Oszillator eine einstellbare Frequenz erzeugt. Die erzeugte Frequenz wird auf das

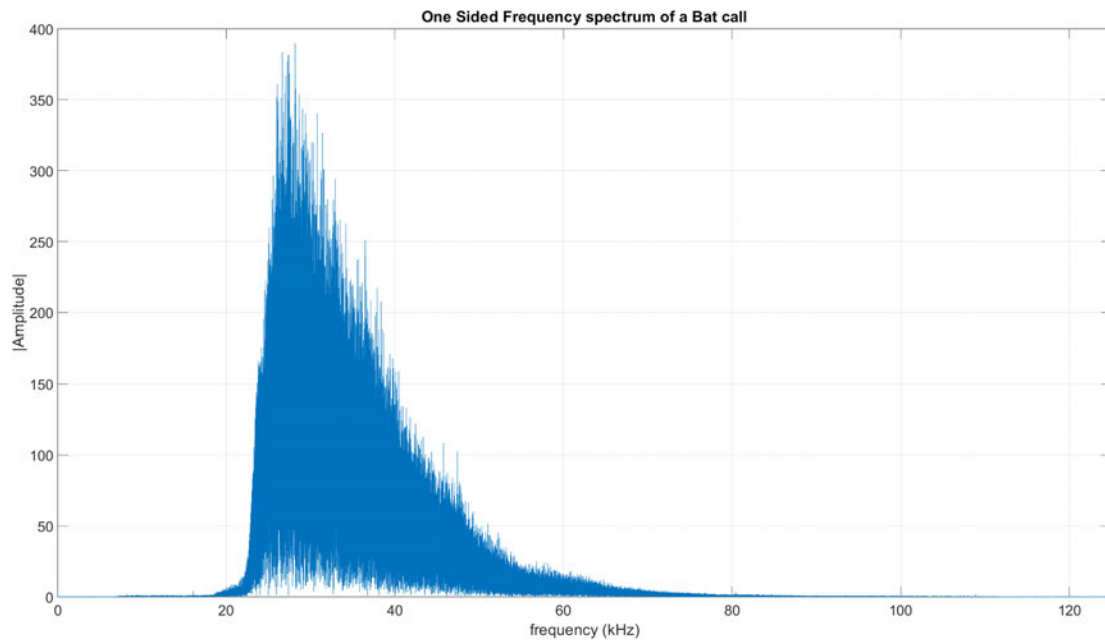


Abbildung 2.6: Kurzzeitspektrum des Sozialrufes von einem großen Abendsegler [52]

aufgenommene Mikrofonsignal überlagert, aus denen Summen- und Differenzfrequenzen entstehen. Liegen die Differenzfrequenzen in der Nähe der eingestellten Oszillatorfrequenz, entsteht ein hörbares Signal. Frequenzen unterhalb oder oberhalb der Frequenzbandbreite werden herausgefiltert. Geräte, die das Heterodyn-Prinzip implementieren, haben in der Regel einen Frequenzwähler, der durch die Bedienung auf eine Hauptfrequenz angesteuert werden kann [1]. Tabelle 2.1 zeigt Vor- und Nachteile von heterodyne Fledermausdetektoren.

Tabelle 2.1: Vor- & Nachteile von Heterodyne / Frequenzmischer Fledermausdetektoren [1, 21]

Vorteile	+ Günstig in der Anschaffung + Erzeugen ein recht charakteristisches Klangbild (atonale Rufe = „trocken, knatternd“; tonale Rufe = „nass, schmatzend“)
Nachteile	- Keine sonographische Rufauswertung und Klassifizierung von Fledermausarten möglich - Fledermausrufe außerhalb des eingestellten Frequenzfensters werden nicht gehört

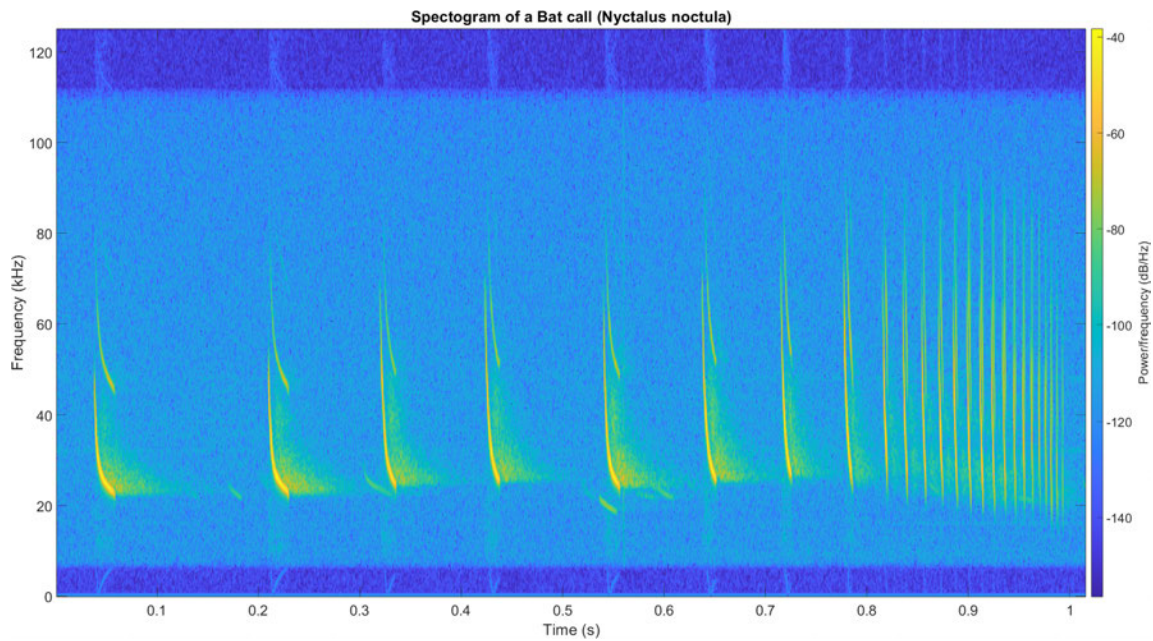


Abbildung 2.7: Spektrogramm des Sozialrufes von einem großen Abendsegler [52]

Frequenzteiler

Beim Frequenzteiler-Verfahren werden aufgenommene Frequenzen durch einen definierten ganzzahligen Faktor auf einen Hörbaren Frequenzbereich geteilt. Häufigerweise kommen Teilerfaktoren von 10 zum Einsatz [1, 21]. Tabelle 2.2 zeigt Vor- und Nachteile von Frequenzteiler-Fledermausdetektoren.

Zeitdehner

Tabelle 2.2: Vor- & Nachteile von Frequenzteiler-Fledermausdetektoren [1, 21]

Vorteile	+ Gesamte Frequenzspektrum kann zeitgleich abgehört werden (Breitbandverfahren) + Sonografische Auswertung ist bedingt möglich
Nachteile	- Klangbild der Rufe ist weniger charakteristisch als bei Mischer-Detektoren - 90 % der Signalinformationen des Originalrufes gehen verloren (Ungenauere sonografische Auswertung) - Meist teurer als Mischer-Detektoren

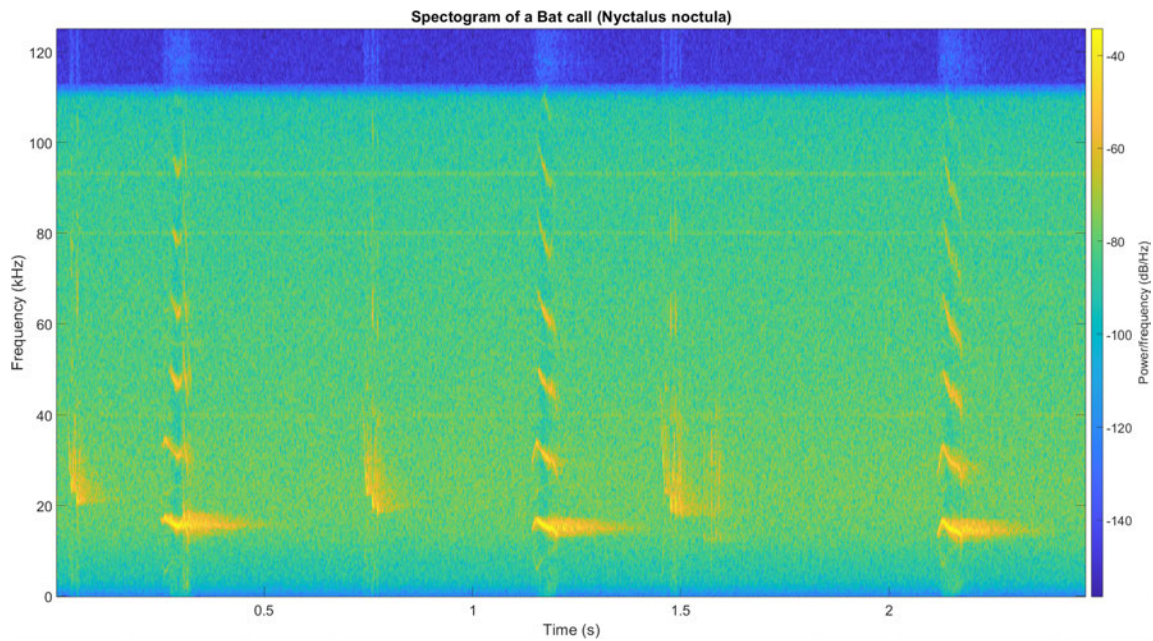


Abbildung 2.8: Spektrogramm des Sozialrufes von einem großen Abendsegler einer zweiten Aufzeichnung [45]

Beim Zeitdehner wird das aufgenommene Signal digital gespeichert und typischerweise um einen Faktor von 10 verlangsamt wiedergegeben. Das Ergebnis sind hörbare Ultraschallsignale, welche abgespeichert und auf einem Computer ausgewertet werden können [1]. Tabelle 2.3 zeigt Vor- und Nachteile von Zeitdehner-Fledermausdetektoren.

Ultraschall-Direktaufnahme

Bei der Ultraschall-Direktaufnahme kommen Audiokarten zum Einsatz, welche Analog-Digital-Wandler (ADC) implementieren. Die Abtastfrequenzen der ADCs sind hoch genug gewählt um Ultraschallsignale ohne Aliasing abzutasten (Oversampling). Durch die Quantisierung der Ultraschallrufe haben solche Geräte die Möglichkeit diese grafisch darzustellen und abzuspeichern. Tabelle 2.4 zeigt Vor- und Nachteile von Fledermausdetektoren, welche auf der Ultraschall-Direktaufnahme basieren.

In Tabelle 2.5 werden Ultraschalldetektoren aufgeführt von Anfängermodellen bis hin zu Professionellen Geräten. Diese Modelle dienen als Vergleich für diese Arbeit. Das FMD1 vom Hersteller ELV [17] ist ein komplett analoger Fledermausdetektor, welcher einen Heterodyn-Empfänger zur Hörbarkeit der Fledermausrufe implementiert. Die teureren

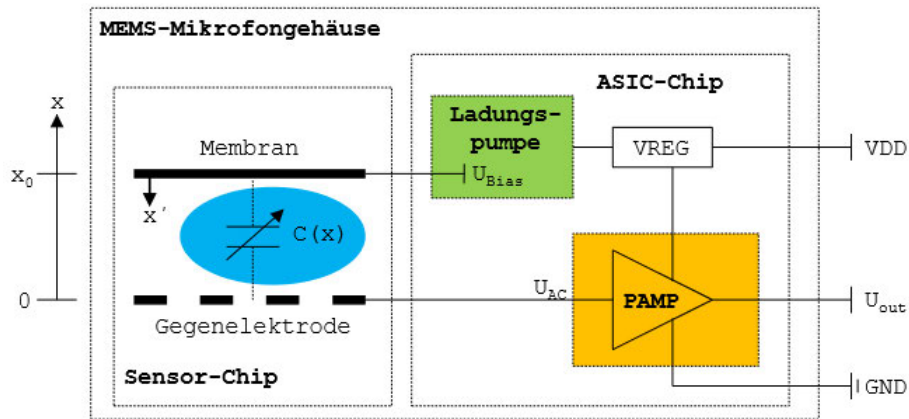


Abbildung 2.9: Prinzipieller Aufbau / Funktionsweise eines kapazitiven MEMS-Mikrofons [67]

Tabelle 2.3: Vor- & Nachteile von Zeitdehner-Fledermausdetektoren [1, 21]

Vorteile	+ Gesamte Frequenzspektrum kann zeitgleich abgehört werden (Breitbandverfahren) + Sonografische Auswertung ist ohne Informationsverlust möglich + Zeitgedehnte Signale haben ein sehr charakteristisches Klangbild
Nachteile	- Sehr hoher Anschaffungspreis - Keine Echtzeit, da bei Wiedergabe des zeitgedehnten Rufs eine Pause entsteht in der keine weiteren Signale aufgezeichnet werden können. Weitere Rufe können verpasst werden - Frequenzbestimmung im Gelände nicht möglich

Fledermausdetektoren wie das Echo Meter Touch 2 und die Pro Version vom Hersteller Wildlife Acoustics [72, 73] sind Adapter, welche an ein Mobiltelefon angebunden und mit der kostenlosen Applikation „Echo Meter Touch Bat Detector, Recorder & Analyzer“ bedient werden können. Zu den teuersten und professionellsten Geräten für die Fledermausdetektion gehört das SM4BAT FS ebenfalls vom Hersteller Wildlife Acoustics. Dieses unterstützt eine sehr große Bandbreite und hohe Abtastraten zum Empfangen von Fledermausrufen [75]. Im Vergleich zu den vorangegangenen Fledermausdetektoren ist dieser nach Abmessungen größer und kann sowohl händisch bedient als auch stationär aufgestellt werden. Ultraschallmikrofone sind nicht im Lieferumfang enthalten und müssen nachgerüstet werden. Zur Aufrüstung bietet Wildlife Acoustics Ultraschallmikrofone an, welche preislich im Bereich von 60 bis 250 Euro liegen. Die aufgenommenen Fleder-

Tabelle 2.4: Vor- & Nachteile von Ultraschall-Direktaufnahme [1, 21]

Vorteile	+ Gesamte Frequenzspektrum kann zeitgleich abgehört werden (Breitbandverfahren) + Sonografische Auswertung und Artenklassifizierung ist ohne Informationsverlust möglich + Höchste Aufnahmequalität
Nachteile	- Sehr hoher Anschaffungspreis

Tabelle 2.5: Gegenüberstellung erwerbbarer Fledermausdetektoren

	ELV FMD1	Echo Meter Touch 2 / Echo Meter Touch 2 Pro	SM4BAT FS
Abmessungen	130x41x25 mm	48x35x11.7 mm	218x152x78 mm
Frequenzbereich	20 - 80 [kHz]	bis 128 [kHz]	16 - 156 [kHz]
Technologie	Elektrisch, Analog, Heterodyn	Elektrisch, Analog, Digital, Direktaufnahme	Elektrisch, Analog, Digital, Direktaufnahme
Handhabung	Zweihändig	Einhändig	Stationär / Zweihändig
Abtastfrequenz	-	256 / 384 [kHz]	192 - 500 [kHz]
Schnittstellen	Akkustisch über Lautsprecher	USB	Line Out, SD-Karte, Display GPS, RS232
Verstärkung	73 dB	12 dB	12 dB
Kosten	≈ 39.95 €	≈ 165.88 € / 323.42 €	≈ 925.77 €

mausrufe können auf einer SD-Karte abgespeichert und mit der kommerziellen Software „Kaleidoscope Pro Analysis Software“ (≈ 300 Euro pro Lizenz) [74] ausgewertet werden. Im Rahmen der Abschlussarbeit wird ein kostengünstiger Adapter entwickelt, welcher wie das Echo Meter Touch 2 und SM4BAT Fs Fledermausrufe mittels Oversampling abtastet und mit digitalen Signalverarbeitungsalgorithmen verarbeitet und auswertet.

2.7 Direct Memory Access & Double Buffering

Aufgenommene Audiodaten werden normalerweise in Speichermedien wie Flash-Speicher von Prozessoren oder extern in SD-Karten oder EEPROM als rohe Audiosamples abgespeichert. Das Ziel bei der Aufnahme oder Ausgabe von Audiostreams ist es die Prozessorlast zu reduzieren, Signalverzerrungen zu verhindern und Echtzeitanforderungen bei

der Signalverarbeitung zu gewährleisten. Um die beschriebenen Anforderungen zu erfüllen gibt es Verfahren wie Double-Buffering und Direct Memory Access (DMA). Im Falle der Ultraschallaudiodaten können diese von einem Prozessor eingelesen und verarbeitet werden, während die DMA kompatible Hardware den Flash-Speicher des Prozessors im Hintergrund mit neuen Ultraschallaudiodaten füllt [20].

2.7.1 Direct memory access

Um DMA verwenden zu können muss sichergestellt werden, dass der verwendete Prozessor bzw. Mikrocontroller eine DMA-Controllerperipherie hat. DMA muss während der Treiberentwicklung initialisiert werden. Zur Initialisierung gehören das Definieren von DMA Kanälen, Quelle und Ziel im Speicher und die Menge der zu übertragenden Bytes. Abbildung 2.10 zeigt die Verarbeitung eines Audio-Input-output Streams unter Verwendung von DMA. Der DMA Quell-Buffer ist in zwei Teile aufgeteilt. Während eine Hälfte vom DMA Ping-Pong Buffer mit neuen Audiosamples befüllt wird (erste Hälfte), wird der Bufferinhalt von der zweiten Hälfte in den Digital-Analog-Converter DAC geschrieben. Ist ein Transfer abgeschlossen (erste Bufferhälfte voll) löst der DMA Controller einen Interrupt aus. Der DMA Zeiger (Pointer) zeigt auf die andere Bufferhälfte (zweite Hälfte) und befüllt diesen bis der Transfer abgeschlossen ist und ein weiterer Interrupt vom DMA-Controller ausgelöst wird. Somit wird eine Audiowiedergabe ohne Verzögerungen oder Unterbrechungen sichergestellt [20].

2.7.2 Ping-Pong Buffer

Zum Abspeichern und Ausgeben der Audiodaten kommen sogenannte Ping-Pong Buffer zum Einsatz. Abbildung 2.11 veranschaulicht die Funktionsweise genannter Buffer. Während die eine Bufferhälfte vom DMA-Controller mit Audiosamples gefüllt wird (beispielsweise rechts), kann die andere gefüllte Bufferhälfte (beispielsweise links) ausgegeben oder verarbeitet werden. Wenn die Verarbeitung oder Ausgabe der linken Bufferhälfte abgeschlossen ist, werden die Adresspointer getauscht und die linke Bufferhälfte wird mit neuen Audiosamples gefüllt während die rechte Bufferhälfte nun verarbeitet oder ausgegeben werden kann. Die Größe des Ping-Pong Buffers ist von der Applikation und die zu erfüllende Echtzeitanforderung abhängig, zumal die Implementierung von Signalverarbeitungsalgorithmen zusätzliche Verarbeitungszeit mit einschließt [20]. In dieser Abschlussarbeit wird DMA und Double Buffering auf der I2S-Schnittstelle (Inter-IC-Sound)

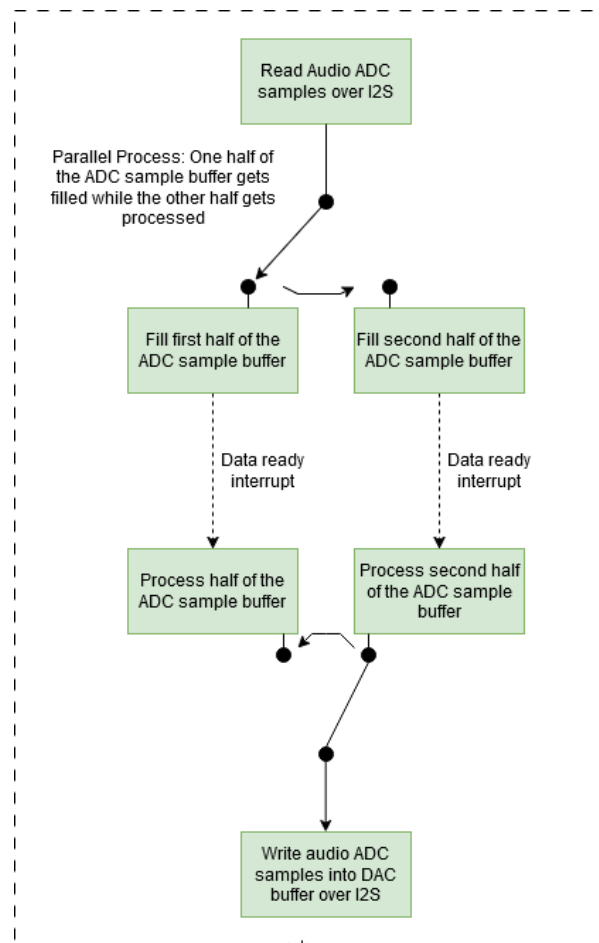


Abbildung 2.10: DMA Audio input-output data processing Stream

verwendet, um die abgetasteten Ultraschallrufe von zwei Mikrofonen im Mikrocontroller mit geringer Prozessorlast zwischenzuspeichern.

2.8 Digitale Signalverarbeitung

In diesem Kapitel werden die Grundlagen der verwendeten digitalen Signalverarbeitungs-algorithmen vorgestellt.

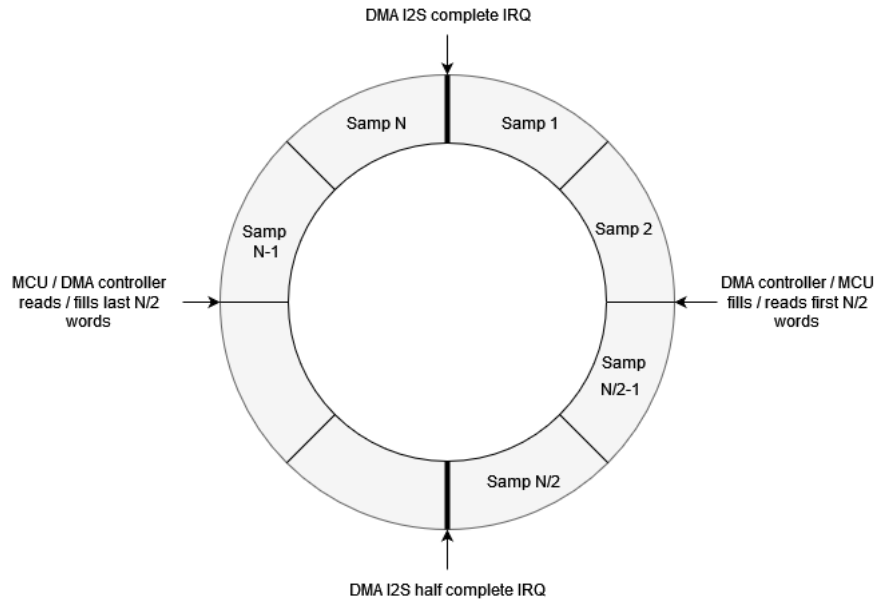


Abbildung 2.11: DMA Ping-Pong Buffer als Circular Buffer repräsentiert (modifiziert: Ringbuffer darstellung) [20]

2.8.1 Dezimationsfilter

Der Dezimationsfilter beschreibt eine Filtertopologie, welche ein Eingangssignal filtert und die Abtastfrequenz reduziert. Abbildung 2.12 zeigt den schematischen Aufbau eines Dezimationsfilters. Das Eingangssignal $x[n]$ wird zunächst gefiltert. Dabei handelt es sich um ein Anti-Alias-Filter (AAF). Die Grenzfrequenz f_c des AAF kann maximal $\frac{f_{s,M}}{2}$ (Nyquist-Frequenz) betragen um Überlappungen am Ausgangssignal $y[m]$ nach dem Dezimator zu verhindern. Die Abtastfrequenz des Signals $w[n]$ wird mit einem Dezima-

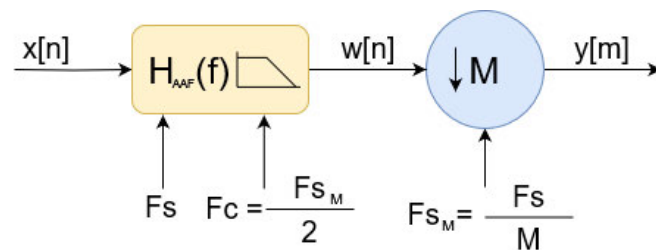


Abbildung 2.12: Blockschaltbild eines Dezimationsfilters [38]

torblock um einen ganzzahligen Faktor M geteilt. Das Ergebnis ist ein Signal $y[m]$ mit einer neuen Abtastfrequenz $\frac{f_s}{M}$. Als Dezimationsfilter werden überwiegend FIR-Filter implementiert, da diese unter Verwendung der Polyphasenzerlegung vereinfacht werden können [38]. Ein FIR-Filter ist definiert als

$$H(z) = \sum_{n=0}^N b_n z^{-n} = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N} \quad (2.13)$$

mit

- b_n Filterkoeffizienten
- z die z -Transformierte als $z = \sigma + j\omega$
- N Filterordnung

Der Dezimationsfilter mit dem Teilerfaktor M beschreibt die Anzahl der Teilfilter einer Polyphasenzerlegung. Die polyphasen Teilfilter im zeitdiskreten Bereich sind mathematisch definiert als [38]

$$y(n) = \sum_{l=0}^N h(l)x(nM - l) \quad (2.14)$$

mit

- $h(l)$ Impulsantwort des FIR-Filters
- $x(n)$ Eingangssamples
- M Dezimationsfaktor

Angenommen der Dezimationsfaktor würde $M = 2$ betragen, so müssen die Eingangssamples $x(0), x(2), x(4), \dots$ mit den Filterkoeffizienten $h(0), h(2), h(4), \dots$ multipliziert werden. Eingangssamples $x(1), x(3), x(5), \dots$ werden mit den Filterkoeffizienten $h(1), h(3), h(5), \dots$ multipliziert. Der Vorteil besteht darin, dass bei der Aufteilung in kleinere Teilfilter Rechenzeit bei den Faltungsoperationen eingespart werden können. Abschließend werden die Ergebnisse einzelner Teilfilter addiert um das Ausgangssignal $y(n)$ mit der reduzierten Abtastfrequenz zu konstruieren. Demnach kann die z -Transformierte

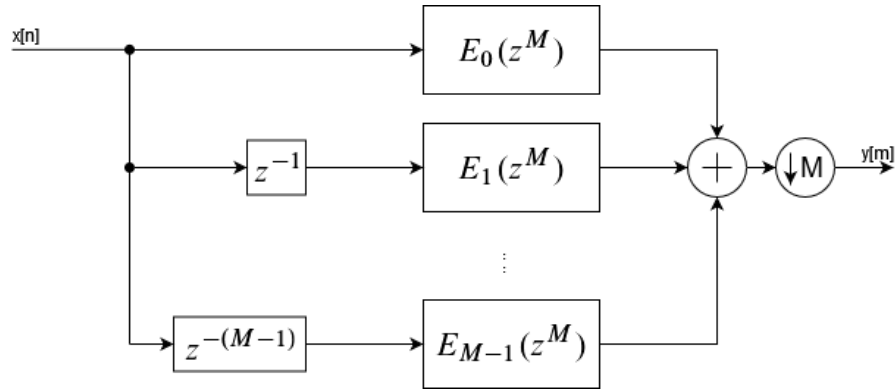


Abbildung 2.13: Signalflussdiagramm des Polyphasen-Dezimationsfilters [38]

FIR-Filterstruktur aus Gleichung 2.13 umgeschrieben werden als [38]

$$\begin{aligned}
 H(z) = & (b_0 + b_M z^{-M} + b_{2M} z^{-2M} + \dots + b_{N-M+1} z^{-(N-M+1)}) + \\
 & z^{-1} (b_1 + b_{M+1} z^{-M} + b_{2M+1} z^{-2M} + \dots + b_{N-M+2} z^{-(N-M+1)}) + \\
 & \vdots \\
 & z^{-(M-1)} (b_{M-1} + b_{2M-1} z^{-M} + b_{3M-1} z^{-2M} + \dots + b_N z^{-(N-M+1)})
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

bzw.

$$H(z) = E_0(z^M) + z^{-1} E_1(z^M) + \dots + z^{-(M-1)} E_{M-1}(z^M) \tag{2.16}$$

mit E_n als Polyphasenkomponenten. Aus Abbildung 2.12 und Gleichung 2.16 lässt sich das Signalflussdiagramm aus Abbildung 2.13 herleiten. Unter Verwendung der Noble Identities für Dezimationsfilter kann der Dezimatorblock in Abbildung 2.13 vor den Teilfiltern gezogen werden. Das Eingangssignal $x[n]$ wird auf der verringerten Abtastfrequenz gefiltert (Abbildung 2.14). Die Verzögerungs- und Dezimatorblöcke aus Abbildung 2.14 können mit einem rotierenden Schalter ersetzt werden. Abbildung 2.15 zeigt das finale Signalflussdiagramm des Dezimationsfilters. Der rotierende Schalter startet auf dem Filterzweig 0 und rotiert gegen den Uhrzeigersinn. Der Akkumulator (Accu) empfängt die aus den Teilfiltern gefilterten Eingangssamples und addiert diese zusammen. Erreicht der Schalter den Filterzweig 0, wird das summierte Ergebnis aus dem Akkumulator am Ausgang ausgegeben [38].

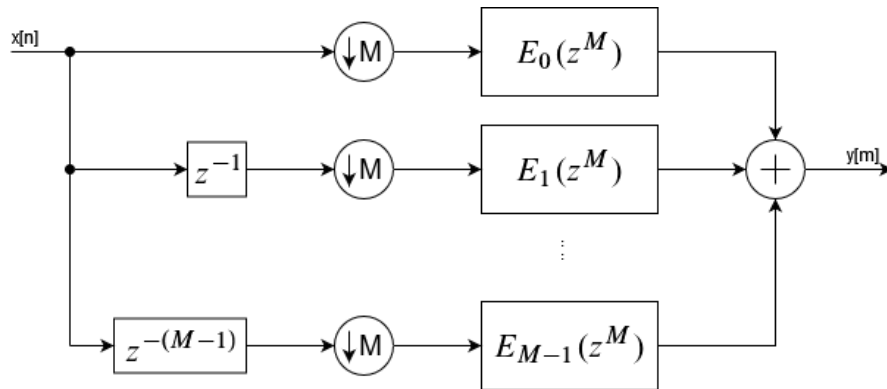


Abbildung 2.14: Signalflussdiagramm des Polyphasen-Dezimationsfilters unter Verwendung der Noble identity [38]

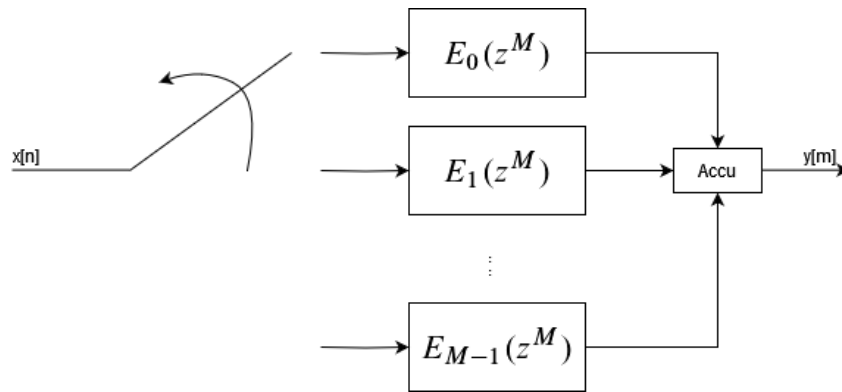


Abbildung 2.15: Vereinfachtes Signalflussdiagramm des Polyphasen-Dezimationsfilters mit Rotierendem Schalter und Akkumulator [38]

2.8.2 Modulation

Die Modulation beschreibt in der Nachrichtentechnik ein Verfahren, bei dem ein Basisbandsignal (z.B. Audiosignal) mit einem definierten Trägersignal in der Amplitude, Frequenz oder Phase verändert wird. Beim Trägersignal handelt es sich um ein sinusförmiges Signal mit einer konstanten Frequenz [70]. Das modulierte Signal $x_{MOD}(t)$ [12] lässt sich mathematisch beschreiben als

$$x_{MOD}(t) = x(t)A \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (2.17)$$

mit

- $x(t)$ das Basisbandsignal
- A Amplitudenfaktor bei der Modulation
- ω_0 Kreisfrequenz als Trägerfrequenz $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$

Die Modulation aus Gleichung 2.17 lässt sich anhand des Modulationssatzes der Fourier-Transformation (Gleichung 2.18) verallgemeinern und beschreibt, dass eine zeitkontinuierliche Funktion durch die Frequenzverschiebung komplex wird [39, 70].

$$e^{j\omega_0 t} x(t) \bullet \longrightarrow X(j(\omega - \omega_0)) \quad (2.18)$$

Daher folgt für die Multiplikation eines Signals mit der Kosinus- bzw. Sinusfunktion

$$\begin{aligned} x(t) \cdot \cos(\omega_0 t) &\bullet \longrightarrow \frac{1}{2} \cdot [X(j[\omega - \omega_0]) + X(j[\omega + \omega_0])] \\ x(t) \cdot \sin(\omega_0 t) &\bullet \longrightarrow \frac{1}{2} \cdot [-X(j[\omega - \omega_0]) + X(j[\omega + \omega_0])] \end{aligned}$$

Der Modulationssatz lässt sich durch Einsetzen in die Definitionsgleichung der Fourier-Transformation beweisen [39].

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{j\omega_0 t} e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt$$

Der Ausdruck $\omega - \omega_0$ wird mit v substituiert.

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j(v)t} dt = X(jv) = X(j(\omega - \omega_0))$$

Abbildung 2.16 zeigt die Modulation eines Basisbandsignals mit der Kosinusfunktion als Träger. Die Multiplikation mit der Kosinusfunktion verschiebt das Spektrum des Basisbandsignals symmetrisch um die Trägerkreisfrequenz ω_0 . Das Ergebnis ist ein Spektrum bei der das obere Seitenband (oS) wie beim modulierenden Signal in Regellage steht und das untere Seitenband (uS) in Kehrlage, d.h. für reelle Signale frequenzmäßig gespiegelt [70].

2.8.3 Aufbau eines Mikrofonarrays

Mikrofonarrays sind Anordnungen von mehreren identischen Mikrofonen und dienen der räumlichen Erfassung von Schallfeldern durch Abtastung an diskreten Stellen im Raum

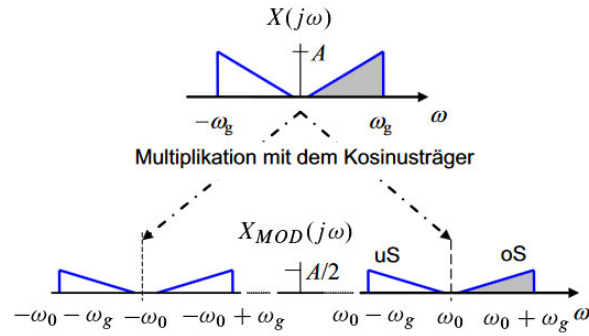


Abbildung 2.16: Spektren zum modulierenden Signal $X(j\omega)$ und zum Modulationsprodukt $X_{MOD}(j\omega)$ [70]

[9]. Bei der Anordnung eines Mikrofonarrays spielt die Art der Anwendung eine Rolle. Bei der räumlichen Erfassung von Schallfeldern muss die geometrische Anordnung bekannt sein um eine sinnvolle Abschätzung durchführen zu können. Um das Problem der Lokalisierung zu vereinfachen finden lineare (ULA: Uniform Linear Array) oder zirkulare (UCA: Uniform Circular Array) Anordnungen die häufigste Anwendung [28]. Da in dieser Abschlussarbeit zwei MEMS-Mikrofone ein Mikrofonarray bilden, handelt es sich um einen Sonderfall eines linearen Arrays. Abbildung 2.17 zeigt den Aufbau eines linearen Arrays bestehend aus zwei Mikrofonen, die in einem Abstand d zueinander stehen. Eine planare Schallwelle $s(k)$ propagiert über die Luft und hat einen Eintrittswinkel θ . Das Signal, welches in Sensor 2 ankommt, erfährt im Vergleich zu Sensor 1 eine Zeitverzögerung. Daher ist die Zeitverzögerung τ_{12} [28] gegeben als:

$$\tau_{12} = \frac{d \cdot \cos \theta}{c} \quad (2.19)$$

mit

- c : Schallgeschwindigkeit im Medium Luft
- d : Abstand zwischen den Mikrofonen
- θ : Eintrittswinkel

Ist τ_{12} gegeben, lässt sich der Eintrittswinkel θ bestimmen. Dieses Verfahren wird auch TDOA (time-difference-of-arrival) genannt.

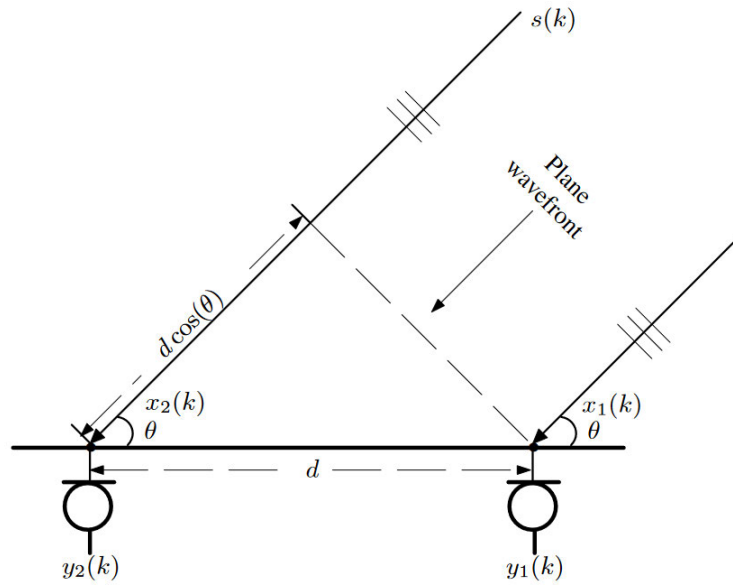


Abbildung 2.17: Aufbau eines linearen Arrays mit zwei identischen Mikrofonen [28]

2.8.4 Räumliches Aliasing

Eines der wichtigsten Kriterien für die Dimensionierung von Mikrofonarrays ist der Abstand zwischen den Mikrofonen. Je größer der Abstand d nach Gleichung 2.19 gewählt wird, desto größer wird die Zeitverzögerung zwischen den Mikrofonen. Die Herausforderung besteht darin, dass ab einer bestimmten Frequenz das Phänomen des räumlichen Alias-Effekts auftritt. Da das Spektrum einer abgetasteten Welle periodische Fortsetzungen bei $\frac{2\pi}{d}$ aufweist, entsteht bei zu großer Verzögerung eine Mehrdeutigkeit. Im Spektralbereich entspricht eine Zeitverzögerung einer Phasenverschiebung der Signale. Die Gleichung 2.20 zeigt, dass diese periodischen Fortsetzungen bzw. Mehrdeutigkeiten im sichtbaren Bereich des Spektrums auftreten können, wenn die Bedingung

$$d \leq \frac{\lambda_{f_{max}}}{2} \quad (2.20)$$

nicht eingehalten wird [28, 9]. Die Wellenlänge $\lambda_{f_{max}}$ stellt die höchste im Signal vorkommenden Frequenz dar. Mit Hilfe der Gleichung 2.3 kann die Gleichung 2.20 umformuliert werden zu

$$d \leq \frac{c}{2 \cdot f_{max}} \quad (2.21)$$

2.8.5 MUSIC

MUSIC (**M**Ultiple **S**ignal **C**lassification) ist eines der bekanntesten Verfahren zur Schalllokalisierung [3]. Es gehört zu den unterraumbasierten Verfahren, bei denen die TDOA durch Berechnung der Eigenvektoren der empfangenen Signale abgeschätzt wird. Heutzutage findet der MUSIC-Algorithmus nicht nur in Radarsystemen Anwendung, sondern auch bei der Verarbeitung von Schallquellen und Sprache mit Hilfe von Mikrofonarrays [28]. Zur Vereinfachung wird der MUSIC-Algorithmus für schmalbandige Signale betrachtet. Da unterraumbasierte Verfahren wie MUSIC frequenzbasiert sind, muss zunächst die zeitdiskrete Fourier-Transformation (DTFT) des Signalmodells berechnet werden. Das Signalmodell eines Mikrofonausgangs [28] ist definiert als

$$y_n(k) = x_n(k) + v_n \quad \bullet \quad Y_n(f) = X_n(f) + V_n(f) \quad (2.22)$$

mit

- $x_n(k)$: Zeitverzögertes Ursprungssignal
- v_n : Rauschanteil

Um die Zeitverzögerungen zu berücksichtigen, kann der Verschiebungssatz der Fouriertransformation verwendet werden, um die Zeitverschiebung im Frequenzbereich darzustellen. Das Signalmodell aus Gleichung 2.22 kann im Frequenzbereich wie folgt umformuliert werden

$$Y_n(f) = S(f)e^{-j2\pi[t+\mathcal{F}_n(\tau)]} + V_n(f) \quad (2.23)$$

mit

- $S(f)$: Ursprungssignal
- $\mathcal{F}_n(\tau)$: TDOA zwischen Mikrofon 1 und Mikrofon n
- $V_n(f)$: Rauschanteil

Ein Vektor $\mathbf{y}$, bestehend aus den Signalmodellen eines Mikrofonarrays, kann definiert werden als

$$\mathbf{y} = [Y_1(f) \ Y_2(f) \ \dots \ Y_N(f)]^T \quad (2.24)$$

wird Gleichung 2.23 in 2.24 eingesetzt ergibt sich

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \mathbf{x} + \mathbf{v} \\ \mathbf{y} &= \varsigma(\tau)S(f)e^{-j2\pi t f} + \mathbf{v}\end{aligned}\tag{2.25}$$

mit

- $\varsigma(\tau)$: Steering-Vektor $\varsigma(\tau) = [e^{-j2\pi\mathcal{F}_1(\tau)} \ e^{-j2\pi\mathcal{F}_2(\tau)} \ \dots \ e^{-j2\pi\mathcal{F}_N(\tau)}]$
- $\mathbf{v}$: Vektor mit Rauschanteilen $\mathbf{v} = [V_1(f) \ V_2(f) \ \dots \ V_N(f)]^T$

Da der Ausdruck $e^{-j2\pi t f}$ in der Gleichung 2.25 Informationen über die Laufzeit des Signals von der Quelle zum ersten Mikrofon enthält und für die Richtungsschätzung (DOA) nicht benötigt wird, kann dieser Ausdruck vernachlässigt werden [22]. Unter der Annahme, dass die Signale und das Rauschen unkorreliert sind, kann die Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_Y$ wie folgt geschrieben werden

$$\mathbf{R}_Y = E(\mathbf{y}\mathbf{y}^H) = \mathbf{R}_X + \sigma_V^2 \mathbf{I}\tag{2.26}$$

mit

$$\mathbf{R}_X = \sigma_S^2 \varsigma(\tau) \varsigma^H(\tau)\tag{2.27}$$

sowie $\sigma_S^2 = E[|S(f)|^2]$ und $\sigma_V^2 = E[|V_1(f)|^2] = \dots = E[|V_N(f)|^2]$ die Varianz des Signals und Rauschen beschreibt. Die Matrix $\mathbf{R}_X$ hat den Rang 1 wenn es einen Steering-Vektor gibt (eine Quelle). Bei M Quellen bzw. M Steering-Vektoren hat die Matrix $\mathbf{R}_X$ den Rang M. Die Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_Y$ kann in ihre Eigenwerte zerlegt werden als

$$\mathbf{R}_Y = \mathbf{B}\mathbf{\Lambda}\mathbf{B}^H\tag{2.28}$$

während

$$\begin{aligned}\mathbf{\Lambda} &= \text{diag}[\lambda_{Y,1} \ \lambda_{Y,2} \ \dots \ \lambda_{Y,N}] \\ \mathbf{\Lambda} &= \text{diag}[\lambda_{X,1} + \sigma_V^2 \ \sigma_V^2 \ \dots \ \sigma_V^2]\end{aligned}\tag{2.29}$$

die Diagonalmatrix ist, die sich aus den Eigenwerten von $\mathbf{R}_Y$ zusammensetzt und

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2 \ \dots \ \mathbf{b}_N]\tag{2.30}$$

die Matrix aus den Eigenvektoren $\mathbf{b}_n$ mit dem zugehörigen Eigenwert $\lambda_{Y,n}$. $\lambda_{X,1}$ ist der einzige positive Eigenwert von $\mathbf{R}_X$, welcher nicht gleich null entspricht. Für $n \geq 2$ gilt

$$\mathbf{R}_Y \mathbf{b}_n = \lambda_{Y,n} \mathbf{b}_n = \sigma_V^2 \mathbf{b}_n \quad (2.31)$$

bzw. auch bekannt als

$$\mathbf{R}_Y \mathbf{b}_n = [\sigma_S^2 \varsigma(\tau) \varsigma^H(\tau) + \sigma_V^2 \mathbf{I}] \mathbf{b}_n. \quad (2.32)$$

Eine Gleichsetzung der Gleichungen 2.31 und 2.32 zeigt, dass

$$\sigma_S^2 \varsigma(\tau) \varsigma^H(\tau) \mathbf{b}_n = 0 \quad (2.33)$$

beträgt. Eine weitere Äquivalente Darstellung wäre

$$\varsigma^H(\tau) \mathbf{b}_n = 0 \quad (2.34)$$

oder

$$\mathbf{b}_n^H \varsigma(\tau) = 0. \quad (2.35)$$

Die Eigenvektoren, die zu den $N-1$ kleinsten Eigenwerten von $\mathbf{R}_Y$ zugeordnet werden, sind orthogonal zum Steering Vektor, der die Information über die tatsächliche TDOA enthält. Anschließend kann die Kostenfunktion bzw. das MUSIC-Pseudospektrum gebildet werden.

$$J_{MUSIC}(p) = \frac{1}{\sum_{n=2}^N |\varsigma^H(\tau) \mathbf{b}_n|^2} \quad (2.36)$$

Die Eigenvektormatrix $\mathbf{B}$ kann sowohl in den Signalunterraum $\mathbf{B}_s$ als auch in den Rauschunterraum $\mathbf{B}_n$ unterteilt werden. $\mathbf{B}_s$ ist eine Matrix mit M Spalten und M Signal-Eigenwerten. $\mathbf{B}_n$ ist eine Matrix mit $N-M$ Spalten und den Rausch-Eigenwerten σ_V^2 . Die kleinsten Eigenwerte der Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_Y$ entsprechen den Rausch-Eigenwerten σ_V^2 . Um zwischen Signal- und Rausch-Eigenwerten zu unterscheiden, werden die Eigenwerte der Größe nach sortiert, um die kleinsten Eigenwerte zu bestimmen, die gleich sind. Der Rauschunterraum $\mathbf{B}_n$ ist orthogonal zum Signalunterraum $\mathbf{B}_s$ und auch orthogonal zu den Steering-Vektoren der Signale. Daher kann das MUSIC-Pseudospektrum $J_{MUSIC}(p)$

aus Gleichung 2.36 umgeschrieben werden als

$$J_{MUSIC}(p) = \frac{1}{\boldsymbol{\varsigma}^H(\tau) \mathbf{B}_n \mathbf{B}_n^H \boldsymbol{\varsigma}(\tau)}. \quad (2.37)$$

Das Maximum von $J_{MUSIC}(p)$ an der Stelle der Latenzzeit p (lag time) beschreibt die gesuchte TDOA τ :

$$\tau_{MUSIC} = \arg \max_p J_{MUSIC}(p) \quad (2.38)$$

3 Anforderungsanalyse

Dieses Kapitel befasst sich mit der Anforderungsanalyse. Es beschreibt die Systemumgebung des Ultraschall Mikrofon-Array Adapters, die beteiligten Stakeholder und die Anwendungsfälle, die konkrete Anforderungen an das System stellen. Zur Vereinfachung wird der Ultraschall Mikrofon-Array Adapter nur noch als U-Adapter bezeichnet.

3.1 Systemumgebung

Die Systemumgebung beschreibt den U-Adapter auf einer Systemebene mit Schnittstellen zu allen anderen benachbarten Systemen. Abbildung 3.1 veranschaulicht die Systemumgebung als Blockdiagramm.

Fledermaus: Zielquelle, deren Sozialruf mit Ultraschallmikrofonen aufgenommen und mit zusätzlicher Hardware wie Datenwandlern und Prozessoren für die Signalverarbeitung und Übertragung an ein Endgerät wie Computer oder Laptop vorbereitet wird.

Mikrofonarray: Mikrofone, die in definiertem Abstand voneinander aufgestellt werden, um die Sozialrufe der Fledermäuse zu empfangen und daraus die Schallrichtung zu bestimmen.

Adapter: Besteht aus einem Datenwandler wie einem Analog-Digital-Converter (ADC) und einer analogen Schaltung zur Vorverstärkung der aufgenommenen Sozialrufe. Mittels digitaler Schaltungstechnik, beispielsweise Prozessoren, werden die Sozialrufe zwischengespeichert, vorverarbeitet und über eine digitale Schnittstelle wie beispielsweise USB, an einen Computer oder Laptop übertragen.

Audiosignalverarbeitung & Ausgabe: Die Signalverarbeitung, um die Sozialrufe der

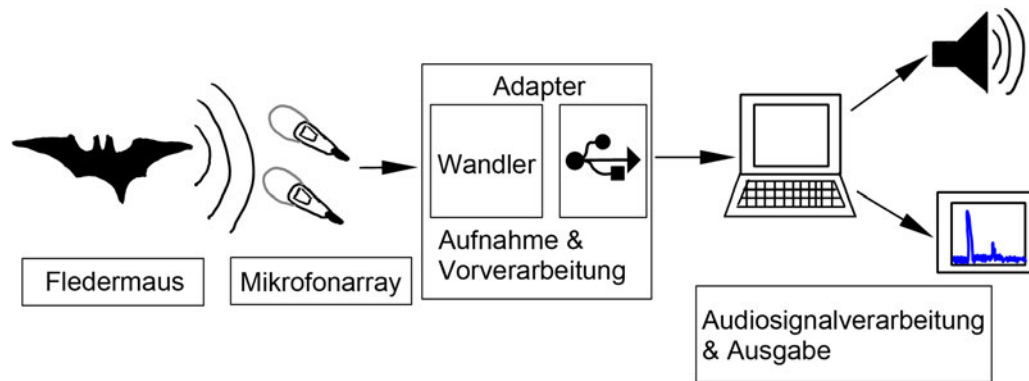


Abbildung 3.1: Systemumgebung als Blockdiagramm Darstellung

Fledermäuse hörbar zu machen, visuell darzustellen und die Schallrichtung zu bestimmen, findet auf einem Computer oder Laptop statt.

3.2 Stakeholder

Stakeholder werden Personengruppen bezeichnet, welche an einem Projekt, Produkt, Vorhaben oder in einem Unternehmen Interesse haben. Sie können einen direkten oder indirekten Einfluss auf das Projekt und seinen Erfolg haben. Ebenso wichtig ist es, die Bedürfnisse und Erwartungen aller Stakeholder bei der Entwicklung zu berücksichtigen und zu erfüllen. Im Folgenden werden diese Personengruppen identifiziert und ihre Interessen sowie Erwartungen erläutert.

3.2.1 Auftraggeber

Der Erstprüfer und Betreuer dieser Abschlussarbeit nimmt eine zentrale Rolle als Stakeholder ein und übernimmt die Rolle des Auftraggebers. Der Auftraggeber hat ein Interesse daran, dass das System eine vollständige und funktionsfähige Verarbeitungskette bietet. Für zukünftige Arbeiten und Projekte ist es wichtig, dass das System modular aufgebaut ist, sodass einzelne Module leicht erweitert oder ausgetauscht werden können. Des Weiteren liegt das Interesse des Prüfers neben der fachlichen Qualität und der vollständigen Dokumentation der Lösung auch auf dem Erkenntnisgewinn und der Wissenserweiterung im Bereich der Hardwareentwicklung sowie der digitalen Signalverarbeitung. Darüber

hinaus ist er daran interessiert, das System auch zu Demonstrationszwecken einsetzen zu können.

3.2.2 Entwickler

Der Verfasser dieser Arbeit ist sowohl Entwickler als auch neben dem Auftraggeber ein wichtiger Stakeholder und trägt die Verantwortung für den Erfolg des Projekts. Er ist daran interessiert, neue technische Kenntnisse und Fähigkeiten auf dem Gebiet der Hardwareentwicklung und der digitalen Signalverarbeitung zu erwerben. Der Entwickler stellt sicher, dass die gestellten Anforderungen im zeitlichen Rahmen dieser Abschlussarbeit erfüllt werden. Darüber hinaus hat der Entwickler ein Interesse daran, dass zukünftige Arbeiten und Projekte ohne lange Einarbeitungszeit auf dieser Abschlussarbeit aufbauen können.

3.2.3 Nutzer

Hinsichtlich der Nutzer können verschiedene Nutzergruppen identifiziert werden. Eine Nutzergruppe sind die Endnutzer, die daran interessiert sind, das System zu nutzen, ohne einen tieferen fachlichen und technischen Hintergrund zu haben. Sie haben auch ein Interesse daran, mit Hilfe des Systems die Natur besser kennenzulernen, indem sie die Ultraschallrufe der Fledermäuse hören und ihr Verhalten bei der Richtungsbestimmung verfolgen können, ohne hohe Anschaffungskosten für das System zu tragen. Das System kann nicht nur für Freizeitaktivitäten genutzt werden, sondern auch von Naturwissenschaftlern, die mit den aufgezeichneten Ultraschalldaten neue Erkenntnisse über die Lebensweise, die Artbestimmung und den Schutz von Fledermäusen sammeln können. Eine weitere Interessengruppe sind Studierende, die sich einen Eindruck von den Ergebnissen studentischer Arbeiten verschaffen wollen.

3.2.4 Personen im Bereich der Weiterentwicklung

Das System und die Ergebnisse dieser Arbeit können von Studierenden, wissenschaftlichen Mitarbeitern und Professoren als Lernplattform für digitale Signalverarbeitung im Ultraschallbereich genutzt werden. Das System kann nicht nur für den Empfang von Ultraschallrufen von Fledermäusen verwendet werden, sondern auch für die Entwicklung

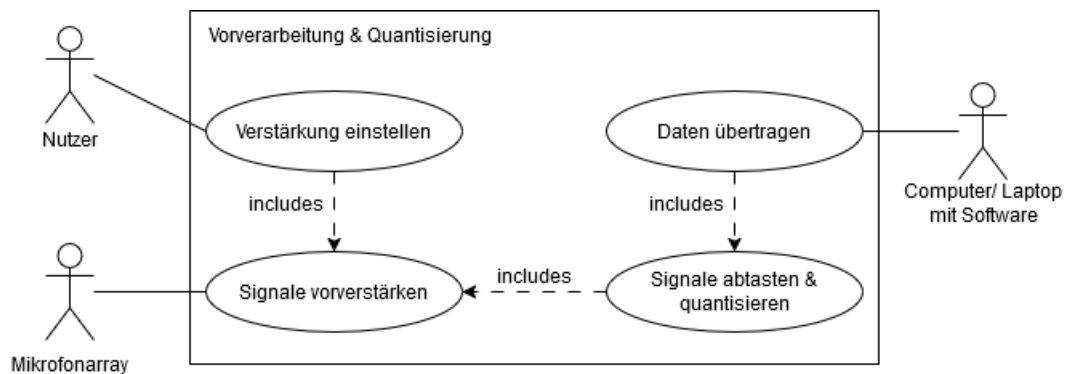


Abbildung 3.2: Anwendungsfalldiagramm: Vorverarbeitung & Quantisierung

von Signalverarbeitungsalgorithmen und Mikrofonarrayanwendungen im Ultraschallbereich. Im Rahmen zukünftiger Arbeiten und Projekte sind diese Personengruppen daran interessiert, dass das System gut dokumentiert ist, um bei Erweiterungen die notwendige Einarbeitungszeit zu reduzieren. Neben der digitalen Signalverarbeitung kann das System für Personengruppen, die sich für das Anwendungsgebiet der Künstlichen Intelligenz (KI) interessieren, erweitert werden, indem z.B. Ultraschallrufe von Fledermäusen und deren Arten automatisiert klassifiziert werden.

3.3 Anwendungsfälle

Nach Beschreibung der Systemumgebung und Interessengruppen folgen die Anwendungsfälle. Der U-Adapter hat den wesentlichen Zweck, Ultraschallrufe in digitale Audiodaten umzuwandeln und zur Verarbeitung an einen Computer oder Laptop zu übertragen. Die Anwendungsfälle werden in den Abbildungen 3.2 und 3.3 illustriert und analysiert.

3.3.1 Anwendungsfälle Vorverarbeitung & Quantisierung

Die Anwendungsfälle des U-Adapters sind in Abbildung 3.2 dargestellt. Die einzelnen Anwendungsfälle werden im Folgenden erläutert.

Signale vorverstärken: Aufgrund von Umweltfaktoren wie der Dämpfung des Schalldruckpegels in Abhängigkeit von der Entfernung zur Quelle (Fledermaus), frequenzab-

hängigen Dämpfungen sowie Einflüsse des Mehrwegekanals werden die Sozialrufe von den Mikrofonen mit niedrigen Audiopegeln empfangen. Analog-Digital-Wandler sind in ihrer Auflösung und dem damit verbundenen Dynamikbereich begrenzt. Eingehende Sozialrufe mit geringen Audiopegeln können den Dynamikbereich des Analog-Digital-Wandlers nach der Quantisierung nicht voll ausnutzen. Daher müssen die Pegel der aufgenommenen Sozialrufe durch Verstärkerschaltungen angehoben werden.

Signale abtasten & quantisieren: Um die Sozialrufe der Fledermäuse mit einer Software bearbeiten und speichern zu können, müssen diese zunächst quantisiert werden.

Daten übertragen: Die quantisierten Rohdaten müssen auf den Computer / Laptop übertragen werden, um diese mit einer Software weiter zu verarbeiten.

Verstärkung einstellen: Der Benutzer kann den Verstärkungsfaktor eingehender Signale anpassen.

3.3.2 Anwendungsfälle Detektion & Ortung der Fledermausrufe

Die Anwendungsfälle der Software zur Verarbeitung der Ultraschallrufe sind in Abbildung 3.3 dargestellt und werden in diesem Unterkapitel genauer beschrieben.

Daten empfangen: Die Audiodaten aus der Vorverarbeitung und Quantisierung müssen über eine digitale Schnittstelle von einem Computer/Laptop empfangen werden, um weiterverarbeitet und gespeichert zu werden.

Daten abspeichern: Die empfangenen Sozialrufe der Fledermäuse können in einem Audioformat wie WAV gespeichert werden, um sie bei Bedarf ohne Echtzeitanforderungen zu analysieren und zu verarbeiten.

Digitale Signalverarbeitung: Die empfangenen Audiodaten werden mit Hilfe digitaler Signalverarbeitungsalgorithmen verarbeitet. Dabei soll der Sozialruf einer Fledermaus hörbar gemacht und die Schallrichtung bestimmt werden.

Fledermausruf hörbar machen: Unter Verwendung von Algorithmen zur Signalverarbeitung wird der Sozialruf einer Fledermaus hörbar gemacht.

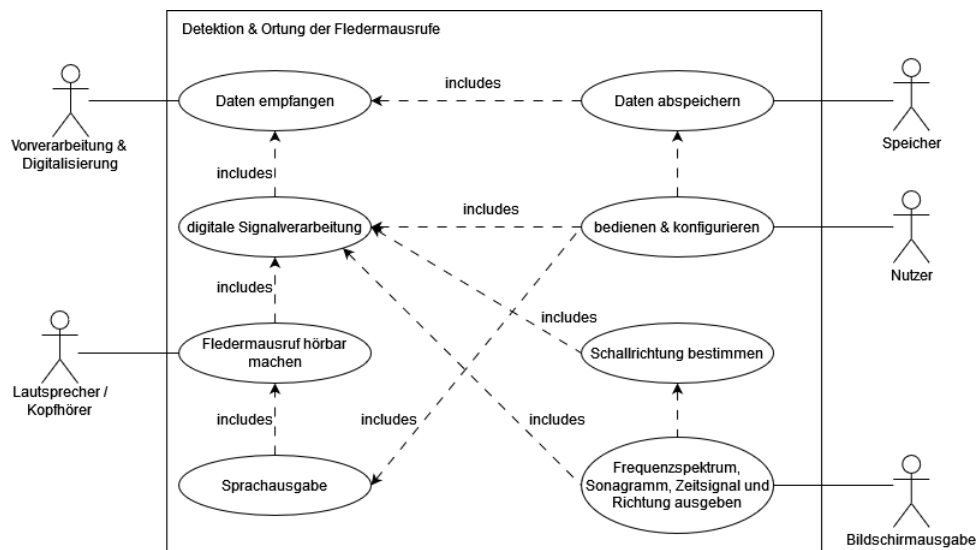


Abbildung 3.3: Anwendungsfalldiagramm: Detektion & Ortung der Fledermausrufe

Schallrichtung bestimmen: Unter Verwendung von Algorithmen zur Signalverarbeitung wird die Schallrichtung eines Fledermausrufes bestimmt.

Frequenzspektrum, Sonagramm, Zeitsignal und Richtung ausgeben: Die Sozialrufe der Feldmaus werden visuell dargestellt. Die grafische Darstellung umfasst Frequenzspektren, Sonagramme sowie die Audiospur im Zeitbereich.

Sprachausgabe: Die verarbeiteten Sozialrufe, die in einen hörbaren Frequenzbereich verschoben wurden, werden über die Lautsprecher eines Computers / Laptops oder über Kopfhörer akustisch wiedergegeben.

Bedienung & Konfiguration: Der Benutzer bestimmt durch Eingaben, welche Frequenzbereiche der Sozialrufe hörbar gemacht werden sollen, ob eine Aufnahme als Audioodatei gespeichert oder die Sozialrufe abgespielt werden sollen.

3.4 Funktionale und nichtfunktionale Anforderungen

In diesen Unterkapiteln werden die Anforderungen identifiziert, die auf den vorangegangenen Abschnitten Systemumgebung, Stakeholder und Anwendungsfälle basieren. Dabei

ist zwischen funktionalen und nicht-funktionalen Anforderungen zu unterscheiden. Die funktionalen Anforderungen beschreiben die Funktionen, welche das System erfüllen soll. Zu diesen Anforderungen gehören Funktionen wie Audioaufnahme, Systemverhalten, Signalverarbeitung und Ausgabe. Nichtfunktionale Anforderungen sind Leistungsstandards sowie Qualitätsmerkmale, die das System erfüllen soll. Konkrete nichtfunktionale Anforderungen sind Echtzeitanforderungen, Stabilität, physikalische Abmessungen etc.

3.4.1 Funktionale Anforderungen

Anforderungen an die Hardware

F1: Der Ultraschallbereich von 12 kHz bis mindestens 50 kHz ist abzudecken und aufzunehmen.

In Deutschland sind 25 Fledermausarten heimisch und in Hamburg sind 14 Arten vertreten [44]. Der tiefste Ruf ist der fm-cf Ruf des braunen Langohrs mit 12 kHz in einer offenen Umgebung. Zu den höherfrequenten Rufen gehört der Sozialruf der Fransenfledermaus, welcher bis zu 50 kHz erreichen kann [34].

F2: Fledermausrufe zwischen 12 kHz bis mindestens 50 kHz sollten unter normalen Witterungsbedingungen bis zu einer Entfernung von 10 m noch „gut“ hörbar sein. *Konsumer Audio ist auf einen Line-Pegel von -10 dBV ausgelegt. Professionelle Audioanwendungen können einen Line-Pegel von +4 dBu erreichen [76].*

F3: Die Ultraschallrufe sollen digitalisiert und über eine digitale Schnittstelle auf einen Laptop, Computer oder ein Android-fähiges Smartphone übertragen werden.

Anforderungen an die Software

F1: Unter Verwendung von Algorithmen zur Audiosignalverarbeitung soll der Sozialruf von Fledermäusen im Bereich von 12 kHz bis mindestens 50 kHz hörbar gemacht werden. *Der hörbare Frequenzbereich liegt unterhalb von 20 kHz.*

F2: Es soll möglich sein verschiedene Fledermausarten mit unterschiedlichen Frequenzen, welche sich im Bereich von 12 kHz bis mindestens 50 kHz erstrecken, gleichzeitig zu detektieren.

F3: Unter Verwendung von Algorithmen zur Audiosignalverarbeitung soll die Schallrichtung des Sozialrufs der Fledermaus eindimensional bestimmt werden.

F4: Die Software ist in der Lage die Sozialrufe und dessen Schallrichtung zu visualisieren.

F5: Die aufgenommenen Sozialrufe können als Audiodatei gespeichert werden.

F6: Die Software ist in der Lage, die Sozialrufe synchron zu verarbeiten.

3.4.2 Nichtfunktionale Anforderungen

N1: Der U-Adapter darf eine Größe von maximal 60 x 60 x 30 mm nicht überschreiten. *Da es sich beim Echo Meter Touch 2 Pro aus Kapitel 2.6 ebenfalls um einen Ultraschalladapter handelt, wird dieser als Referenz für die Abmessungen genommen (35 x 48 x 11.7 mm Länge x Breite x Höhe). Laut ISO/TR 7250-2 beträgt die durchschnittliche Handlänge der deutschen Bevölkerung 175-207 mm für Männer und 162-193 mm für Frauen [27]. In einer Studie aus Japan [33] wurde die Griffkraft und Griffbreite von Männern und Frauen untersucht und die Kraft ermittelt, die erforderlich ist, um den Hebel eines zirkulären Staplers zu betätigen. Bei vergleichbarer durchschnittlichen Handlänge liegen die optimalen Griffbreiten etwa zwischen 55-63mm [33].*

N2: Der U-Adapter darf ein Gewicht von maximal 150 g nicht überschreiten. *Da zu dem entwickelten Ultraschalladapter ein weiteres System (Laptop oder Smartphone) zum Empfang der Fledermausrufe hinzukommt, kann es zu einer erhöhten körperlichen Belastung beim Halten, Tragen und Balancieren beider Geräte kommen. Smartphones, die einfach zu handhaben und leicht sind, wiegen durchschnittlich 110 g [36]. High-End-Smartphones können auch bis zu 180 g wiegen (Google Pixel 8 [23]). Als weitere Referenz dient der Ultraschalladapter das Echo Meter Touch 2 Pro. Dieser wiegt etwa 20 g.*

N3: Die Materialkosten für externe Komponenten sollen die Grenze von 35 Euro für den U-Adapter nicht überschreiten.

Als Referenz für die Anschaffungskosten wird der Fledermausdetektor FRANZIS 67013 gewählt [30], da dieser der günstigste käufliche Fledermausdetektor ist. Das FRANZIS 67013 ist ein analoger Heterodyn-Fledermausdetektor.

N4: Die Software soll auf dem Betriebssystem Windows 10 und höher lauffähig sein. *Microsoft hat bekanntgegeben, dass der Sicherheitsupdate-Support von Windows 10 nach dem 14.10.2025 eingestellt wird [41]. Daher soll die Priorität auf die höherwertige Version (Windows 11) gelegt werden.*

N5 (optional): Die Software soll auf Android-fähigen Geräten mit der Version 12.0 oder höher lauffähig sein.

Laut statcounter.com [53] nehmen die Android Versionen ab 12.0 über 15% Marktanteil weltweit ein (stand August 2024).

N6: Die Soft- und Hardware darf vom Empfang der Sozialrufe bis zur Ausgabe eine Latenzzeit von 500 ms nicht überschreiten.

Die Verarbeitung und Visualisierung soll zügig erfolgen, sodass die menschliche Wahrnehmung Verzögerungen kaum bemerkt, jedoch ausreichend Zeit vorhanden ist, um die Ultraschalldaten zu verarbeiten. Die Optische Reaktionszeit liegt bei ca. 280 ms bei Männern und 247 ms bei Frauen. Die akustische Reaktionszeit bei Männern beträgt ungefähr 178 ms und 168 ms bei Frauen [25].

4 Konzept

Im Rahmen der Konzeption sind auf der Grundlage der im Kapitel 3 erarbeiteten Anforderungen Systemkomponenten zu identifizieren sowie Schnittstellen und Hardwarekomponenten festzulegen.

4.1 Identifikation nötiger Systemkomponenten

Basierend auf der Systemumgebung aus Abbildung 3.1 können die folgenden Systemkomponenten identifiziert werden, um die Grundfunktion des U-Adapters zu implementieren:

- MEMS-Mikrofone zur Aufnahme von Ultraschallrufen
- Signalprozessor / Mikrocontroller zur Ablaufsteuerung und Ultraschalldatenübertragung und ggf. native USB-PHY Schnittstelle
- Schnittstelle (beispielsweise USB) zur Datenübertragung und Spannungsversorgung
- Linearer Festspannungsregler (LDO) und Operationsverstärker für Bias-Generatoren als Spannungsversorgung
- Mehrkanaliger Analog-Digital-Wandler (ADC) zum Abtasten von analogen Ultraschallrufen
- Operationsverstärker für Verstärkerschaltungen und analoger Filterung als analoges Frontend

Nach der Identifikation der Systemkomponenten kann das Blockdiagramm in Abbildung 4.1 dargestellt werden. Die Pfeile zeigen in welcher Beziehung die Blöcke zueinander stehen. Die roten Pfeile ausgehend von der Schnittstelle (grüner Block) und Spannungsversorgung (roter Block) zeigen, welche Systemkomponenten mit elektrischer Spannung

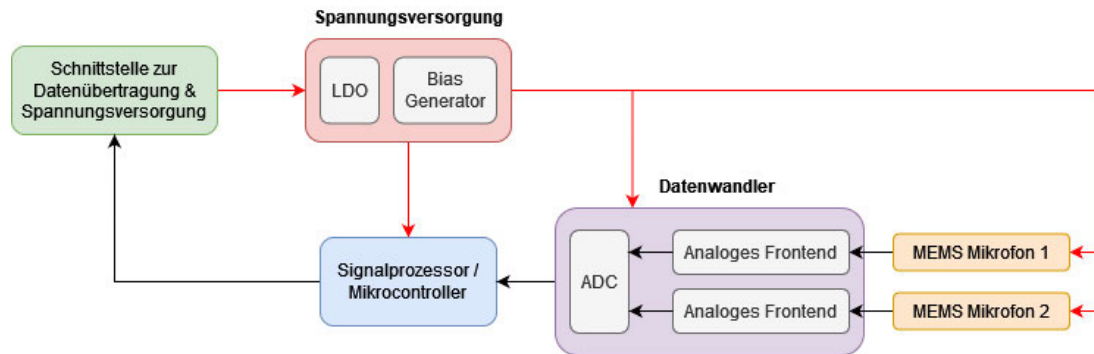


Abbildung 4.1: Erweitertes Blockdiagramm des U-Adapters. Rote Pfeile zeigen Spannungsversorgungen. Schwarze Pfeile zeigen analoge sowie digitale Verbindungen

versorgt werden. Die von den MEMS-Mikrofonen aufgenommenen Ultraschallrufe durchlaufen zunächst das analoge Frontend, welches Filter- und Verstärkerschaltungen implementiert, und werden vom ADC quantisiert. Die quantisierten ADC-Daten werden im Signalprozessor / Mikrocontroller zwischengespeichert, um für die Datenübertragung aufbereitet zu werden.

4.2 Komponentenauswahl

In diesem Unterkapitel werden Hardwarekomponenten vorgestellt, die als Systemkomponenten geeignet wären. Durch den Vergleich der zur Auswahl stehenden Komponenten wird eine Entscheidung getroffen, welche für den Einsatz am U-Adapter geeignet sind.

4.2.1 Mikrofon

Die analoge Aufzeichnung akustischer Rufe im Ultraschallbereich erfolgt mittels spezieller Mikrofone. Zu den bekanntesten Mikrofontypen gehören Elektret-, Kondensator- und MEMS-Mikrofone. Diese unterscheiden sich in ihrer Architektur und Bauform. Günstige Mikrofone sind bereits für einen Betrag von unter einem Euro erhältlich. Die Herausforderung bei der Suche nach einem geeigneten, ultraschallfähigen Mikrofon besteht darin, dass die Hersteller kaum Angaben zu den Leistungsdaten und dem Frequenzverhalten im

Ultraschallbereich angeben. Im Rahmen des Artikels „*Near-Ultrasonic Transfer Function and SNR of Differential MEMS Microphones Suitable for Photoacoustics*“ [18] werden verschiedene konventionelle MEMS-Mikrofone anhand des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR: Signal-to-Noise-Ratio) im Frequenzbereich von 20 kHz bis 80 kHz miteinander verglichen. Die Ergebnisse zeigen, dass alle Mikrofone Resonanzen in ihrer Frequenzantwort aufweisen. Professionelle Ultraschallfähige-Mikrofone, wie sie beispielsweise von Avisoft-Bioacoustics oder Wildlife Acoustics angeboten werden, können mehrere hunderte bis mehrere tausende Euro kosten [8]. Dabei handelt es sich um Elektret- und Kondensatormikrofone. Im Vergleich zu den untersuchten MEMS-Mikrofonen [18] weisen diese flacheres bzw. konstanteres SNR Verhalten auf [8]. Elektret- und Kondensatormikrofone erfordern eine externe Spannungsversorgung, um den aufgenommenen Klang übertragen zu können [7, 68]. Diese wird auch Phantomspeisung genannt. Die Spannung kann bis zu 48 Volt betragen [68]. Da es sich bei der Phantomspeisung um ein zusätzliches Gerät handelt, würde dies zu weiteren Schwierigkeiten bei der Bedienung und Ausbalancieren des U-Adapters führen, was sich negativ auf die Ergonomie auswirkt. Da es sich beim U-Adapter um ein tragbares Gerät handelt, sind Elektret- und Kondensatormikrofon für diese Anwendung nicht geeignet. Die hohe Genauigkeit des Herstellungsprozesses von MEMS-Mikrofonen gewährleistet eine vergleichbare bzw. konstante Empfindlichkeit und SNR von Mikrofon zu Mikrofon, wodurch sie sich für den Einsatz in Mikrofonarrays eignen [71]. Der miniaturisierte Aufbau von MEMS-Mikrofonen ermöglicht die Verkleinerung der Leiterplattengröße bei der Hardware-Entwicklung. Bei der Auswahl des Mikrofons sollen auch die Abmessungen berücksichtigt werden, da diese einen Einfluss auf das räumliche Aliasing haben (siehe Kapitel 2.8.4).

Es werden MEMS-Mikrofone der Hersteller KNOWLES und STMicroelectronics verglichen (Tabelle 4.1). Dabei handelt es sich um die MEMS-Mikrofone SPU0410LR5H-QB (KNOWLES) [32] und IMP23ABSUTR (STMicroelectronics) [54]. Die Gegenüberstellung beider MEMS-Mikrofone zeigt vergleichbare akustische Eigenschaften mit dem Unterschied, dass der akustische Übersteuerungspunkt des IMP23ABSUTR erst bei höheren Schalldruckpegeln (etwa 12 dB SPL) erreicht wird. Dies entspricht einer Vervierfachung des akustischen Übersteuerungspunktes im Vergleich zum SPU0410LR5H-QB. Um diese Übersteuerungspunkte zu erreichen müsste sich die Fledermaus möglichst nahe am Adapter befinden (weniger als 1-2 m ohne Berücksichtigung weiterer Dämpfungsfaktoren siehe Kapitel 2.3). Die für das räumliche Aliasing relevanten Parameter sind die Mikrofonabmessungen. Das SPU0410LR5H-QB ist im Vergleich zum IMP23ABSUTR um 0,35 mm breiter. Unter Berücksichtigung und Umstellung der Gleichung 2.21 wä-

Tabelle 4.1: SPU0410LR5H-QB (KNOWLES) [32] und IMP23ABSUTR (STMicroelectronics) [55] im Vergleich

	SPU0410LR5H-QB	IMP23ABSUTR
Empfindlichkeit 94 dB SPL @ 1 kHz	-38 dBV/Pa	-38 dBV/Pa
Signal-Rausch-Abstand (SNR)	63 dB(A)	64 dB(A)
Akustischer Übersteuerungspunkt	118 dB SPL	130 dB SPL
Frequenzbandbreite	bis zu 80 kHz	bis zu 80 kHz
Abmessungen	3,76x3,0 mm	3,5x2,65 mm
Stromverbrauch	120 μ A	120 μ A
Kosten	0,64 €	2,20 €

re die höchste Frequenz für Mikrofonarray Anwendungen ohne räumliches Aliasing bei ca. 57 kHz beim SPU0410LR5H-QB und 65 kHz für das IMP23ABSUTR. Dies wäre unter Verwendung der vorgestellten Elektret und Kondensatormikrofone nicht möglich, zumal diese im Aufbau viel zu breit sind (Knowles FG / FG-O Abmessungen: 19x19x47 mm [8]). Das SPU0410LR5H-QB erfüllt die Frequenzanforderungen aus Kapitel 3.4.1 (Anforderung F1). Unter Berücksichtigung der nahezu identischen Eigenschaften ist das SPU0410LR5H-QB preislich attraktiver während das IMP23ABSUTR nahezu das Vierfache kostet. Mit zwei SPU0410LR5H-QB Mikrofonen würde man deutlich unter dem Preis eines IMP23ABSUTR liegen. Der Fledermausdetektor ELV FMD1 (Tabelle 2.5) verwendet ebenfalls das SPU0410LR5H-QB.

4.2.2 Analog-Digital-Converter (ADC)

Um die von einem MEMS-Mikrofon aufgenommene Ultraschallrufe abzutasten, soll ein Analog-Digital-Umsetzer (ADC) zum Einsatz kommen. Auf dem Markt sind verschiedene ADCs erhältlich, die sich grundlegend in ihrer Architektur, Abtastfrequenz und Auflösung unterscheiden. Heutzutage finden der Großteil der ADCs im Markt in den folgenden Bereichen Anwendung: Datenerfassung, Audio- und Hochgeschwindigkeitsanwendungen wie beispielsweise Radar, Software-Defined-Radios und weitere Telekommunikationssysteme. Die bekanntesten Architekturen, welche in den genannten Marktbereichen eingesetzt werden, wären Sukszessive-Approximation (SAR), Delta-Sigma und Pipelined basierende ADCs. Abbildung 4.2 zeigt den Anwendungsbereich verschiedener ADC-Architekturen in Abhängigkeit der Abtastfrequenz [31]. Im Audibereich dominieren Delta-Sigma-ADCs. Diese weisen zusätzliche Antialias Filter, kleineren IC-Formfaktor, geringen Stromverbrauch und niedrige Anschaffungskosten auf. Delta-Sigma ADCs erfüllen hohe Anforder-

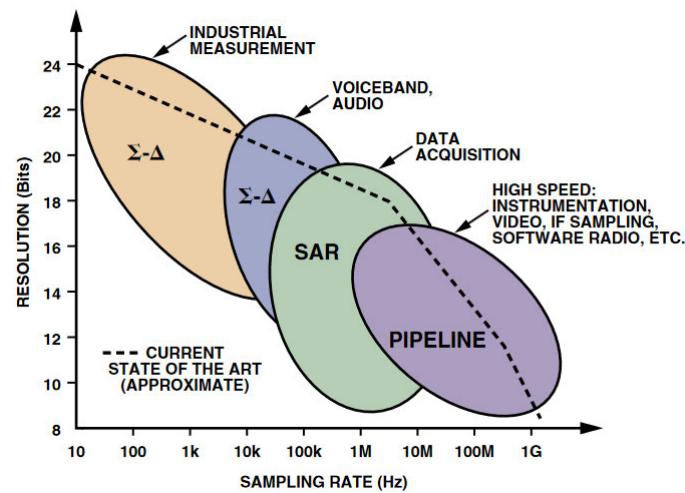


Abbildung 4.2: ADC Architekturen, Anwendung, Auflösung und Abtastfrequenz [31]

rungen an SNR und Klirrfaktor (THD+N: Total Harmonic Distortion Plus Noise). Da es sich beim U-Adapter um eine Audioanwendung im Ultraschallbereich handelt, wird sich für Delta-Sigma ADCs entschieden [31]. Außerdem soll die Abtastfrequenz ausreichend hoch gewählt werden, um Alias-Frequenzen zu vermeiden. Da zwei Mikrofone angesteuert werden, soll das ADC zwei analoge Eingänge zu Verfügung stellen.

Zum Vergleich stehen zwei Audio ADCs der Hersteller Texas Instruments und Cirrus Logic, welche in Tabelle 4.2 aufgelistet sind. Die maximale Abtastfrequenz ist ausreichend hoch um das Ultraschall Frequenzband bis 50 kHz oder 80 kHz abzudecken. Beide ADCs erreichen nahezu das gleiche SNR. Der Vorteil des PCM1820 liegt in der Zusatzfunktion des DRE (Dynamic Range Enhancer). Mit diesem kann das SNR des PCM1820 auf 123 dB verbessert werden. Darüber hinaus ist das PCM1820 im Vergleich zum CS5361 mechanisch kleiner und spart zusätzlichen Platz auf einer Leiterplatte. Die Tatsache, dass das PCM1820 ADC zudem um den Faktor fünf günstiger ist, macht diesen für den Einsatz im U-Adapter attraktiver.

4.2.3 Mikrocontroller / Signalprozessor

Um eine Ablaufsteuerung zu definieren, den ausgewählten ADC anzusteuern und Zeitanforderungen zu erfüllen, soll ein Mikrocontroller eingesetzt werden. Der Mikrocontroller

Tabelle 4.2: PCM1820 (Texas Instruments) [59] und CS5361 (Cirrus Logic) [14] im Vergleich

	PCM1820	CS5361
Signal-Rausch-Abstand (SNR)	113 dB	114 dB
THD+N	-95 dB	-105 dB
Maximale Abtastfrequenz	192 kHz	192 kHz
ADC Auflösung	32 Bit	24 Bit
Eingangsart	Differential	Differential
Architektur	Delta-Sigma	Delta-Sigma
Anzahl der analogen Eingänge	2	2
Digitale Audioschnittstelle	I2S, TDM	I2S, SAI
Steuerungsschnittstelle	GPIO	GPIO
Zusatzfunktionen	DRE & Antialias Filter	Antialias Filter
Abmessungen	3,1x3,1 mm	15,20x7,40 mm
Stromverbrauch	>14mA	17-27,5 mA
Kosten	≈ 3,71 €	≈ 16,19 €

muss schnell genug sein, um die erforderlichen Frequenzen sowohl für den ADC als auch für die USB Schnittstelle zu erzeugen (>100 MHz für I2S, 48 MHz für USB). Außerdem soll der Mikrocontroller USB-PHY nativ unterstützen, um den Beschaltungsaufwand und die damit verbundenen Kosten zu reduzieren. Gegebenenfalls soll der Mikrocontroller schnell genug sein um kleine Signalverarbeitungsalgorithmen mit kurzen Latenzzeiten zu implementieren.

Zum Einsatz kommt ein Mikrocontroller vom Hersteller STMicroelectronics. Diese bieten eine große Auswahl von Mikrocontrollern, die nativ USB-PHY implementieren und bekannte Schnittstellen wie I2S, SPI, I2C etc. unterstützen. Darüber hinaus stellt STMicroelectronics ihre eigene Eclipse-basierende IDE STM32CubeIDE für die Treiberentwicklung kostenlos zur Verfügung [56]. Des Weiteren ist die Hardwareentwicklung für STM32-basierende Mikrocontroller sehr gut dokumentiert und unter Verwendung der IDE sehr intuitiv [49].

Die Auswahl fällt auf den STM32F730R8T6 Mikrocontroller (Tabelle 4.3). Dieser unterstützt die nötigen Schnittstellen für den U-Adapter wie USB-PHY und I2S und hat eine ausreichend hohe Taktfrequenz, um daraus die nötigen Frequenzen für USB sowie I2S zu generieren. Zusätzlich unterstützt dieser Mikrocontroller DMA, um den Prozessor während des Einleseprozesses des ADCs zu entlasten.

Tabelle 4.3: STM32F730R8T6 (STMicroelectronics) [57] als Auswahl

	STM32F730R8T6
Maximale Taktfrequenz	216 MHz
Programmspeicherkapazität	64 kB
RAM Speicherkapazität	276 kB
Schnittstellen	I2S, SAI, SPI, I2C, ...
USB	12 Mbit/s USB-FS nativ 480 Mbit/s USB-HS nativ
Programmierschnittstelle	JTAG, SWD oder USB
Anzahl der Pins	64
Abmessungen	10x10 mm
Zusatzfunktionen	DMA und DSP FPU
Stromverbrauch	≈ 12 bis 156 mA
Kosten	$\approx 5,77$ €

4.2.4 Operationsverstärker

Um die aufgenommenen Ultraschallrufe auf einen hörbaren Audiopegel anzuheben und den Dynamikbereich des ADCs voll ausnutzen zu können, werden Operationsverstärker eingesetzt. Bei der Auswahl von Operationsverstärkern sind folgende Eigenschaften zu beachten:

Architektur: Die Architektur beschreibt die Technologie, auf der ein Operationsverstärker basiert. Bekannte Technologien sind BJT (Bipolartransistor), FET (Feldeffekttransistor) und CMOS (Complementary metal-oxide-semiconductor). Sie unterscheiden sich in Geschwindigkeit, Drift und Eingangswiderstand. Der hohe Eingangswiderstand von FET und CMOS basierenden Operationsverstärkern macht ihre Verwendung für ein ADC-Frontend attraktiver, zumal die Last (das Mikrofon) weniger belastet wird und somit die Messungen nicht verfälscht werden [63].

Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP): Das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt, oder auch Transitfrequenz genannt, ist ein Maß für die Bandbreite und Schaltgeschwindigkeit eines Operationsverstärkers. Die Transitfrequenz beschreibt zusätzlich die Frequenz bei der die Verstärkung bei 1 liegt. Aus dem GBP und der höchsten in der Anwendung auftretenden Frequenz f_{max} kann die maximal sinnvolle Verstärkung ermittelt

werden [65]:

$$G_0 = \frac{GBP}{f_{max}} \quad (4.1)$$

Rail-to-Rail: Rail-to-Rail beschreibt die Eigenschaft eines Operationsverstärkers diesen bis zur Betriebsspannung aussteuern zu können [65]. Normale nicht Rail-to-Rail-Operationsverstärker haben einen Aussteuerbereich kleiner als die Betriebsspannung und können schneller übersteuern.

Slew-Rate: Die Slew-Rate beschreibt die Änderungsrate der Ausgangsspannung, die durch den Eingang verursacht wird. Die Angabe erfolgt in V/μs. Die Slew-Rate soll groß genug gewählt werden, um Verzerrungen im Signalverlauf zu vermeiden [65].

Single-Supply: Single-Supply beschreibt die Eigenschaft, dass ein Operationsverstärker mit einer Betriebsspannung versorgt werden kann. Da es sich beim U-Adapter um eine USB-Versorgungsspannung betriebene Hardware handelt, liegen die elektrischen Spannungen zwischen +3,3V und +5V.

Tabelle 4.4 zeigt Operationsverstärker, die für den Einsatz im U-Adapter geeignet sind. Ausgewählt wird die Operationsverstärker-Familie TLV354x vom Hersteller Texas Instruments, da die Verstärker im Vergleich zum ADA4891-X von Analog Devices kostengünstiger sind und vergleichbare Eigenschaften im Bereich GBP, Slew-Rate und Architektur aufweisen. Das „X“ im Produktnamen dient als Platzhalter und steht für die Anzahl der verwendbaren Operationsverstärker pro IC-Bauteil. Die maximal sinnvolle Verstärkung nach Gleichung 4.1 unter Annahme, dass die höchste aufgenommene Frequenz $f_{max} = 80 \text{ kHz}$ beträgt, liegt bei:

$$G_0 = \frac{GBP}{f_{max}} = \frac{100MHz}{80kHz} = 1250$$

4.2.5 Spannungsversorgung

Die ausgewählten Systemkomponenten haben laut Datenblättern eine empfohlene Betriebsspannung von +3,3V. Da an der USB-Schnittstelle eine elektrische Spannung von

Tabelle 4.4: ADA4891-X (Analog Devices) [5] und TLV354x (Texas Instruments) [60] im Vergleich

	ADA4891-X	TLV354x
Aussteuerbereich	Rail-to-Rail	Rail-to-Rail
Versorgungsspannung	2,7-5,5V	2,5-5,5V
Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP)	105 MHz	100 MHz
Slew-Rate	170 V/ μ s	150 V/ μ s
Architektur	CMOS	CMOS
Anzahl der Operationsverstärker pro IC	1/2/3/4	1/2/4
Kosten [€]	$\approx$ 1,80/2,30/2,96/3,58	$\approx$ 1,53/1,66/2,49

Tabelle 4.5: TLV76733DRVR (Texas Instruments) [61] als Auswahl

	TLV76733DRVR
Eingangsspannungsbereich	2,5 V - 16 V
Ausgangsspannung	3,3V
Ausgangsstrom	1 A
PSRR	70 dB @ 1 kHz und 46 dB @ 1 MHz
Abmessungen	2x2 mm
Ruhestrom	$\approx$ 60 bis 95 mA
Kosten	$\approx$ 0,38 €

+5V anliegt, muss diese zunächst herunter geregelt werden. Um dies effizient mit geringen Rauschen und Verzerrungen zu realisieren, kommt ein linearer Festspannungsregler (LDO) des Typs TLV76733DRVR von Texas Instruments zum Einsatz (Tabelle 4.5). Dieser liefert mehr als den ausreichenden Versorgungsstrom für die Systemkomponenten mit 1 Ampere.

4.3 Konstruktive Festlegungen - Hardware

Orientiert an den formulierten Anforderungen in Kapitel 3 und ausgewählten Systemkomponenten in Abschnitt 4.2 werden konstruktive Festlegungen getroffen.

4.3.1 Widerstände

Widerstände werden benötigt, um die Schaltungsanforderungen von Verstärkerschaltungen und integrierten Schaltungen zu erfüllen. Widerstände, die auf der SMD-Technologie

Tabelle 4.6: Dick- und Dünnschichtwiderstände im Vergleich [10]

	Dickschichtwiderstand	Dünnschichtwiderstand
Vorteile	+ Besseres Leistungsprofil + Geringere Kosten	+ Kleinerer Temperaturkoeffizient + Kleinere Widerstandstoleranzen
Nachteile	- Höherer Temperaturkoeffizient	- Höhere Kosten

(Surface Mounted Devices) basieren, werden verwendet, um die Kosten und die Größe der Leiterplatte weiter zu reduzieren. Die verbreitetsten Technologien für SMD-Widerstände sind Dick- und Dünnschichtwiderstände. Sie unterscheiden sich in ihrer Fertigung. Tabelle 4.6 zeigt die Vor- und Nachteile beider Technologien. Im U-Adapter werden beide Technologien eingesetzt. Da der analoge Schaltungsteil (analoge Filter und Verstärkerschaltungen) hohe Anforderungen in den Aspekten der Frequenzstabilität, Genauigkeit, Rauschen und Temperatur hat, werden Dünnschichtwiderstände verwendet. Für nicht kritische Anwendungen ohne hohe Genauigkeitsanforderungen wie beispielsweise Pull-Up, Pull-Down und Spannungsteilerschaltungen kommen Dickschichtwiderstände zum Einsatz.

4.3.2 Kondensatoren

Ähnlich wie im vorangegangenen Abschnitt 4.3.1 werden Kondensatoren eingesetzt, um die Schaltungsanforderungen der verwendeten Verstärkerschaltungen und integrierten Schaltungen zu erfüllen. Wie bei den Widerständen werden auch hier Kondensatoren basierend auf der SMD-Technologie verwendet. Es kommen sowohl X5R- als auch X7R-basierende Keramik-Kondensatoren mit hoher Nennspannung zum Einsatz. X7R-basierende Kondensatoren haben im Vergleich zu X5R-Kondensatoren einen geringeren Temperaturkoeffizienten und finden Anwendung im empfindlichen analogen Schaltungsteil, sind jedoch teurer als X5R-Kondensatoren. Für Anwendungen ohne hohe Genauigkeitsanforderungen wie beispielsweise bei der Entkopplung der Versorgungsleitungen und Pins, kommen X5R-Kondensatoren zum Einsatz [35].

4.3.3 Ferritperlen

Da der U-Adapter über die USB-Schnittstelle mit Spannung versorgt wird, können unerwünschte Schaltfrequenzen sowie hochfrequentes Rauschen über die Versorgungsleitung im System übertragen werden. Um diese Störungen herauszufiltern, werden Ferritperlen

verwendet. Schaltfrequenzen und hochfrequentes Rauschen entstehen während Schaltvorgängen von eingebauten Schaltspannungsreglern in Laptops, Computer und Smartphones [64].

4.3.4 TVS-Dioden

Um die Bauteile auf der Leiterplatte vor elektrostatischer Entladung (ESD) zu schützen, werden TVS-Dioden eingesetzt und möglichst nahe an den Anschlüssen platziert.

4.3.5 Quarzoszillator

Zur Erzeugung von Taktfrequenzen mit hoher Genauigkeit und möglichst geringem Jitter wird ein Quarzoszillator verwendet. STMicroelectronics empfiehlt die Verwendung eines 25 MHz Quarzoszillators [54].

4.3.6 Test-LED

Die Funktionalität der digitalen Hardware (Mikrocontroller) kann schnell überprüft werden, wenn die GPIO-Pins programmgesteuert logisch HIGH (+3,3 V) und LOW (0 V) geschaltet werden können. Um dies schnell zu testen, wird eine RGB-LED verwendet. Leuchtet die RGB-LED nach einem definierten Schaltmuster, ist die Grundfunktionalität des Mikrocontrollers gewährleistet.

4.4 Konstruktive Festlegungen - Software

Dieser Abschnitt befasst sich mit der Festlegung der verwendeten Programmierschnittstellen, Programmiersprachen und Software für den Einsatz mit dem U-Adapter.

4.4.1 Programmierschnittstelle

Der Programmablauf im Mikrocontroller kann während der Treiberentwicklung über eine geeignete Programmierschnittstelle verfolgt und überwacht werden. Als Schnittstelle wird das Serial-Wire-Debug Interface (SWD) verwendet. Die Schnittstelle ermöglicht das Setzen von Breakpoints, die Manipulation von Variablen während der Programmausführung und die Überwachung einzelner Codebefehlsschritte.

4.4.2 Schnittstelle zur Datenübertragung zum Computer / Laptop

Die mit dem U-Adapter aufgezeichneten Ultraschallrufe müssen zur Weiterverarbeitung und Aufzeichnung auf einen Computer oder Laptop übertragen werden. Als Übertragungsschnittstelle kommt USB (Universal-Serial-Bus) zum Einsatz. Um aktuelle Hardwareplattformen wie Computer, Laptops und Smartphones ohne großen Aufwand zu unterstützen, ist der U-Adapter mit einer USB-C Female Buchse ausgestattet. Ein USB-C Male zu Male oder USB-C Male zu USB-A Male Kabel kann verwendet werden, um den U-Adapter und die Zielplattform zu verbinden. Es existieren verschiedene Versionen der USB-Schnittstelle. Diese unterscheiden sich in ihrer Datenrate. Der verwendete STM32F730 Mikrocontroller unterstützt nativ USB-FS und USB-HS. Die Datenraten liegen bei 12 Mbit/s (Fs) und 480 Mbit/s (HS). Ein Großteil der im Markt erhältlichen Audiogeräte unterstützt die USB Audio Geräteklasse 2.0 (UAC) bzw. USB 2.0 [16]. In Kapitel 4.5.1 wird untersucht, welche USB-Version für den U-Adapter geeignet ist.

4.4.3 Entwicklungsumgebung & Programmiersprache der Firmware

Da es sich bei dem verwendeten Mikrocontroller um den STM32F730 handelt, wird für die Treiberentwicklung die Entwicklungsumgebung STM32CubeIDE verwendet. Als Programmiersprache kommt embedded C zum Einsatz. Die STM32CubeIDE stellt eine HAL (Hardware Abstraction Layer)-Bibliothek zur Verfügung, welche die Implementierung und Kommunikation der benötigten Hardwareschnittstellen vereinfacht. In der IDE kann der verwendete Mikrocontroller ausgewählt und die benötigten Schnittstellen und Peripherie wie USB, GPIO-Pins, I2S, Debug und DMA aktiviert werden. Unter Verwendung einer Debug-Schnittstelle wie JTAG oder SWD können in der Entwicklungsumgebung während des Programmablaufs Haltepunkte gesetzt werden, um das Verhalten des Codes und Werteveränderungen von Variablen zu überwachen und nachzuvollziehen.

[56]. Der Aufbau der Treibersoftware, der Empfang von Audiosamples und die USB-Datenübertragung werden in Kapitel 6.2 beschrieben.

4.4.4 Simulation & Software

Die per USB übertragenen Ultraschallrufe bzw. Audiodaten müssen auf der Zielplattform (Computer, Laptop oder Android-Smartphone) weiterverarbeitet werden. Die im Grundlagenkapitel 2.8 vorgestellten Algorithmen zur Schalllokalisierung sowie Algorithmen und Verfahren zur Hörbarmachung von Fledermausrufen werden in MATLAB implementiert, jedoch enthalten diese keine Funktionen oder Abhängigkeiten aus speziellen Toolboxes oder externen Bibliotheken, sodass sie mit der kostenlosen Software GNU Octave implementiert werden können. MATLAB und GNU Octave zeichnen sich durch eine einfache Syntax aus und ermöglichen durch die strukturierte Programmierung ein schnelles Prototyping von Algorithmen und Funktionen. Um die Funktionalität der entwickelten Algorithmen zu gewährleisten, werden diese zunächst mit Hilfe von aufgezeichneten Fledermausrufen [7] durch Simulationen validiert. Die Simulation einzelner Signalverarbeitungsalgorithmen werden in Kapitel 6.1 aufgeführt. Die reale Implementierung unter Berücksichtigung der Zeitanforderung N6 aus Kapitel 3.4.2 erfolgt in 6.3.

4.5 Abschätzungen von Datenraten und Zeitverhalten

Um die in Kapitel 3.4.2 definierte Zeitanforderung in N6 zu erfüllen, wird in diesem Kapitel eine Abschätzung der Belegung der Systemressourcen vorgenommen. Für die Abschätzung werden die Datenraten und Übertragungsraten der verwendeten Schnittstellen berücksichtigt.

4.5.1 Datenraten

Die Abschätzung der Datenrate des verwendeten ADC hängt von der Auflösung Q_{Res} , Abtastfrequenz f_s und der Anzahl der ADC-Kanäle $N_{Channel}$ ab. Das PCM1820 hat zwei ADC-Kanäle, die jeweils 32-bit-Samples ausgeben und über die I2S-Schnittstelle

übertragen. Unter Verwendung einer Abtastfrequenz f_s von 192 kHz ergibt sich eine Datenrate B_{CLK} von

$$B_{CLK} = N_{Channel} \cdot Q_{Res} \cdot f_s = 2 \cdot 32 \text{ bit} \cdot 192 \text{ kHz} = 12,288 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}}$$

Unter der Annahme, dass die ADC-Samples über USB-FS mit maximal $B_{USB,FS} = 12 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}}$ übertragen werden, führt dies zu einer Kanalauslastung C_{USB} von

$$C_{USB} = \frac{B_{CLK}}{B_{USB,FS}} = \frac{12,288 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}}}{12 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}}} = 102,4 \% .$$

Die Übertragungsdauer $t_{transfer}$ von zwei Samples über die USB-Schnittstelle würde

$$t_{transfer} = \frac{N_{Channel} \cdot Q_{Res}}{B_{USB,FS}} = \frac{2 \cdot 32 \text{ bit}}{12 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}}} = 5,3 \mu\text{s}$$

betragen. Unter der Annahme, dass der ADC innerhalb von

$$t_{framegen} = \frac{N_{Channel} \cdot Q_{Res} \cdot N_{Samples}}{B_{CLK}} = \frac{2 \cdot 32 \text{ bit} \cdot 1024}{12,288 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}}} = 5,33 \text{ ms}$$

$2 \cdot 1024$ Abtastwerte generiert, muss die USB-Schnittstelle die Pakete schneller als 5,33 ms übertragen bevor neue generiert werden, um mögliche Paketverluste zu vermeiden. Für $2 \cdot 1024$ Abtastwerte ergibt sich eine Übertragungsdauer t_{Bulk} von

$$t_{Bulk} = \frac{N_{channel} \cdot Q_{Res} \cdot N_{Samples}}{B_{USB,FS}} = \frac{2 \cdot 32 \text{ bit} \cdot 1024}{12 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}}} = 5,46 \text{ ms} .$$

Die USB-Übertragungsdauer t_{Bulk} wäre um 0,13 ms langsamer als die Zeit $t_{framegen}$, die zum generieren neuer ADC-Abtastwerte benötigt wird. Um dies zu vermeiden, wäre eine Möglichkeit die Abtastfrequenz f_s weiter zu reduzieren. Für die Frequenz $f_{max} = 80 \text{ kHz}$ wäre die minimale Abtastfrequenz nach Gleichung 2.12 $f_s = 160 \text{ kHz}$. Laut Datenblatt des PCM1820 [61] wird eine Abtastfrequenz von 160 kHz nicht unterstützt bzw. beschrieben. Die nächst höchste Abtastfrequenz, die das Abtasttheorem erfüllt und vom ADC unterstützt wird, beträgt $f_{s,new} = 176,4 \text{ kHz}$. Die Kanalbelegung würde etwa $C_{USB,new} = 94\%$ betragen. Die neue Abtastfrequenz $f_{s,new}$ hat einen Einfluss auf die Datenrate B_{CLK} und auf die Zeit $t_{framegen}$ die für die Generierung neuer Abtastwerte benötigt wird. Die neue Generierungszeit $t_{framegen,new}$ beträgt 5,8 ms. Die USB-Übertragungsdauer t_{Bulk} wäre 0,34 ms schneller als die Generierungszeit $t_{framegen,new}$.

Eine weitere Möglichkeit die Übertragungsdauer $t_{transfer}$ zu verkürzen, ist die Verwendung der USB-HS Schnittstelle, das Datenraten bis zu $B_{USB,HS} = 480 \frac{Mbit}{s}$ erreichen kann. Der STM32F730 Mikrocontroller unterstützt USB-HS nativ. Bei Verwendung von USB-HS ergibt sich eine Kanalbelegung von $C_{USB,HS} = 2,65 \%$ und eine Übertragungsdauer von $t_{transfer} = 133 \text{ ns}$ und $t_{Bulk,HS} = 136,53 \mu s$ mit $2 \cdot 1024$ Abtastwerten. Die mögliche Übertragungsrate von $B_{USB,HS} = 480 \frac{Mbit}{s}$ liegt weit über der anfallenden Datenrate von $B_{CLK} = 12,288 \frac{Mbit}{s}$.

Die Möglichkeit die Abtastfrequenz auf $f_{s,new} = 176,4 \text{ kHz}$ zu reduzieren wird ausgewählt, da im Vergleich zu der Abtastfrequenz von 192 kHz die Datenrate reduziert und mehr Rechenzeit für die Signalverarbeitung zugewiesen werden kann. Darüber hinaus kann der Stromverbrauch durch die Verwendung der USB-FS-Schnittstelle und einer reduzierten Abtastfrequenz verbessert werden. Insbesondere bei Anwendungen auf mobilen Endgeräten im Akkubetrieb ist der Stromverbrauch bei längerer Nutzung des U-Adapters zu berücksichtigen.

4.5.2 Zeitverhalten

Das Zeitverhalten kann zunächst nur durch Abschätzung der Übertragungsdauer der verwendeten Schnittstellen aus Abschnitt 4.5.1 bestimmt werden. Dabei wird angenommen, dass die Übertragungsvorgänge im Mikrocontroller sequenziell ablaufen. Abbildung 4.3 zeigt eine Zeitscheibe von 500 ms basierend auf der nichtfunktionalen Anforderung N6 aus Kapitel 3.4.2. Dargestellt sind die längsten ermittelten Nachrichten, die auf den Schnittstellen übertragen werden unter der Annahme, dass die Abtastfrequenz des ADCs $176,4 \text{ kHz}$ und die Paketengröße pro Übertragung $2 \cdot 1024 \cdot 32\text{-Bit}$ beträgt. Die Abbildung zeigt, dass ein Großteil der verbleibenden Zeit (bis zu $97,7\%$) für die Berechnungen der Signalverarbeitungsalgorithmen und visuelle Darstellungen verwendet werden kann. Dabei ist zu berücksichtigen, dass in der realen Anwendung die ADC-Abtastwerte unabhängig von der USB-Übertragung mittels DMA parallel im Mikrocontroller gepuffert werden. Dadurch können weitere $5,46 \text{ ms}$ für die Rechenzeit der Signalverarbeitungsalgorithmen und visuellen Darstellungen genutzt werden.

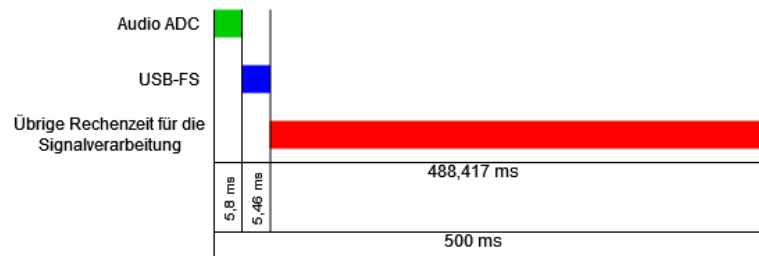


Abbildung 4.3: Grobabschätzung des Zeitverhaltens anhand der Datenraten und Zeitresourcen für die Signalverarbeitung

5 Hardware-Entwurf und Inbetriebnahme

Nach der Konzeptionierung folgt der Hardwareentwurf. Die Komponenten und Funktionsmodule werden in Form von Leiterplatten zusammengefasst. Notwendige Verstärkerschaltungen sowie analoge Filter werden in diesem Kapitel ausgelegt und simuliert. Abschließend werden die entworfenen und bestückten Leiterplatten in Betrieb genommen und auf ihre Funktionalität überprüft.

5.1 Hardware-Module und Schnittstellen

Die Systemkomponenten werden in verschiedene Funktionsmodule zusammengefasst und folgendermaßen gegliedert:

- USB Typ C Buchse
- Spannungsversorgung
- Mikrocontroller
- Datenwandler
- Mikrofonarray

Abbildung 5.1 veranschaulicht die Zuordnung aller Systemkomponenten zu den Funktionsmodulen. Die Funktionsmodule und elektronischen Baugruppen sind so ausgelegt, dass sie mit einer elektrischen Spannung von $+3,3\text{V}$ versorgt werden. Die an der USB-C-Buchse anliegende elektrische Spannung von $+5\text{V}$ wird zunächst durch eine Schaltung aus Ferritperlen gefiltert. Die gefilterte Spannung wird dem Eingang eines Linearreglers zugeführt, der die Spannung auf $+3,3\text{V}$ herunterregelt. Um die analoge Elektronik vor Verzerrungen und Rauschen zu schützen, muss diese von der digitalen Spannungsversorgung durch eine Filterschaltung aus Ferritperlen isoliert werden. Da der Adapter auf eine

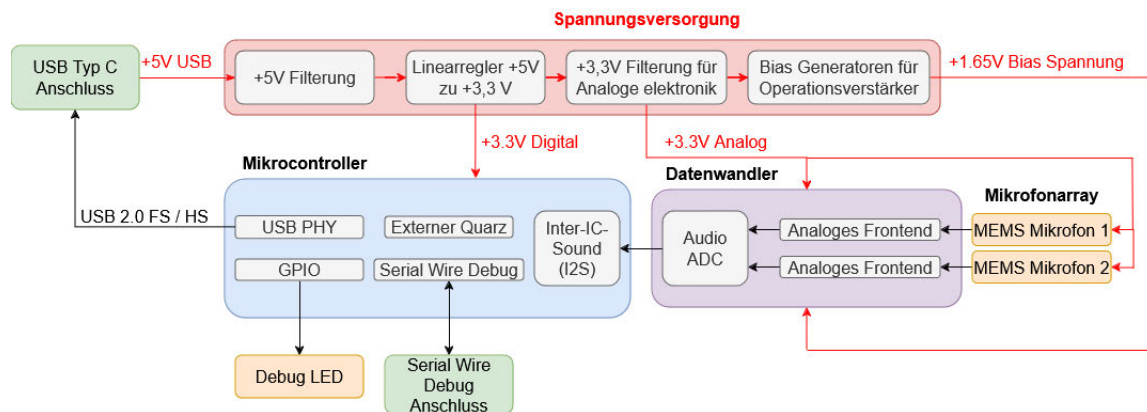


Abbildung 5.1: Funktionsmodule und Systemkomponenten als Blockdiagramm Darstellung

Spannungsquelle beschränkt ist, wird ein aus Operationsverstärkern bestehender Bias-Generator verwendet, um die Operationsverstärkerschaltungen mit einer Bias-Spannung zu versorgen.

Der Mikrocontroller fasst alle Schnittstellen zusammen, die nötig sind, um die Peripherien anzusteuern. Dazu gehören Komponenten wie ein Quarzoszillator, der die Taktfrequenzen für die internen PLLs des Mikrocontrollers erzeugt, um Schnittstellen wie USB und I2S zu betreiben. Eine Debug-LED dient zur Überprüfung der Funktionalität und Programmierbarkeit des Mikrocontrollers. Der Mikrocontroller ist mit einem SWD-Anschluss ausgestattet, um ihn über diese Schnittstelle programmieren zu können.

Der Datenwandler beschreibt die Systemkomponenten, die für den Betrieb des Audio-ADC erforderlich sind. Die verwendeten analogen Frontends pro ADC-Kanal müssen in ihren elektrischen Eigenschaften identisch sein, um den eingehenden Ultraschallruf für die nachfolgende digitale Signalverarbeitung nicht zu verfälschen.

Um die Peripherie an den Mikrocontroller anzuschließen, muss zunächst die Pinbelegung definiert werden. Da nur bestimmte Funktionen und Schnittstellen auf bestimmten Pins des Mikrocontrollers fest definiert sind, müssen diese identifiziert werden. Eine Pin-Tabelle und deren Funktionen sowie Schnittstellen sind im Datenblatt angegeben. Jedoch können beim Auslesen einzelner Zeilen Fehler entstehen, zumal die Pin-Tabelle weitere Varianten des verwendeten Mikrocontrollers mit unterschiedlicher Anzahl an Pins ab-

deckt und die Übersicht einschränken. Daher wird die STM32CubeIDE eingesetzt, um eine schnellere und zuverlässigere Pinbelegung zu erstellen.

Um die Funktionalität des ADCs zu überprüfen, werden Kontakte verwendet, mit denen ein künstliches Signal in den ADC eingespeist werden kann. Zusätzlich werden Messpunkte auf dem Pfad des Audiosignals gelegt, um die Signalform zu überwachen und die erwarteten Signalformen zu verifizieren. Die Funktionsmodule werden zunächst als Testplatinen entworfen um die Funktionalität der einzelnen Module separat sicherzustellen, bevor sie in eine Platine zusammengefasst werden.

5.2 Schaltungsentwicklung

In diesem Abschnitt werden die Schaltungen für die Funktionsmodule aus Abschnitt 5.1 entworfen. Analoge Schaltungen wie Verstärker und Filterschaltungen werden sowohl entworfen als auch simuliert. Um grundlegende Schaltplansymbole sowie Footprints von Widerständen, Kondensatoren, Ferritperlen, Debug-Header, etc. auf einem Schaltplan abzubilden, wird die Baugruppen-Bibliothek von Philip Salmony verwendet [48].

5.2.1 Spannungsversorgung und Filterung

Bei der Auslegung der Spannungsversorgung sind folgende Kriterien zu berücksichtigen:

- Versorgung aus der USB-C-Buchse mit +5V und Regelung auf eine Betriebsspannung von +3,3 V
- Filtern von unerwünschten Rauschen und Schaltfrequenzen
- Filterung und Isolierung der analogen Betriebsspannung von +3,3 V
- Bias-Spannungsgeneratoren für Operationsverstärkerschaltungen mit einer Spannungsversorgung

Unter Berücksichtigung der Kriterien und Empfehlungen vom Datenblatt des LDOs [61] wird die Spannungsversorgung wie in Abbildung 5.2 dargestellt entworfen. Am Eingang des LDO befindet sich ein PI-Filter, bestehend aus einer Ferritperle FB_2 und zwei parallel geschalteten Kondensatoren C_{13} und C_{14} , die zusammen einen Tiefpassfilter bilden

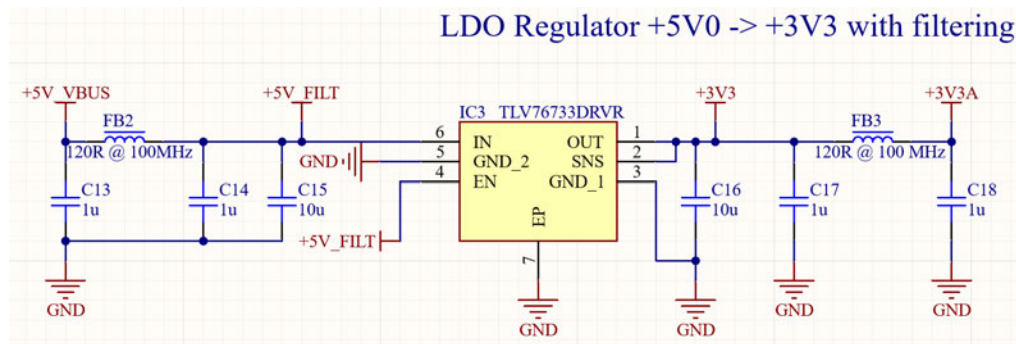


Abbildung 5.2: LDO Beschaltung mit Filterung und Isolation der Analog- und Digitalversorgungsspannung

[62]. Bei hohen Frequenzen verhält sich die Ferritperle wie eine Induktivität mit niedriger Güte Q und hoher Reaktanz. Die hochfrequenten Anteile werden in Wärme umgewandelt [6]. In der Nähe des LDO-Eingangs und Ausgangs sind zwei Kondensatoren C_{15} und C_{18} parallel geschaltet, die weitere hochfrequente Anteile von der Betriebsspannung entkoppeln und den LDO stabilisieren. Da die analoge Elektronik empfindlicher auf Rauschen und Schaltfrequenzen reagiert als die Digitalelektronik, wird ein weiteres PI-Filter verwendet, um den analogen und digitalen Teil voneinander zu trennen (FB_3 , C_{17} und C_{18}) [62]. Da der U-Adapter auf eine Versorgungsspannung (+3,3 V) beschränkt ist und die verwendeten Operationsverstärkerschaltungen und Eingangssignale wechsellspannungsgespeist (AC-coupling: Alternate Current coupling) sind, lädt sich die Eingangskapazität eines Operationsverstärkers mit einem geringen Strom auf, der im pA-Bereich liegen kann. Dies führt zu einer sehr langen Einschwingzeit des Operationsverstärkers. Diese Einschwingzeit kann mehrere Stunden betragen. Um dies zu verhindern, muss der Eingang eines Operationsverstärkers mit einer Bias-Spannung versorgt werden [46]. Abbildung 5.3 zeigt den verwendeten Bias-Spannungsgenerator. Um die Signalsymmetrie zu gewährleisten und den maximalen Dynamikbereich auszunutzen, wird ein Spannungsteiler mit gleichen Widerstandswerten (R_{17} und R_{18}) verwendet, der die Betriebsspannung von +3,3V auf die halbe Spannung auf +1,65V teilt. Darüber hinaus bildet der Kondensator C_{21} mit dem Widerstand R_{17} einen Tiefpassfilter, um weitere hochfrequente Anteile wie Schaltfrequenzen aus der Versorgungsleitung herauszufiltern [46]. Der Ausgang des Spannungsteilers ist mit dem nicht-invertierenden Eingang von zwei Operationsverstärkern (IC_{4A} , IC_{4B}) verbunden und bildet zusammen mit den Ausgangsrückkopplungen zum invertierenden Eingang zwei Unity-Gain-Buffer (Impedanzwandler). Der Vorteil bei der Verwendung von Unity-Gain-Buffern besteht darin, dass sie einen geringen Aus-

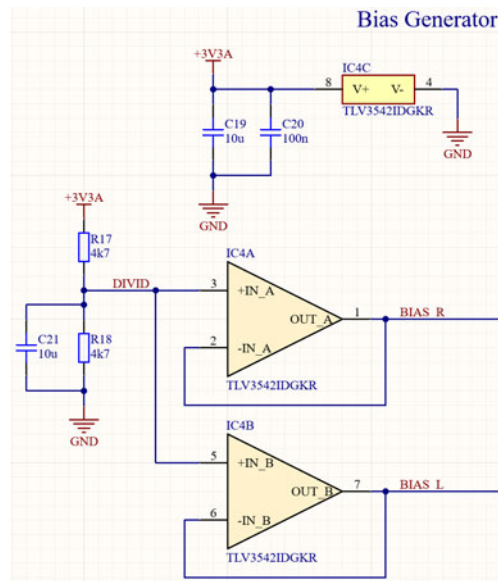


Abbildung 5.3: Bias-Spannungsgenerator bestehend aus zwei Operationsverstärker als Unity-Gain-Buffer und Spannungsteiler

gangswiderstand haben, was zu einer Verbesserung von Verstärkungsfaktoren und Offsetsseigenschaften der verwendeten Verstärkerschaltungen führt. Ein weiterer Vorteil ist, dass der Unity-Gain-Buffer eine sehr stabile Bias-Spannung an die verwendeten Operationsverstärkerschaltungen liefert [26]. Zwei Unity-Gain-Buffer werden verwendet um die Mikrofon-schaltungen mit Bias-Spannung unabhängig voneinander zu versorgen (IC4A Mikrofon rechts IC4B Mikrofon links).

5.2.2 Mikrocontroller Beschaltung

Zum Betrieb des Mikrocontrollers STM32F730R8T6 und zur Implementierung der Funktionsmodule des U-Adapters muss die Schaltung des Mikrocontrollers folgende Kriterien erfüllen:

- Quarzoszillator als Taktquelle
- Serial-Wire-Debug als Programmierschnittstelle
- USB-Schnittstelle zur Übertragung von Datenpaketen
- GPIO-Pins zur Steuerung der ADC-Konfiguration

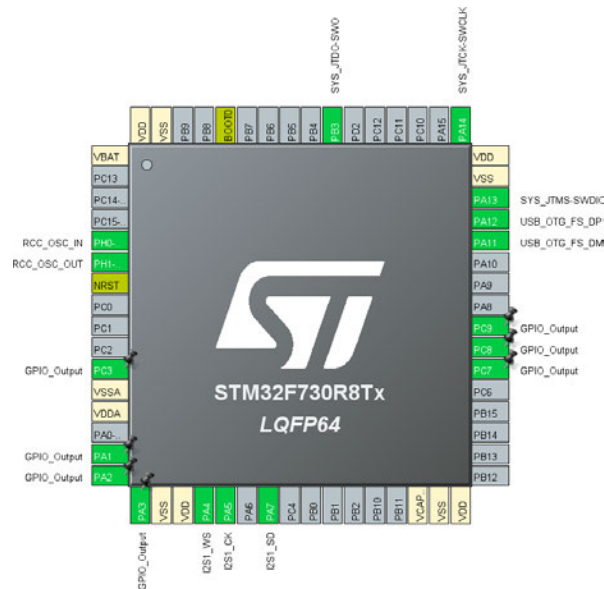


Abbildung 5.4: Pinbelegung des STM32F730R8T6 Mikrocontrollers als LQFP64 Package

- I2S-fähige Schnittstelle
- GPIO-Pins zur Ansteuerung der Debug-LED
- Boot- und Resetschaltung

Die Beschaltung des Mikrocontrollers erfolgt unter Berücksichtigung der Empfehlungen von STMicroelectronics [54] und unter Verwendung der STM32CubeIDE. Unter Berücksichtigung der Kriterien ergibt sich für den verwendeten Mikrocontroller die in Abbildung 5.4 dargestellte Pinbelegung. Tabelle 5.1 zeigt die Pinbelegung aus Abbildung 5.4 und die Funktionen der einzelnen Pins.

Nach der Identifikation der benötigten Mikrocontroller-Pins folgt der Entwurf des Mikrocontrollers. Abbildung 5.5 zeigt die Beschaltung des STM32F730R8T6 Mikrocontrollers. STMicroelectronics empfiehlt für jeden Versorgungsspannungspin einen 100 nF Kondensator zur Entkoppelung und Filterung der Versorgungsspannung [54]. Da der Mikrocontroller sechs Versorgungseingänge hat, werden sechs 100 nF Entkopplungskondensatoren verwendet. FB₂ trennt die Analogspannung von der Digitalspannung. Da es sich beim NRST-Pin um einen LOW-aktiven Reset des Mikrocontrollers handelt, muss dieser über einen externen Pullup-Widerstand an die Versorgungsspannung gezogen werden, um unerwünschte Reset-Zustände zu verhindern. Der Kondensator C₁₂ dient zur Entprellung

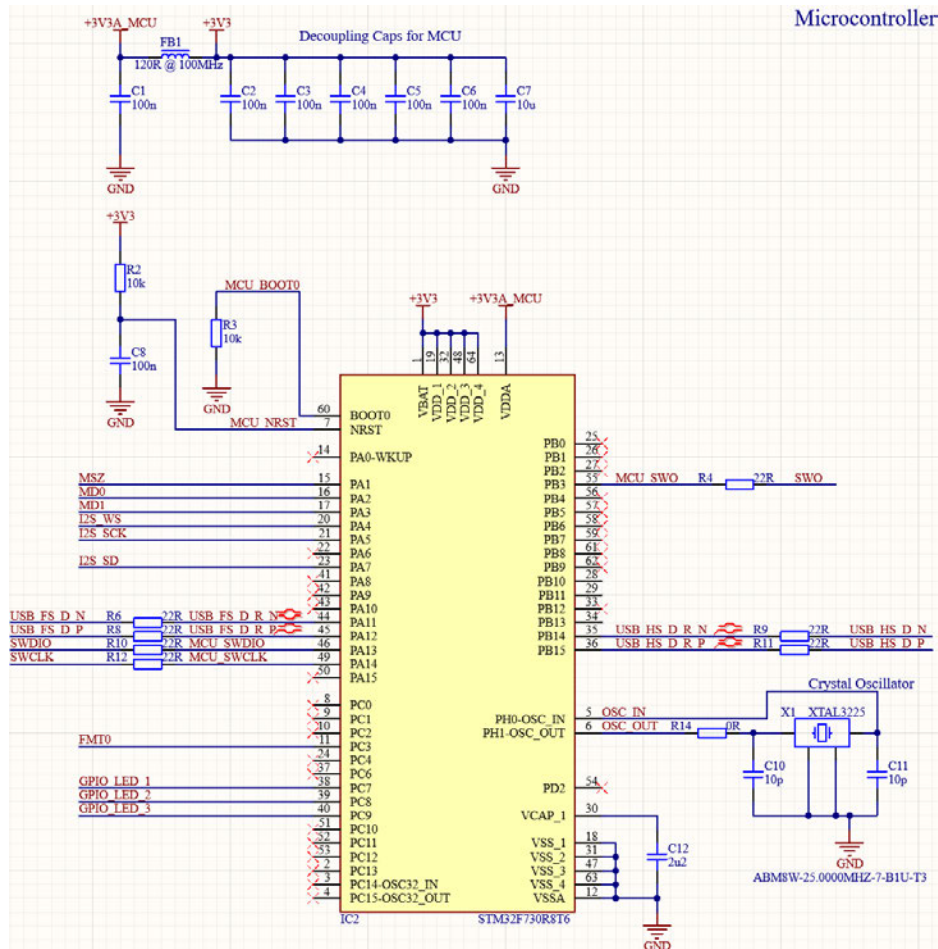


Abbildung 5.5: Mikrocontroller Beschaltung

und Stabilisierung des Reset-Pins, um Störeffekte wie schnelle HIGH/LOW-Wechsel zu vermeiden, die zu unerwarteten Reset-Zuständen führen können. Da der Mikrocontroller über die SWD-Schnittstelle programmiert wird, kommt ein Pulldown-Widerstand R1 zum Einsatz, der den BOOT0-Pin auf einen LOW-Pegel zieht. Das Application Note AN4661 beschreibt eine Taktquelle, welche zwischen 4 bis 26 MHz liegen kann [54]. Empfohlen wird ein 25 MHz Quarzoszillator, um eine saubere Taktgenerierung für die USB- und I2S-Peripherie zu gewährleisten. Verwendet wird ein ABM8W-25.0000MHZ-7-B1U-T3 des Herstellers Abracon. Dieser hat nach Datenblatt eine Ladekapazität C_L von 7 pF [2]. Um unerwünschte harmonische Oberwellen des Quarzoszillators zu filtern müssen die Kondensatoren C_{14} und C_{15} entsprechend dimensioniert werden. Die parasitäre Kapazität C_s des Quarzoszillators liegt zwischen 2 und 5 pF. Unter Berücksichtigung

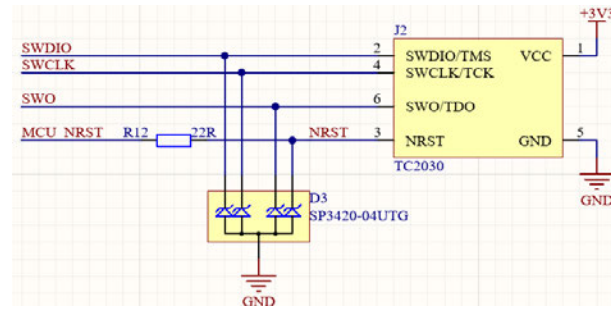


Abbildung 5.6: TC2030 als SWD Kontakt mit TVS-Dioden als ESD-Schutz

von C_s und C_L und unter der Annahme, dass $C_s = 2 \text{ pF}$ beträgt, gilt für C_{14} und C_{15} [40]:

$$C_{14} = C_{15} = 2 \cdot (C_L - C_s) = 2 \cdot (7\text{pF} - 2\text{pF}) = 10\text{pF} \quad (5.1)$$

Ein Serienwiderstand R_{10} von 0Ω wird als Platzhalter verwendet, um diesen austauschen zu können, falls zusätzliche harmonische Oberwellen die Funktionalität und Genauigkeit der Taktversorgung negativ beeinflussen. Dieser bildet zusammen mit C_{14} einen RC-Tiefpass. Taktleitungen oder Hochgeschwindigkeitsleitungen wie I2S und USB werden mit 22 Ohm -Widerständen seriell terminiert. Da Debuganschlüsse teuer sind und viel Platz auf der Leiterplatte benötigen, wird ein Klemmkontakt mit Pads vom Typ TC2030 verwendet, der es ermöglicht, den Mikrocontroller über SWD zu programmieren. Um den Mikrocontroller beim Anschluss des Programmierkabels vor ESD zu schützen, wird ein TVS-Diodenarray SP3420-04UTG des Herstellers Littelfuse verwendet [37] (Abbildung 5.6).

5.2.3 ADC Beschaltung

In diesem Abschnitt wird die Schaltung des PCM1820 ADC entworfen. Dabei werden die folgenden Kriterien und Anforderungen an die Schaltung gestellt:

- Steuerung des ADC über die I2S-Schnittstelle
- AC-Kopplung der eingehenden Audiosignale

Um die genannten Kriterien zu erfüllen, wird die Referenzschaltung aus dem Datenblatt des PCM1820 übernommen [59] (Abbildung 5.7). Die Schaltung besteht sowohl aus klei-

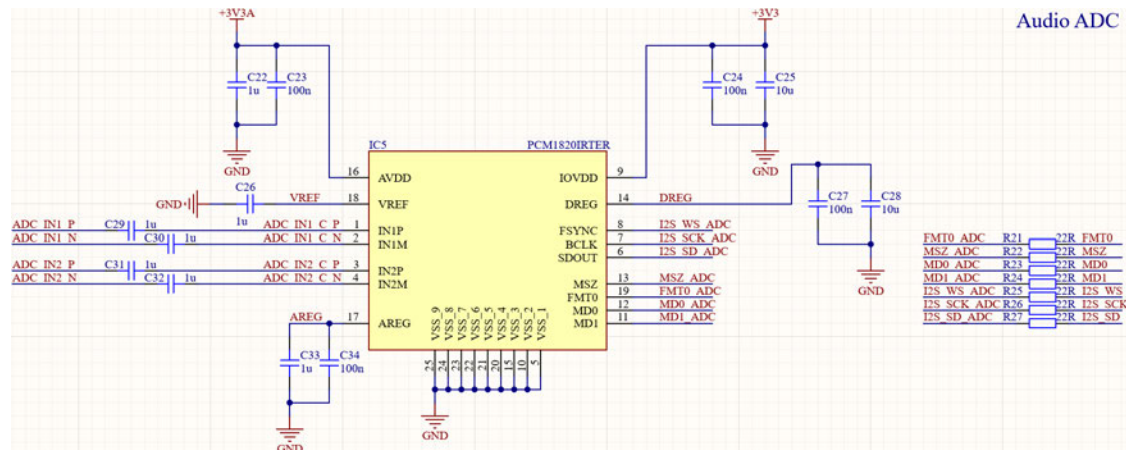


Abbildung 5.7: ADC Beschaltung

nen (100 nF) als auch aus großen (10 μ F) Entkoppelkondensatoren, um Schaltfrequenzen und Rauschen auf der Versorgungsleitung für die empfindliche Elektronik weiter zu filtern. Die Kondensatoren C_{29} , C_{30} , C_{31} und C_{32} entfernen den Gleichspannungsanteil der Audiosignale.

5.2.4 Analoges Frontend

Damit die Ultraschallrufe mit dem ADC erfasst werden können, muss das Eingangssignal für die Quantisierung vorbereitet werden. Da die von den MEMS-Mikrofonen aufgenommenen Ultraschallrufe einen sehr niedrigen Pegel aufweisen, sind entsprechende Verstärkerschaltungen erforderlich, um eine sinnvolle Quantisierung zu ermöglichen. Dazu werden folgende Anforderungen an das analoge Frontend gestellt:

- Filterung des hörbaren Audiobereiches (bis 20 kHz)
- Analoges Antialias-Filter zur Vermeidung von Frequenzüberlappungen bei der Quantisierung, die durch Unterabtastung hochfrequenter Signale und Rauschen verursacht werden
- Vorverstärkung der aufgenommenen Signale, um den Dynamikbereich des ADCs auszunutzen
- Verstärkungsfaktor einstellbar, um bei maximaler Aussteuerung der Operationsverstärker den Verstärkungsfaktor reduzieren zu können

- Da der verwendete ADC pro Kanal einen differentiellen Eingang hat, muss eine unsymmetrische (Single-Ended) zu symmetrische (Differential) Konvertierung durchgeführt werden

Verschiedene auf dem Markt erhältliche Fledermausdetektoren, wie beispielsweise das ELV FMD1 oder SM4BAT Fs, implementieren analoge Hochpassfilter, um den hörbaren Audiobereich bis zu 20 kHz, der für die Aufzeichnung von Fledermausrufen nicht von Interesse ist, herauszufiltern. Bei der Implementierung solcher analoger Filter ergeben sich weitere Herausforderungen im Bereich der Dimensionierung, der Stabilität und insbesondere in der praktischen Umsetzung hinsichtlich der Genauigkeit im Zusammenhang mit Bauteiltoleranzen. Abbildung 5.8 zeigt einen Hochpassfilter zweiter Ordnung in Butterworth-Topologie mit einer Grenzfrequenz von $f_{g,HP} = 20$ kHz. Die Dimensionierung aktiver Hoch- und Tiefpassfilter zweiter Ordnung können in [65] nachvollzogen werden. Der simulierte und gemessene Frequenzgang des Filters sind in den Abbildungen 5.9 und 5.10 gegenübergestellt. Es ist zu erkennen, dass die Grenzfrequenz des real implementierten Butterworth-Filters eine Abweichung von ca. 50 % ($f_{g,HP} = 30$ kHz) aufweist. Die Grenzfrequenz von 30 kHz ist für die Anwendung im U-Adapter nicht geeignet, zumal die tiefsten Fledermausrufe im nicht hörbaren Bereich bereits ab 20 kHz aufgenommen werden können. Effektiv gehen 10 kHz Bandbreite verloren. Wird der hörbare Frequenzbereich und der tiefste Fledermausruf (brauner Langohr 12 kHz fm-cf Ruf) mitberücksichtigt, gehen bis zu 18 kHz Bandbreite verloren. Eine weitere Möglichkeit, den hörbaren Frequenzbereich herauszufiltern, besteht darin, digitale Signalverarbeitungsalgorithmen wie FIR-Filter als Hochpassfilter zu verwenden. Dadurch kann auf den analogen Hochpassfilter verzichtet werden, was den Schaltungsaufwand reduziert. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die Grenzfrequenz $f_{g,HP}$ beliebig über die Software verändert werden kann.

Um Alias-Effekte bei der Quantisierung von Audiosignalen zu vermeiden, muss ein analoges Antialias-Filter als Tiefpassfilter ausgelegt werden. Abbildung 5.9 zeigt neben dem Hochpassfilter auch ein Butterworth-Tiefpassfilter zweiter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_{g,TP} = 80$ kHz. Auch beim Tiefpassfilter stellt sich das Problem der Genauigkeit. Die gemessene Grenzfrequenz $f_{g,TP}$ des Tiefpassfilters liegt bei ca. 97 kHz (Abbildung 5.10). Dies entspricht einer Abweichung von 21,25 % und wäre somit für den Einsatz im U-Adapter nicht geeignet. Gemäß Datenblatt des PCM1820 ist ein Antialias-Filter implementiert, das Frequenzen außerhalb der Frequenzbandbreite filtert [59]. Daher kann auf die Implementierung eines analogen Antialias-Filters verzichtet werden, um so-

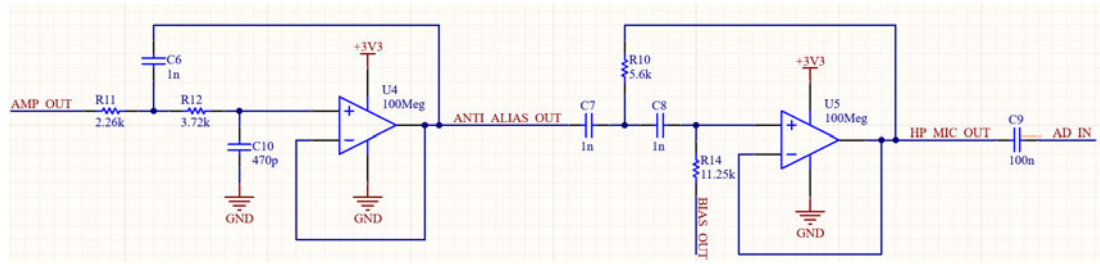


Abbildung 5.8: Analoge Butterworth Hochpassfilter (rechts) und Tiefpassfilter (links) zweiter Ordnung [65]

wohl den Schaltungsaufwand als auch die Anschaffungskosten weiter zu reduzieren. Im Datenblatt des MEMS-Mikrofons SPU0410LR5H-QB [32] wird ein invertierender Verstärker als Vorverstärker empfohlen (Abbildung 5.11 b). Der Nachteil des invertierenden Verstärkers ist die Eingangsimpedanz, die vom Eingangswiderstand R_1 abhängt. Um sicherzustellen, dass die Eingangsimpedanz hoch genug ist, um das Mikrofon weniger zu belasten, muss der Eingangswiderstand der Verstärkerschaltung im Signalpfad vergrößert werden. Durch die Erhöhung des Eingangswiderstands im Signalpfad wird die Schaltung empfindlicher gegenüber temperaturabhängigem Rauschen (Johnson Noise) [26]. Daher wird ein nichtinvertierender Verstärker gewählt (Abbildung 5.11 a). Die Amplitude des Audiosignals ist abhängig vom Schalldruckpegel. Die Mikrofonempfindlichkeit S_o und die Verstärkung G_{micro} bei 1 kHz sind definiert als [58]:

$$G_{micro} = 10^{\frac{S_o}{20}} \text{ V/Pa} \quad (5.2)$$

Das SPU0410LR5H-QB hat laut Datenblatt eine Empfindlichkeit bei 1 kHz von -38 dBV/Pa [32], was einer Verstärkung von 12,6 mV/Pa entspricht. Bezogen auf die Skalierung ist der Schalldruck von 20 μ Pa der niedrigste hörbare Bereich, während Sprache einen Schalldruck im Bereich von 20 mPa erzeugt [58]. Das Eigenrauschen e_{rms} [58] des SPU0410LR5H-QB ist gegeben durch

$$e_{rms} = 10^{\frac{S_o - SNR}{20}} = 8,91 \text{ } \mu\text{V} \approx -101 \text{ dBV} \quad (5.3)$$

Mit der Gleichung 2.6 kann der Zusammenhang zwischen Schalldruck, Schalldruckpegel und Spannungspegel gemäß Abbildung 5.12 veranschaulicht werden. Wie in Kapitel 2.3 gezeigt, nimmt der Schalldruckpegel mit zunehmender Entfernung ab. Unter der Annahme von Freiraum- bzw. Freifeldbedingungen sinkt der Schalldruckpegel bei Verdoppelung

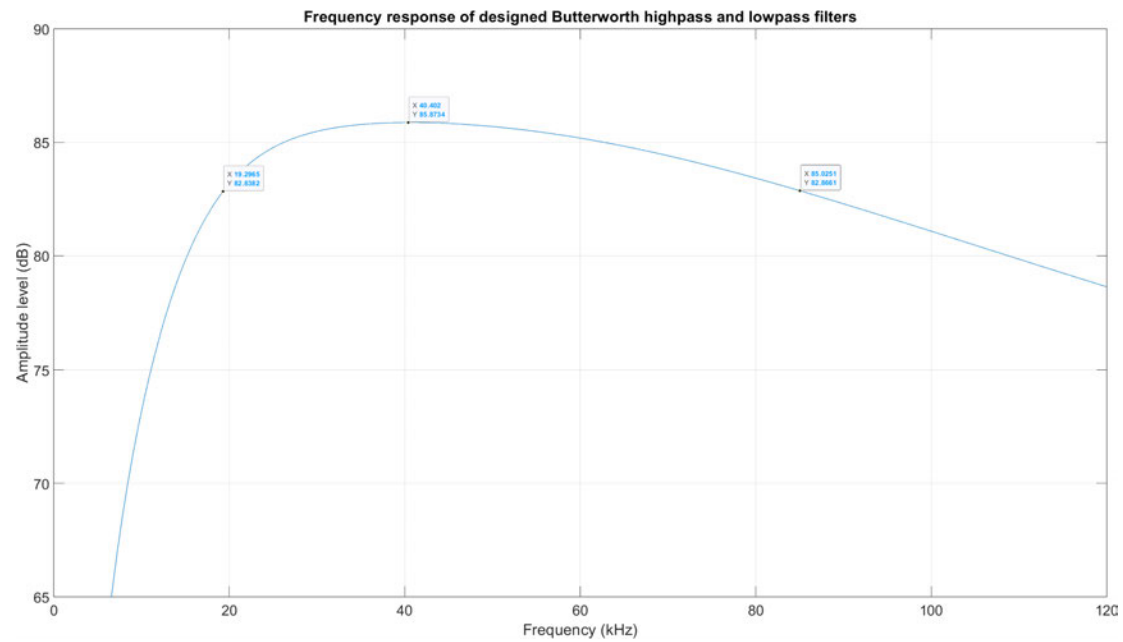


Abbildung 5.9: Simulierter linearer Frequenzverlauf entworfener analoger Hochpass- und Tiefpassfilter

der Entfernung um -6 dB SPL, wenn es sich um eine Punktschallquelle handelt [58]. Die maximale Verstärkung G_{max} unter Berücksichtigung der maximalen Empfindlichkeit $S_{o,max}$, des Effektivwerts $U_{Out,rmsMax}$ und des Schalldrucks P_{max} beträgt [58]

$$G_{max} = \frac{U_{Out,rmsMax}}{10^{\frac{S_{o,max}}{20}} \cdot P_{max}} \approx 66 \quad (5.4)$$

mit

- $U_{Out,rmsMax} = 1,1667$ V wenn $U_{pk-pk,max} = 3,3$ V beträgt
- $S_{o,max} = -35$ dBV/Pa (siehe Datenblatt)
- $P_{max} = 1$ Pa

Der ermittelte Verstärkungsfaktor $G_{max} = 66$ ist vergleichbar mit einer Verstärkerstufe des ELV FMD1. Da keine Messeinrichtungen im Ultraschallbereich zur Verfügung stehen, um die ermittelten Ergebnisse weiter zu verifizieren, wird sich am ELV FMD1 und SM4BAT Fs orientiert. Da jede Verstärkerstufe das eingehende Mikrofonsignal um ca. 36 dB verstärkt, kann dieser bei Tests mit nahen Schallquellen zu hoch sein, so dass

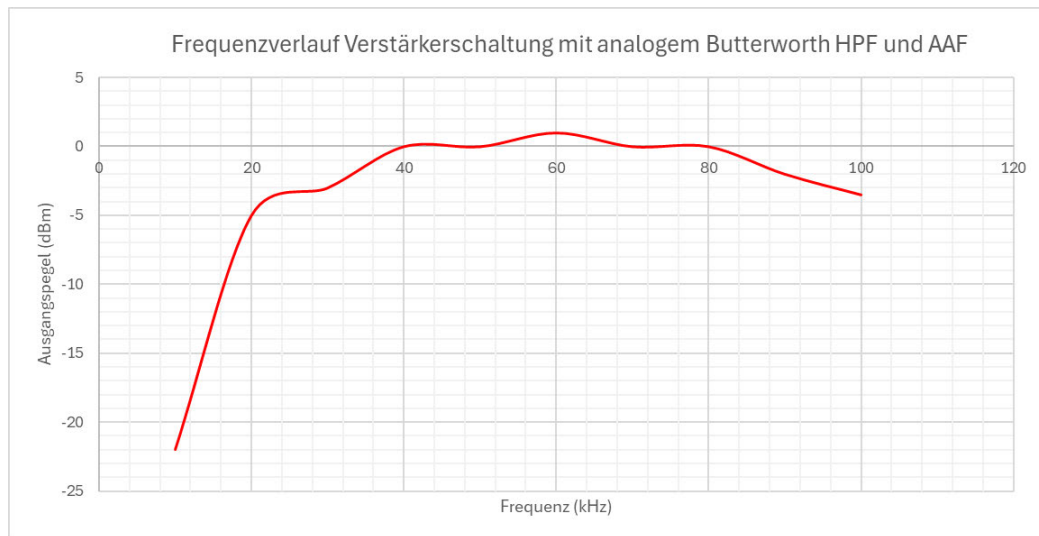


Abbildung 5.10: Gemessener linearer Frequenzverlauf entwerfener analoger Hochpass- und Tiefpassfilter

der Aussteuerbereich der Operationsverstärker schnell überschritten wird. Daher wird ein Vorverstärker als nichtinvertierender Verstärker mit einer Vorverstärkung von 21 dB und eine zweite variable Verstärkerstufe mit einer maximalen Verstärkung von 40,1 dB verwendet. Die maximale Verstärkung beträgt 61,1 dB, was einem Verstärkungsfaktor von 1111 entspricht.

Abbildung 5.13 zeigt die MEMS-Mikrofonverstärkerschaltung als kaskadierte Verstärkerstufen. J_2 sind 3-polige Stiftleisten, mit denen zwischen Mikrofon- und Funktionsgeneratorbetrieb umgeschaltet werden kann. Um zu verhindern, dass harmonische Oberwellen durch die nichtlinearen Eigenschaften der Operationsverstärker demoduliert werden und als Artefakte im Frequenzband auftreten, folgt eine RC-Tiefpassstufe mit R_1 und C_{16} , die hohe Frequenzanteile ($f_{g,TPcrude} = 1,1$ MHz) herausfiltert. Der erzeugte Gleichanteil des MEMS-Mikrofons muss zunächst durch einen AC-Koppelkondensator entfernt werden, der im Signalpfad in Reihe geschaltet ist. Dazu bilden R_3 , R_6 und C_{13} ein Hochpassfilter zur Filterung des Gleichanteils ($f_{g,HPAC} = 3$ Hz). R_7 und R_8 bilden zusammen mit dem Operationsverstärker IC_{3A} die Vorverstärkerstufe. Diese hat einen Verstärkungsfaktor von

$$G_{preamp} = 1 + \frac{R_8}{R_7} = 1 + \frac{10k\Omega}{1k\Omega} = 11 \approx 21dB$$

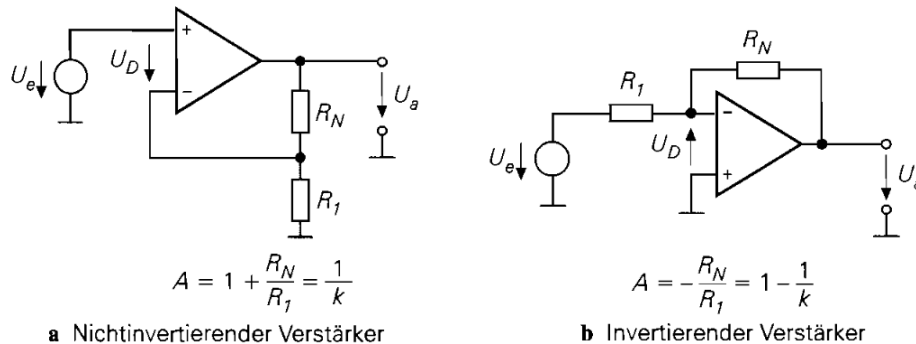


Abbildung 5.11: Gegenüberstellung von nicht-invertierenden und invertierenden Verstärker [65]

Neben den AC-gekoppelten Mikrofonsignalen wird auch der Gleichanteil des Biasings von der Verstärkerschaltung mitverstärkt, wodurch der Ausgang des Operationsverstärkers übersteuert wird. Um die Verstärkung des Biasings zu verhindern, wird ein Kondensator C_{18} verwendet, der in Reihe mit R_7 gegen Masse (GND) geschaltet ist. IC_{3B} , R_9 und VR_1 bilden die zweite Verstärkerstufe mit einem maximalen Verstärkungsfaktor von 40 dB. VR_1 ist ein Potentiometer, mit dem der Verstärkungsfaktor der zweiten Verstärkerstufe eingestellt werden kann.

Da ein Eingang des PCM1820 ein differentielles Eingangssignal zur Abtastung erwartet, muss das verarbeitete unsymmetrische Signal nach den Verstärkerstufen in ein differentielles Eingangssignal gewandelt werden. Für eine erfolgreiche Umwandlung von unsymmetrisch zu differentiell müssen folgende Kriterien erfüllt sein

- Das Originalsignal muss in zwei zueinander identische Signale mit unterschiedlicher Polarität (entgegengesetzter Polarität) umgewandelt werden.
- Midpoint Bias zwischen den Signalpaaren muss gewährleistet sein

Die Abbildung 5.14 zeigt die Wandlerschaltung. Sie besteht aus einem invertierenden Verstärker mit einem Verstärkungsfaktor von 1 und einem Unity-Gain-Buffer, der für einen geringen Ausgangswiderstand sorgt. Die Schaltung in Abbildung 5.15 wird simuliert. Als Testsignal wird ein Sinus mit einer Amplitude von 1,65 V und einer Frequenz von 30 kHz verwendet. Die Abbildung 5.15 zeigt die erfolgreiche Umwandlung des Single-Ended-Signals in ein differentielles Signal, das die gestellten Anforderungen erfüllt.

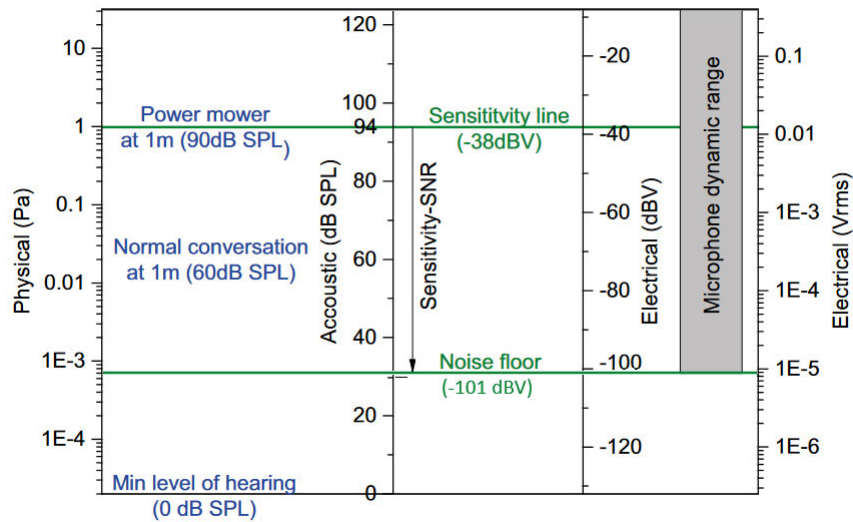


Abbildung 5.12: Beziehung zwischen Schalldruck, Schalldruckpegel und Spannungspegel des SPU0410LR5H-QB [58] (Modifiziert: Noise floor angepasst)

5.3 Ultraschallmikrofon-Array-Adapter Platine

Im Anschluss an die Schaltungsentwicklung erfolgt das Leiterplattendesign und -layout. Die in Abbildung 5.1 dargestellten Funktionsmodule wurden zuvor in Form mehrerer Testplatinen (Mikrocontroller, ADC und Analog-Frontend) verifiziert und getestet. Nach erfolgreicher Verifikation aller Funktionsmodule sowohl auf Hardware- als auch auf Softwareebene erfolgt die Zusammenführung aller Funktionsmodule auf einer Leiterplatte. Des Weiteren wird die Auswahl des Leiterplattenaufbaus beschrieben. Abschließend erfolgt die Inbetriebnahme der Testplatine nach einem Inbetriebnahmeplan.

5.3.1 Entwurf und Layout

Um alle Systemkomponenten sowie größere Bauteile wie Potentiometer auf einer kleinen Leiterplatte unterzubringen, zu verbinden, zu kühlen und bessere EMV-Eigenschaften zu erreichen, reicht ein Leiterplattenaufbau von beispielsweise vier Kupferlagen nicht aus. Die Funktionsmodule werden auf einer Leiterplatte mit acht Kupferlagen aufgebaut. Der folgende Leiterplattenaufbau wird für den Ultraschallmikrofon-Array-Adapter verwendet:

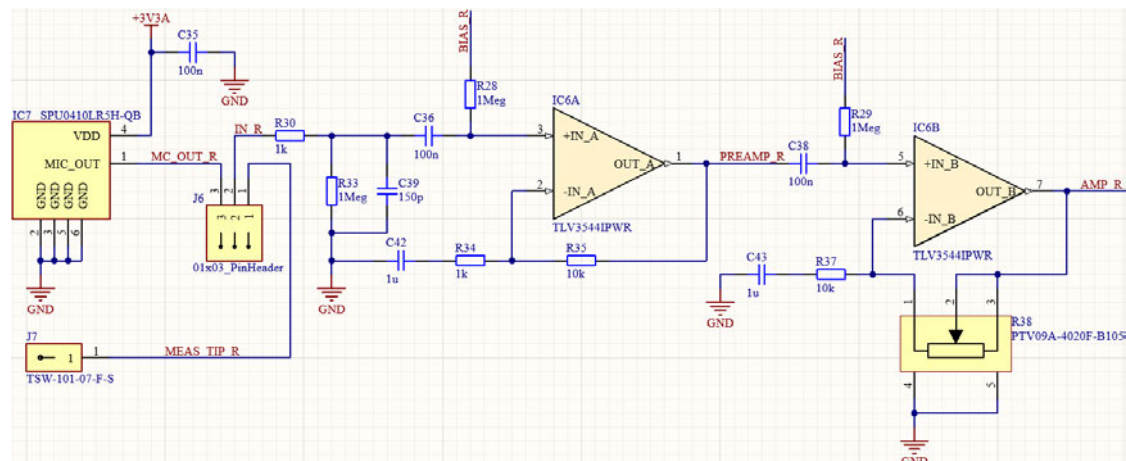


Abbildung 5.13: Kaskadierende MEMS-Mikrofon Verstärkerstufe mit kleinen Eingangsfiltern

- Layer 1: Signal
- Layer 2: Masse (GND)
- Layer 3: Signal
- Layer 4: Masse (GND)
- Layer 5: Power
- Layer 6: Low-Speed Signal und Masse (GND)
- Layer 7: Masse (GND)
- Layer 8: Signal

Der Vorteil dieses Leiterplattenaufbaus liegt darin, dass für jede Mikrostreifenleitung (Microstrip) auf den Lagen 1 und 8 und Streifenleitung (Stripline) auf den Lagen 3 und 7 durchgehende Masseflächen vorhanden sind, die das Impedanzprofil, die Signalintegrität und eine kurze Rückstromführung für die Datenleitungen sicherstellen. Die Leiterbahnbreiten der Datenleitungen werden auf eine $50\ \Omega$ Leiterbahnimpedanz angepasst, um Leitungsreflexionen zu minimieren. Für USB-Datenleitungen wird eine symmetrische Leiterbahnimpedanz von $90\ \Omega$ empfohlen [51]. Abbildung 5.16 zeigt die bestückte Leiterplatte des U-Adapters. Die bestückte Leiterplatte wird in mehrere Abschnitte unterteilt und nummeriert.

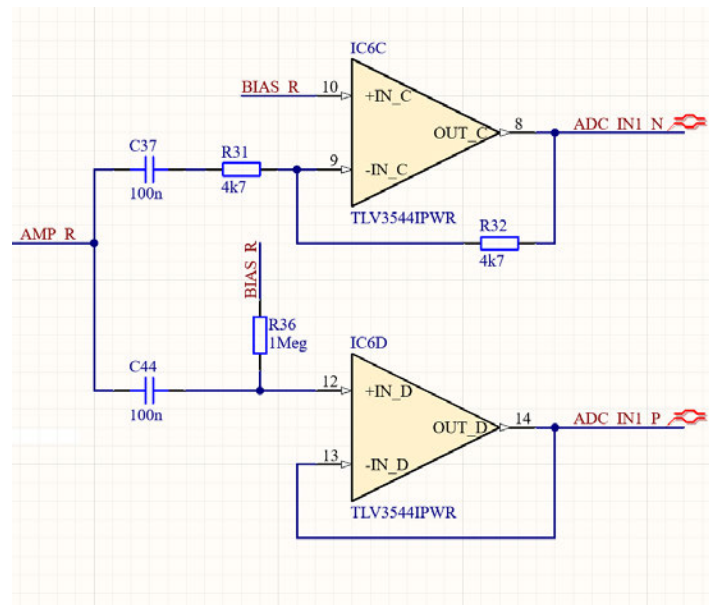


Abbildung 5.14: Single-Ended zu Differential Konvertierungsschaltung

- 1: LDO-Regler mit Filterung , Isolation und Bias-Generator
- 2: STM32F730 Mikrocontroller
- 3: TC2030 Debug Header
- 4: Debug RGB-LED
- 5: USB-C FS Buchse
- 6: USB-C HS Buchse
- 7: PCM1820 Audio ADC
- 8: Analoges Frontend
- 9: Potentiometer zum regeln der Verstärkung
- 10: MEMS-Mikrofone und Stiftheuten als Testsignal Eingang

Im Anhang A sind die einzelnen Kupferlagen, Leiterbahnbreiten und das verwendete Dielektrikumsmaterial aufgeführt. Es ist zu beachten, dass der Analogteil vom Digitalteil getrennt werden soll, um Einkopplungen (Crosstalk) vom Digitalteil in den empfindlichen Analogteil zu reduzieren. Die Bauteile werden auf einer Kupferlage (Layer 1) platziert,

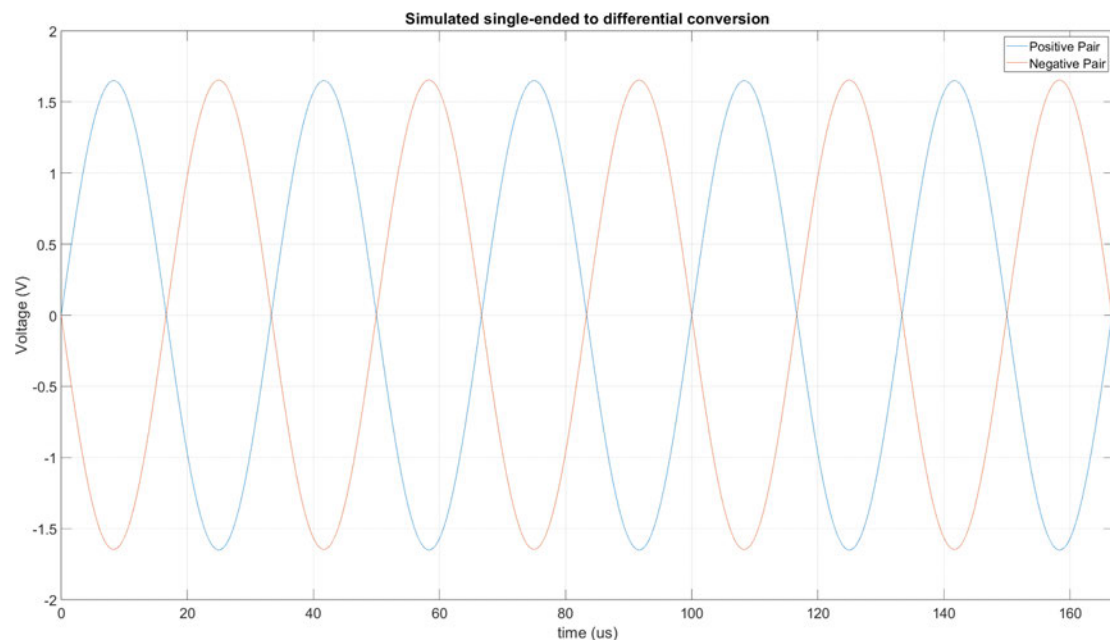


Abbildung 5.15: Simuliertes differentielles Ausgangssignal nach der Konvertierungsschaltung

was den Löt Aufwand beim Bestücken der Leiterplatte vereinfacht. Über Jumperanschlüsse kann zwischen Mikrofon- und Testsignalbetrieb umgeschaltet werden. Da sich beim MEMS-Mikrofon die Schallzuführung an der Unterseite der Leiterplatte befindet, werden diese in Layer 8 (Bottom) montiert, so dass der Schall durch die Bohrung in Layer 1 (Top) eintreten kann. Der Abstand zwischen den beiden Mikrofonen beträgt die halbe Wellenlänge der höchsten Frequenz $f_{max} = 50$ kHz für Mikrofonarray-Anwendungen, um den räumlichen Alias-Effekt zu minimieren. Zusätzlich ist ein USB-HS Anschluss implementiert, um bei Bedarf bei unzureichender Busgeschwindigkeit auf diesen aufrüsten zu können. Über die Leiterplattenfläche sind Bohrungen verteilt, die die Masseflächen (GND) miteinander kurzschließen, um die Rückstromführung der Datenleitungen weiter zu verkürzen und störende Eigenresonanzen, stehende Wellen und Moden auf der Leiterplatte zu unterdrücken. Die Eigenresonanzen entstehen dadurch, dass zwischen den Masseflächen ein Hohlraum vorhanden ist. In diesem Hohlraum können sich stehende Wellen bilden [69].

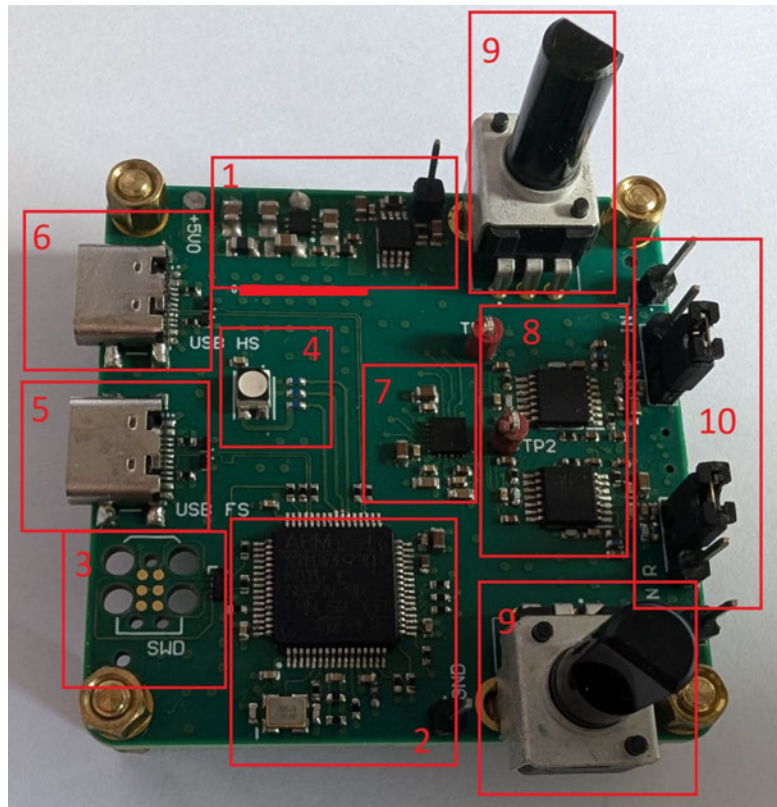


Abbildung 5.16: Ultraschall Mikrofon-Array-Adapter Prototyp

5.3.2 Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme der Funktionsmodule erfolgt entsprechend den in der Tabelle 5.2 festgelegten Testanforderungen. Sie umfasst sowohl reine Hardwaretests als auch Softwaretests. Um sicherzustellen, dass die +5 V Versorgung am Eingang des LDO keinen Kurzschluss aufweist und um die Stabilität des Eingangs zu testen, wird eine Versorgungsspannung von +5 V über Pads eingespeist, bevor sie von einem Computer oder Laptop eingespeist wird. Die Testanforderungen 8 und 10 sind Softwaretests und werden im Kapitel 6.2 verifiziert. Die in Abbildung 5.15 simulierte Umwandlung eines unsymmetrischen Signals in ein symmetrisches Signal kann für die reale Messung verifiziert werden. Der simulierte Frequenzgang des analogen Frontends für den U-Adapter ist in Abbildung 5.17 dargestellt. Zum Vergleich ist der Frequenzgang des realisierten analogen Frontends in Abbildung 5.18 dargestellt. Als Testsignal wird ein Sinus mit einer Amplitude von -60 dBmV ($1 \mu\text{V}$) gewählt und die Frequenz von 10 kHz bis 100 kHz in 10 kHz Schritten

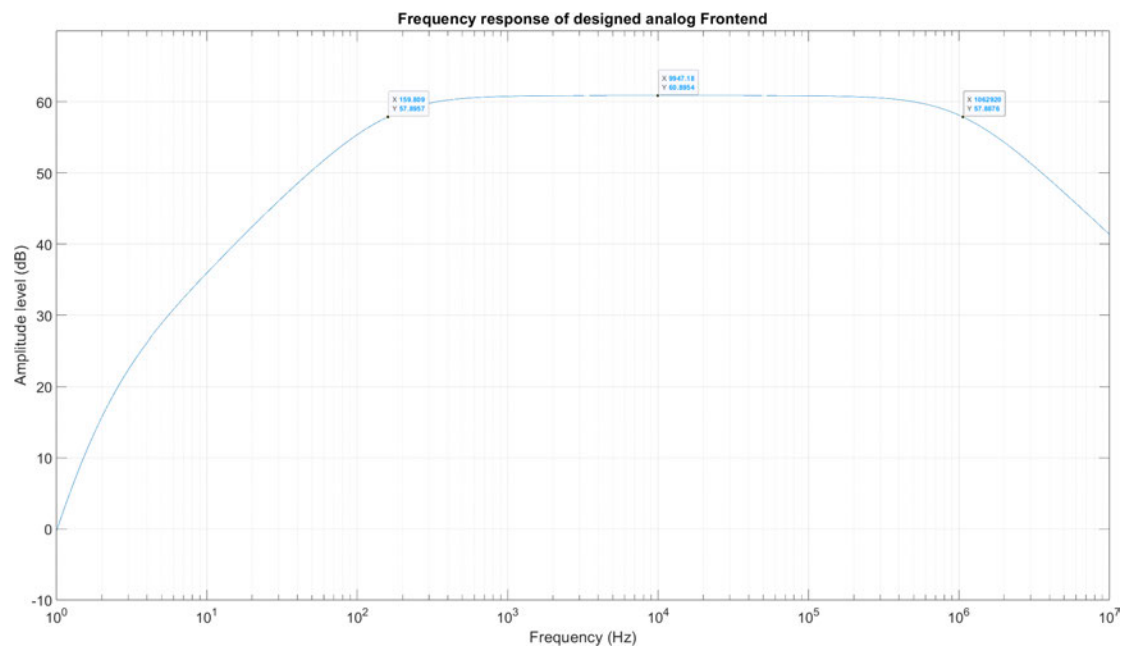


Abbildung 5.17: Simulierter logarithmischer Frequenzverlauf des dimensionierten analogen Frontends für den U-Adapter

und von 100 kHz bis 300 kHz in 50 kHz Schritten erhöht. Der Frequenzgang der realen Messung verläuft von 10 kHz bis 150 kHz konstant mit einem Ausgangspegel von ca. 1 dBmV. Dies entspricht einer Verstärkung von 61 dB. Allerdings fällt der Frequenzgang der realen Messung im Vergleich zur Simulation bei 300 kHz um fast -2,5 dBmV früher ab. Da für die Anwendung im U-Adapter der Bereich von 10 kHz bis 80 kHz relevant und der Verlauf in diesem Bereich konstant ist, ist das analoge Frontend für den Einsatz im U-Adapter geeignet.

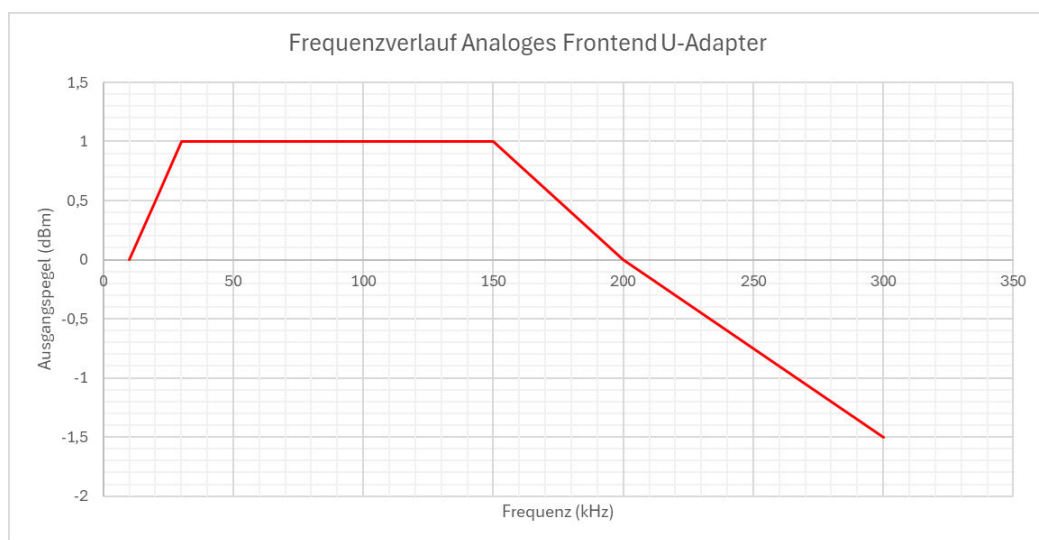


Abbildung 5.18: Gemessener linearer Frequenzverlauf des realisierten analogen Frontends für den U-Adapter

Tabelle 5.1: Pinbelegung des STM32F730 Mikrocontrollers

Pin	Pin Name	Name	Funktion
1, 19, 32, 48, 64	VBAT, VDD, VDD, VDD, VDD	Positive input voltage	Powersupply input connected with +3V3 V
12, 18, 31, 47, 63	VSSA, VSS, VSS, VSS, VSS	Negative input voltage	Connected to Ground
13	VDDA	Positive analog input voltage	Isolated from the digital supply through a ferrite bead
7	NRST	NRST	Low-active reset pin strapped to +3,3 V with a pullup-resistor
60	BOOT0	BOOT0	Bootmode selection pin
5	PH0-OSC_IN	RCC_OSC_IN	Crystal oscillator input
6	PH1-OSC_OUT	RCC_OSC_OUT	Crystal oscillator output
11	PC3	ADC FMT0	Audio interface format select
15	PA1	ADC MSZ	Audio interface master or slave select
16	PA2	ADC MD0	Linear or low latency decimation filter select
17	PA3	ADC MD1	Dynamic range enhancer select
20	PA4	I2S1_WS	Word select / left-right clock
21	PA5	I2S1_CK	Serial clock
23	PA7	I2S1_SD	Serial datainput
36	PC7	LED Kathode 1	Toggle LED kathode 1
37	PC8	LED Kathode 2	Toggle LED kathode 2
38	PC9	LED Kathode 3	Toggle LED kathode 3
44	PA11	USB_OTG_FS_DM	Positive USB-data pair
45	PA12	USB_OTG_FS_DP	Negative USB-data pair
46	PA13	SYS_JTMS-SWDIO	Serial Wire Bi-directional data pin
49	PA13	SYS_JTCK-SWCLK	Serial Wire clock signal
55	PA13	SYS_JTDO-SWO	Serial Wire data output

Tabelle 5.2: Testanforderungen zur erfolgreichen Inbetriebnahme der
Ultraschallmikrofon-Array Adapter Platine

Nr.	Testanforderung	Status
1	+5 V liegt am Eingang des LDO an	erfüllt
2	+3,3 V liegt am Ausgang des LDO an	erfüllt
3	Bias Spannungen von +1,65 V liegen am rechten und linken Mikrofonkanal an	erfüllt
4	+3,3 V liegt an den Versorgungspins des ADCs an	erfüllt
5	Mikrocontroller wird vom externen Quarzoszillator betaktet	erfüllt
6	Mikrocontroller über den Debug Header programmierbar	erfüllt
7	Debug RGB-LED ist ansteuerbar	erfüllt
8	Erfolgreicher USB-FS Transfer an die Zielplattform	erfüllt siehe 6.2.1
9	Erfolgreicher USB-HS Transfer an die Zielplattform	nicht geprüft
10	ADC über I2S ansteuerbar	erfüllt siehe 6.2.1
11	Unsymmetrisches Signal erfolgreich in symmetrisches Signal konvertiert	erfüllt
12	Verstärkungsfaktor der zweiten Verstärkerstufe regelbar	erfüllt
13	Frequenzverlauf des real umgesetzten analogen Frontends vergleichbar mit der Simulation und konstante Verstärkung über den Frequenzbereich bis 80 kHz	teilweise erfüllt

6 Software-Entwurf und Implementierung

Nach dem Hardwareentwurf und der Inbetriebnahme des U-Adapters folgt der Entwurf und die Implementierung der U-Adapter-Firmware, der digitalen Signalverarbeitungs-
algorithmen und weitere Funktionalitäten wie beispielsweise visuelle Darstellungen und
Aufnahmen von Audiodaten auf Softwareebene.

6.1 Simulation der digitalen Audiosignalverarbeitung

Bevor die verwendeten Signalverarbeitungsalgorithmen zur Hörbarkeit der Fledermausrufe und zur Richtungsbestimmung des einfallenden Ultraschalls im realen System implementiert werden, erfolgt zunächst die Simulation dieser Algorithmen. Zwei Verfahren zur Hörbarkeit von Fledermausrufen aus dem Kapitel 2.6 (Heterodyn-Empfänger und Frequenzteiler) werden ausgewählt und implementiert. Abschließend wird der im Kapitel 2.8.5 vorgestellte MUSIC-Algorithmus zur Richtungsbestimmung von Fledermausrufen simuliert.

6.1.1 Frequenzteiler

Wie im Kapitel 2.6 beschrieben, gibt es verschiedene Verfahren, Fledermausrufe hörbar zu machen. Diese können sowohl analog als auch digital umgesetzt werden. Zu den Verfahren gehört der Frequenzteiler, der die aufgenommenen Frequenzen um einen ganzzahligen Teilerfaktor auf einen definierten hörbaren Frequenzbereich teilt [1, 21]. Abbildung 6.1 zeigt den Ablauf des Frequenzteiler-Verfahrens. Als Basis für den Frequenzteiler wird ein Dezimator verwendet, der die Abtastfrequenz $f_{s,ADC}$ um den Faktor M reduziert. Entsprechend der Gleichung 2.11 wird das Spektrum periodisch fortgesetzt. Durch die bewusste Verletzung des Abtasttheorems durch Unterabtastung erscheinen die Frequenzen im Bereich von 20 kHz bis 80 kHz als Wiederholungen im hörbaren Frequenzbereich. Um Frequenzüberlagerungen mit Sprache und anderen hörbaren Frequenzen sowie hohe

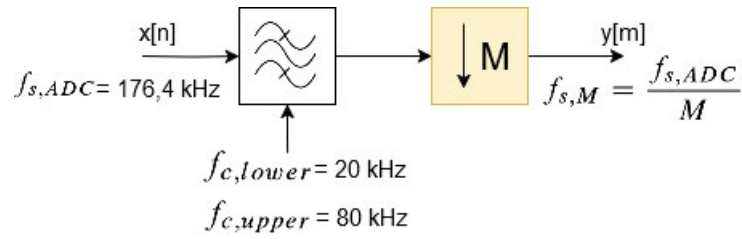


Abbildung 6.1: Frequenzteiler umgesetzt als Dezimationsfilter

Tabelle 6.1: Entwurfparameter des Polyphasen-Bandpassfilters

Parameter	Wert
$f_{stop,low}$	20 kHz
$f_{pass,low}$	21 kHz
$f_{pass,up}$	79 kHz
$f_{stop,up}$	80 kHz
δ_{pass}	0,01
δ_{stop}	0,01
$f_{s,ADC}$	176,4 kHz
M	4
$f_{s,M}$	44,1 kHz

Frequenzen außerhalb des Beobachtungsbereichs zu vermeiden, wird ein Bandpassfilter mit den Grenzfrequenzen $f_{c,lower}$ und $f_{c,upper}$ verwendet. Um die Filterung und Abtaststratenwandlung effizient zu realisieren, werden der Dezimator und das Bandpassfilter als Polyphasen-Dezimationsfilter implementiert. Zunächst muss ein FIR-Bandpassfilter entworfen werden. Die Entwurfparameter sind in Tabelle 6.1 aufgelistet. Die Filterkoeffizienten werden mit dem Remez-Algorithmus berechnet. Dieser ermittelt eine Filterordnung $N_{FIR,Order} = 346$. Die Abbildung 6.2 zeigt den Frequenzgang des entworfenen FIR-Bandpassfilters sowie des Polyphasen-Dezimationsfilters. Gemäß den Gleichungen 2.13 und 2.16 kann gezeigt werden, dass der Frequenzgang des Polyphasen-Dezimationsfilters mit dem des FIR-Bandpassfilters übereinstimmt. Das Frequenzverhalten des Polyphasen-Dezimationsfilters aus Abbildung 6.2 wird geprüft. Als Testsignal wird ein Chirp verwendet, dessen Frequenz innerhalb von 5 Sekunden von 0 auf 80 kHz ansteigt. In Abbildung 6.3 ist das Eingangssignal dem Ausgangssignal gegenübergestellt. Es ist zu erkennen, dass die Frequenzen unterhalb von 20 kHz gefiltert und die hohen Frequenzanteile im Bereich von 20 kHz bis 80 kHz über eine Bandbreite von $\frac{f_{s,M}}{2} = 22,05$ kHz wiederholt werden. Nach der funktionalen Verifikation des Frequenzteilers kann dieser auf einen aufgenom-

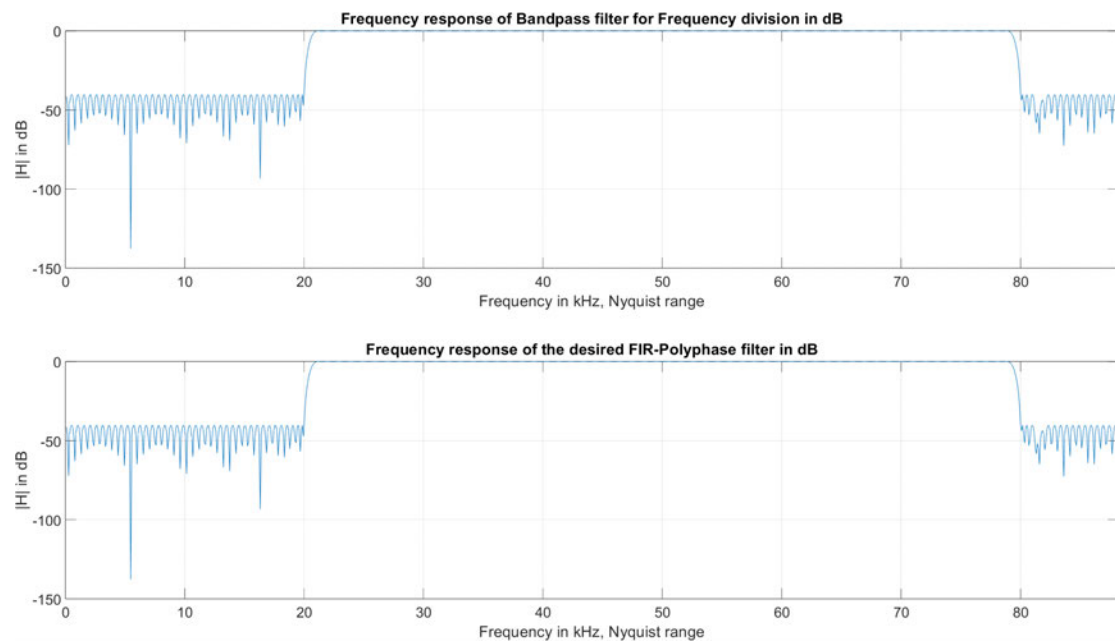


Abbildung 6.2: Frequenzverlauf FIR-Bandpassfilter (oben) und Polyphasen-Dezimationsfilter (unten)

menen Fledermausruf angewendet werden. Als Testaufnahme dient der Fledermausruf des Großen Abendseglers [52], der in Abschnitt 2.4.3 untersucht wurde. Da die Abtastfrequenz des aufgenommenen Fledermausrufs 250 kHz beträgt, wird diese mit einem Sample-Rate-Converter (SRC) durch einen rationalen Faktor geteilt, um eine Abtastfrequenz von 176,4 kHz zu erhalten und die reale Anwendung abzubilden. Die Abbildungen 6.4 und 6.5 zeigen das Eingangssignal des Fledermausrufs und das Ausgangssignal des Fledermausrufs nach dem Frequenzteiler. Das Sonagramm zeigt, dass die Wiederholung des Spektrums im hörbaren Frequenzbereich in Kehrlage ist.

6.1.2 Heterodyn-Empfänger

Ein weiteres Verfahren, um Fledermausrufe hörbar zu machen, ist der Heterodyn-Empfänger, mit dem ein hörbares Fledermaussignal ermittelt werden kann [1, 21]. Abbildung 6.6 zeigt den Aufbau des Heterodynempfängers. Als Grundlage für dieses Verfahren wird das aufgenommene Signal mit einer variablen Trägerfrequenz ω_0 als Exponentialfunktion moduliert. Das Produkt der Modulation ist ein Signal, dessen Frequenzspektrum asymmetrisch und komplex ist. Da das negative Spektrum keine neuen Informationen über

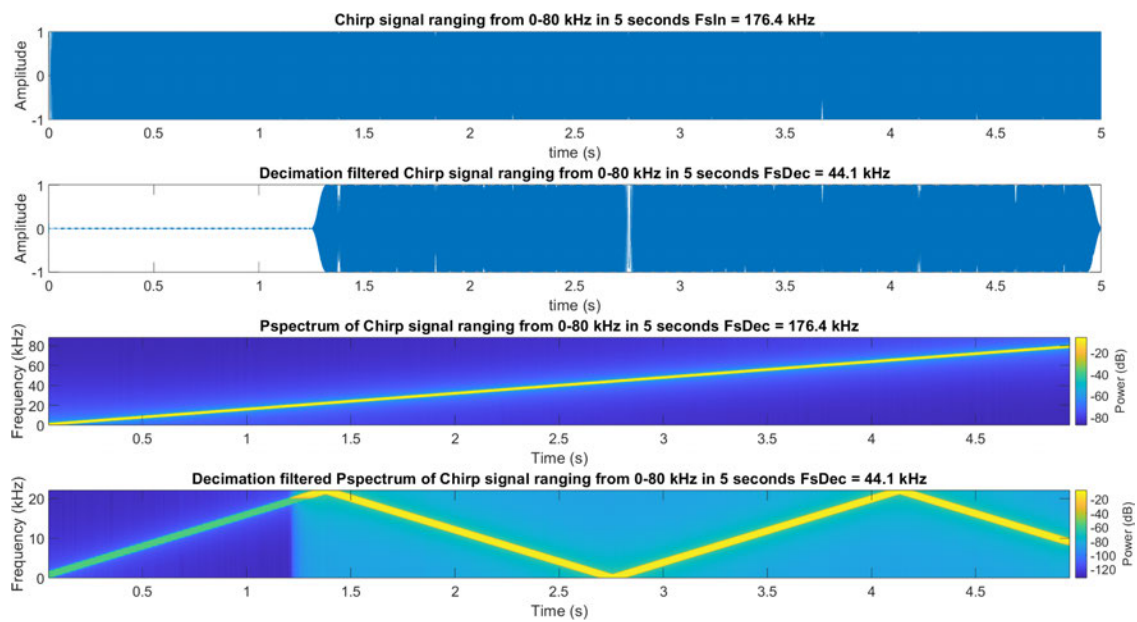


Abbildung 6.3: Signal nach dem Frequenzteiler mit einem Chirp als Eingangssignal

das Signal enthält, wird das Kurzzeit-Frequenzspektrum (STFT) des Signals berechnet, um die Symmetrie des Spektrums zu gewährleisten. Abbildung 6.7 zeigt das Frequenzspektrum des Originalsignals eines großen Abendseglers, dessen Spektrum um $\omega_0 = 2\pi f_0$ mit $f_0 = 20$ kHz nach links verschoben wird. Zu erkennen ist die beschriebene Asymmetrie der Wiederholung. Die Symmetrie des verschobenen Spektrums kann sichergestellt werden, indem das Basisspektrum komplex-konjugiert auf die Wiederholung gespiegelt wird. Davor jedoch müssen die Frequenzanteile oberhalb von $B - f_0$ (B : Frequenzbandbreite) null gesetzt werden, da diese Frequenzanteile Produkte der Wiederholung des Basisspektrums beinhalten. Nach der Korrektur kann die inverse Fourier-Transformation des Kurzzeitspektrums (ISTFT) berechnet werden, um das korrigierte zeitdiskrete und verschobene Signal zu erhalten. Abschließend wird das Signal mit einem Polyphasen-Dezimationsfilter als Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von $f_{c,upper} = 22$ kHz in der Bandbreite begrenzt und die Abtastfrequenz mit einem Dezimationsfaktor $M = 4$ auf 44,1 kHz reduziert. Die Entwurfsparameter des Tiefpassfilters sind nach Tabelle 6.2 gegeben. Die Abbildungen 6.8 und 6.9 zeigen den Frequenzgang des entworfenen Tiefpassfilters und das Verhalten bei Einspeisung eines Chirp-Signals. Abbildung 6.10 zeigt das modulierte Signal im zeitdiskreten, sonographischen und Frequenzbereich. Im Vergleich zum

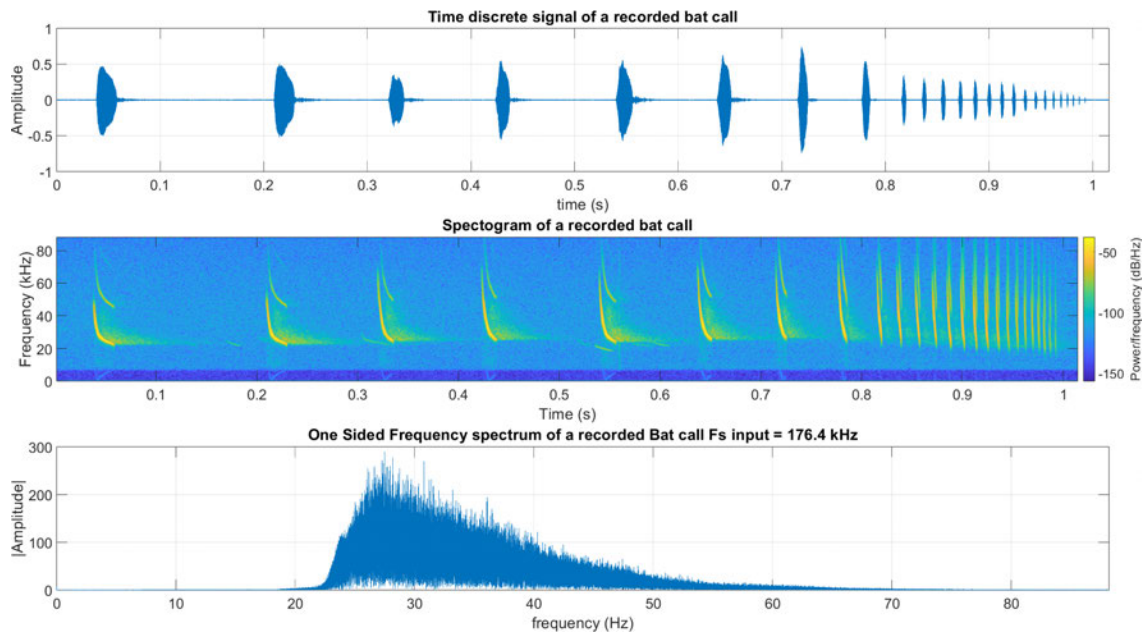


Abbildung 6.4: Zeitdiskrete, sonographische und Frequenzdarstellung eines Fledermausrufes

Frequenzteiler behält der modulierte Fledermausruf seine Regellage im Frequenzbereich bei.

6.1.3 MUSIC-Algorithmus

In diesem Kapitel wird der MUSIC-Algorithmus aus Abschnitt 2.8.5 simuliert. Abbildung 6.11 zeigt die Anwendung des MUSIC-Algorithmus auf Signale mit mehreren Frequenzanteilen (Breitbandsignale). Zuerst wird die STFT aller Mikrofonssignale berechnet. Die Grundfrequenz des Signals wird ermittelt, indem das Frequenzmaximum im Frequenzspektrum gesucht wird. Da unterraumbasierte Verfahren wie MUSIC für schmalbandige Signale geeignet sind, werden alle anderen Frequenzanteile des Spektrums außer der Grundfrequenz auf 0 gesetzt. Nach der Bestimmung der Grundfrequenz und des gewünschten Frequenzspektrums wird die inverse Fourier-Transformation des Signals berechnet. Zur Schätzung der DOA benötigt der MUSIC-Algorithmus das analytische Signal aus dem betrachteten reellen Signal. Da Audiosignale reelle Tiefpasssignale sind, kann die Hilbert-Transformation angewendet werden. Das Ergebnis ist ein Signal mit realen und imaginären Anteilen. Da der MUSIC-Algorithmus ein frequenzbasiertes Verfahren

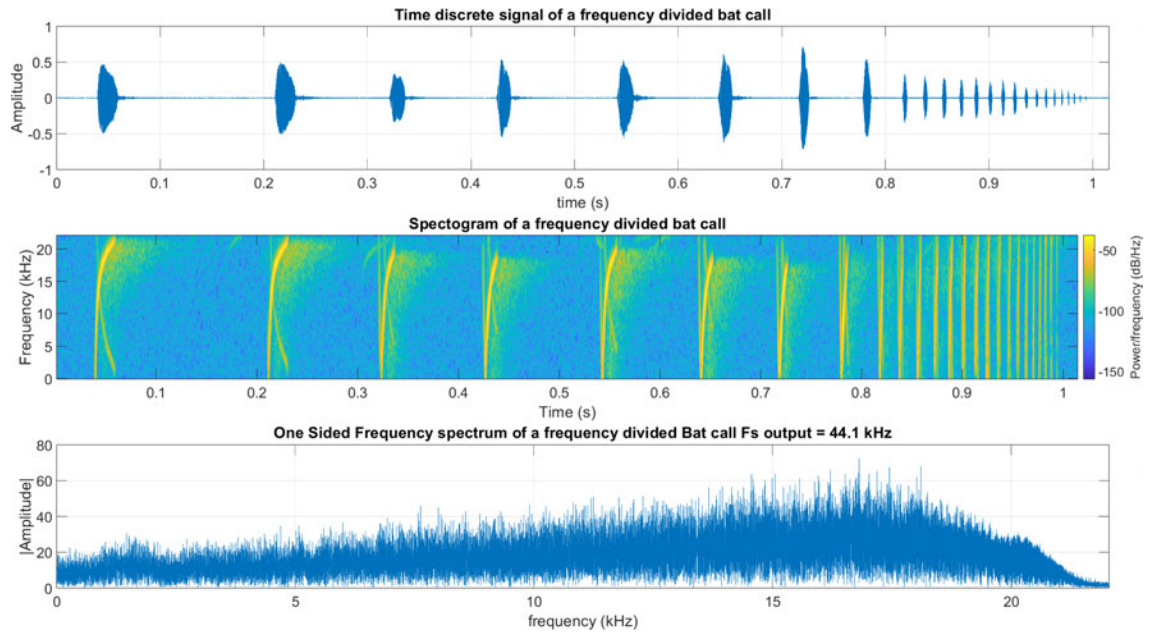


Abbildung 6.5: Zeitdiskrete, sonographische und Frequenzdarstellung eines Fledermausrufes nach dem Frequenzteiler

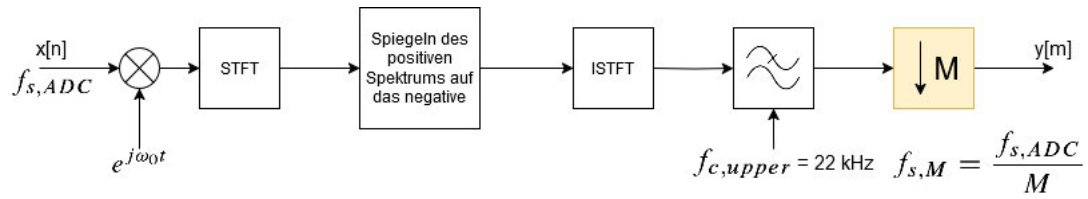


Abbildung 6.6: Ablauf des digitalen Heterodyn-Empfängers

ist, muss die STFT des analytischen Signals berechnet werden. Abschließend erfolgt die Berechnung des MUSIC-Pseudospektrums mit den im Kapitel 2.8.5 vorgestellten Verfahren der Eigenwert- und Eigenvektorzerlegung. In der praktischen Anwendung ist die Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_Y$ nicht bekannt und muss aus den empfangenen Daten abgeschätzt werden. Diese Schätzung muss durch Mittelung über einen Signalblock (Frame) erfolgen [3].

$$\mathbf{R}_Y = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H \quad (6.1)$$

- $\mathbf{y}_k$: Abtastwert k

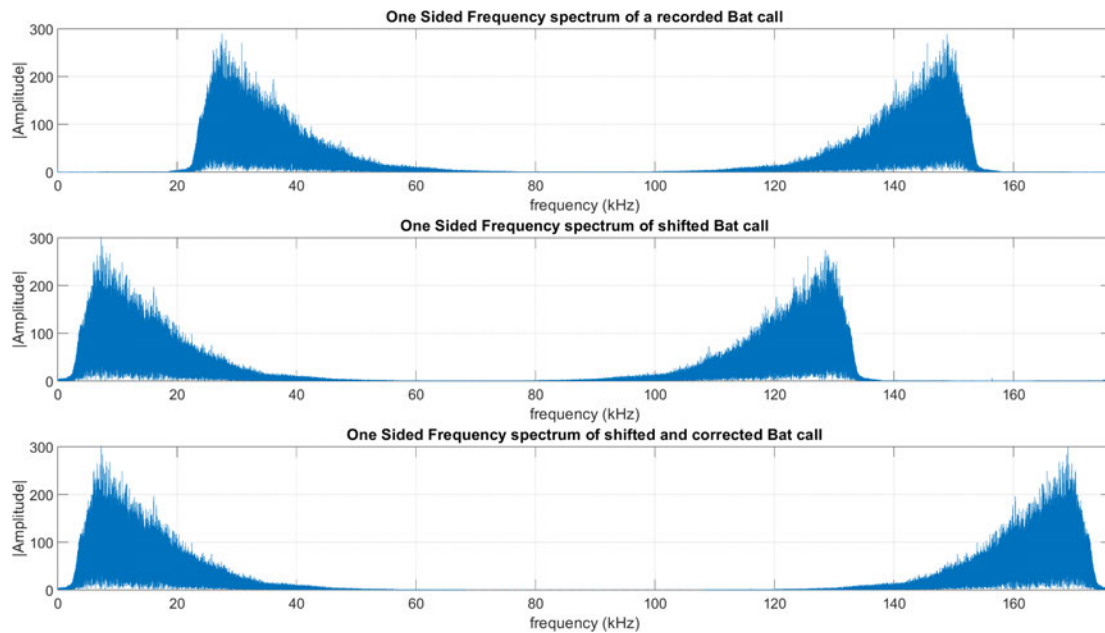


Abbildung 6.7: Frequenzspektrum des originalen (oben), modulierten (mitte) und korrigierten (unten) Signals

- K : Blocklänge

Im Rahmen der Abschlussarbeit „Gegenüberstellung von zeit- und unterraumbasierten Algorithmen zur Echtzeit-Sprecherlokalisierung mit Mikrofonarrays“ werden verschiedene Algorithmen zur Sprecherlokalisierung simuliert, verglichen und in digitale Signalprozessoren implementiert [22]. Die Abschlussarbeit hat gezeigt, dass unter den unterraumbasierenden Verfahren wie MUSIC, ESPRIT und ROOT-MUSIC der MUSIC-Algorithmus die besten Ergebnisse liefert. Der Ablauf der Simulation sowie die Verifikation des MUSIC-Algorithmus ist ähnlich wie in der oben genannten Abschlussarbeit. Für die erste Verifikation wird ein Sinussignal mit definierter Signalfrequenz f_{signal} und entsprechender Zeitverzögerung an einem Mikrofon τ_{12} gewählt. Weitere Parameter sind nach Tabelle 6.3 gewählt. Die Abbildung 6.12 zeigt das berechnete MUSIC-Pseudo-Spektrum. Das Maxima ist bei dem erwarteten Einfallswinkel $\theta = 45^\circ$ zu erkennen. Zur weiteren Überprüfung wird der gesamte Winkelbereich von -90° bis 90° betrachtet. Dazu wird die Quelle in 1° -Schritten von -90° bis 90° bewegt. Zur Verifizierung werden die gleichen Simulationsparameter angenommen. Es ist zu erkennen, dass bei Eintrittswinkeln ab ca. 70° die absolute Abweichung zunimmt. Da es sich beim Fledermausruf um einen breitbandigen Ultraschallruf handelt, wird zur weiteren Überprüfung ein Breitbandsignal mit

Tabelle 6.2: Entwurfsparameter des Polyphasen-Tiefpassfilters

Parameter	Wert
f_{pass}	20 kHz
f_{stop}	22 kHz
δ_{pass}	0,01
δ_{stop}	0,01
$f_{s,ADC}$	176,4 kHz
M	4
$f_{s,M}$	44,1 kHz
$N_{FIR,order}$	175

Tabelle 6.3: Simulationsparameter für den Schmalbandsignal MUSIC-Test

Parameter	Wert
Abtastfrequenz f_s	176,4 kHz
Mikrofonanzahl	2
Abstand zwischen den Mikrofonen	3,4 mm
Testsignal	Sinus
Signalfrequenz f_{signal}	30 kHz
SNR	20 dB
Zeitverzögerung Mikrofon 2 τ_{12}	6,928 μ s
Einfallswinkel θ	45°
Blocklänge K	1024

mehreren Frequenzanteilen verwendet. Die Parameter für diesen Versuchsaufbau sind nach Tabelle 6.4 gegeben. Die Abbildung 6.14 zeigt den Verlauf des Einfallswinkels eines Breitbandsignals. Wie beim Schmalbandsignal nimmt die absolute Abweichung an den benachbarten Einfallswinkeln ab ca. $\pm 70^\circ$ zu. Es ist zu beachten, dass in der Realität das SNR der Empfangssignale nicht nur positiv, sondern auch negativ sein kann. Der Einfluss des SNR auf das Verhalten des MUSIC-Algorithmus wird untersucht. Die Testparameter sind in Tabelle 6.5 definiert. Abbildung 6.15 zeigt das Pseudospektrum eines synthetischen Signals mit unterschiedlichen SNR. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass bei SNR kleiner als 0 dB das Maximum des Pseudospektrums nicht mehr in der Nähe des erwarteten Einfallswinkels (in diesem Beispiel $\theta = 45^\circ$) liegt. Der Grund dafür ist, dass Signal- und Rauschanteile näher beieinander liegen, was die Zerlegung in Signal- und Rauschunterraum erschwert [22].

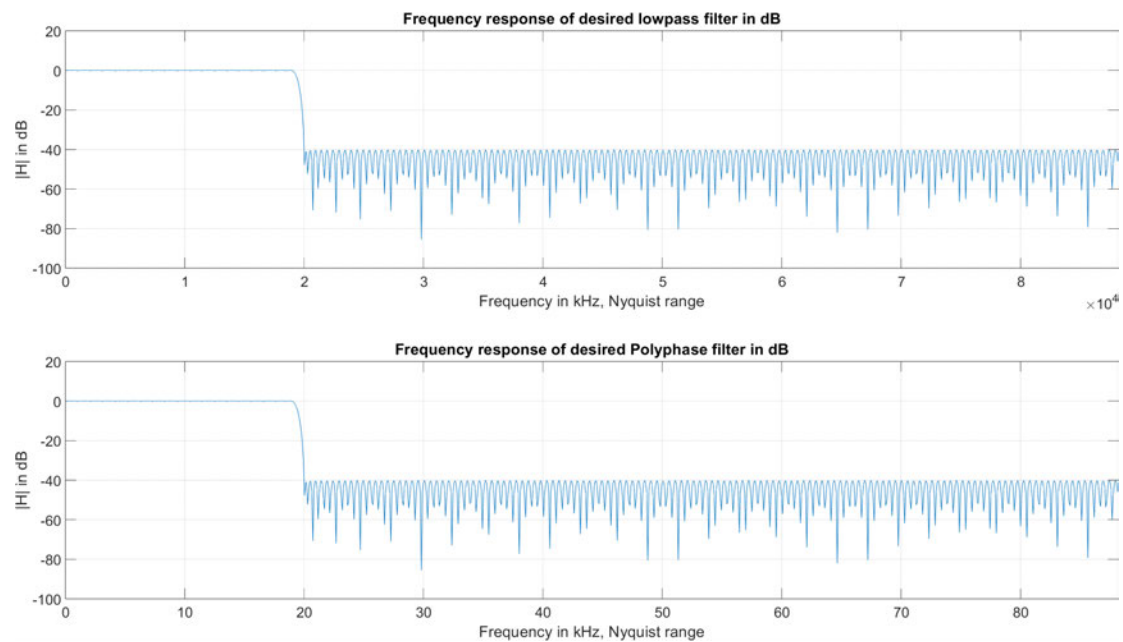


Abbildung 6.8: Frequenzverlauf FIR-Tiefpassfilter (oben) und Polyphasen-Dezimationsfilter (unten)

6.2 Firmware-Entwicklung des Ultraschallmikrofon-Array-Adapters

In diesem Kapitel wird die Firmware für die verwendeten Hardwareschnittstellen entwickelt und eine Ablaufsteuerung für die ADC-Datenerfassung und USB-Übertragung definiert.

6.2.1 Aufbau der Firmware

Bei der zu entwickelnden Firmware handelt es sich um eine Ablaufsteuerung, bei der ADC-Abtastwerte mittels DMA und Double-Buffering im Mikrocontroller zwischengespeichert und über die USB-Schnittstelle übertragen werden. Die Abbildungen 6.16 und 6.17 zeigen den Programmablauf der Firmware. Im folgenden Abschnitt 6.2.2 wird die definierte Ablaufsteuerung implementiert und näher erläutert.

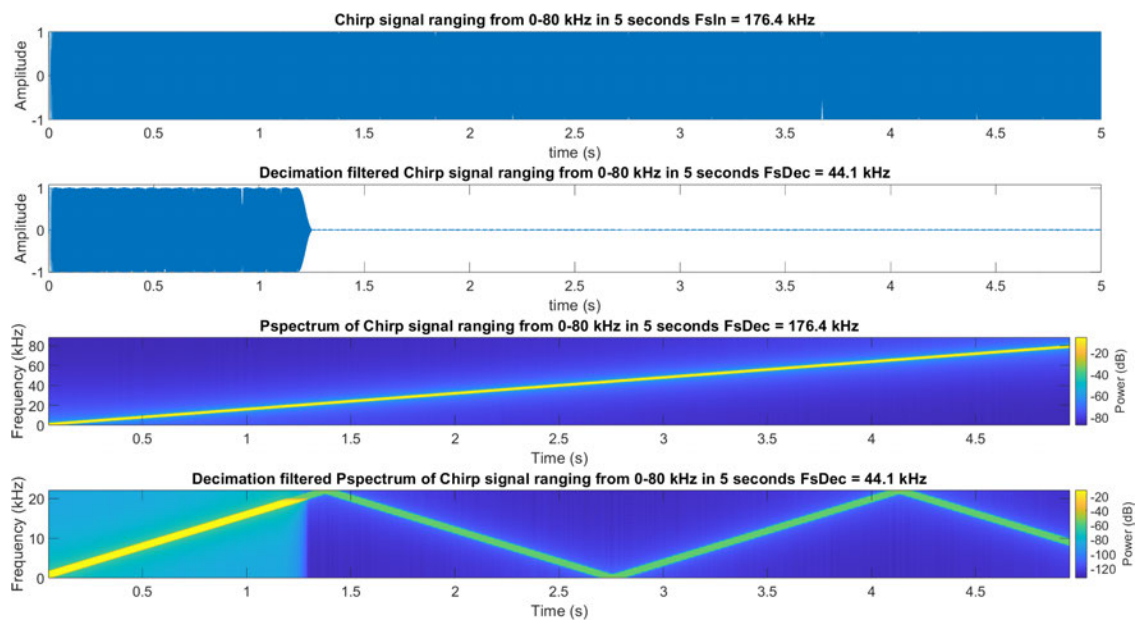


Abbildung 6.9: Verhalten des Polyphasen-Dezimationsfilter als Tiefpassfilter mit einem Chirp als Eingangssignal

6.2.2 ADC, DMA und USB-CDC

Um den Prozessor des STM32F730 bei der Datenaufnahme zu entlasten, werden die ADC-Daten mittels DMA und Double Buffering wie in Abschnitt 2.7 beschrieben im Mikrocontroller zwischengespeichert. Die STM32CubeIDE mit der HAL-Bibliothek ermöglicht die schnelle Konfiguration eines DMA für die verwendeten Hardwareschnittstellen. Für die I2S-Schnittstelle werden folgende Parameter gewählt:

- I2S Modus: Half-Duplex Master
- Daten- und Frameformat: 32-Bit Daten und 32-Bit Frame
- I2S-Abtastfrequenz: 176400 Hz

Aufgrund von Abweichungen bei der Taktversorgung muss der I2S-Takt über die „Clock Configuration“ kalibriert werden, damit die reale I2S-Abtastfrequenz nahe genug an der erwarteten Abtastfrequenz liegt. Die nächstgelegene reale I2S-Abtastfrequenz beträgt 176,215 kHz mit einer Abweichung von 0,12%. Für die DMA-Einstellungen werden folgende Parameter eingestellt:

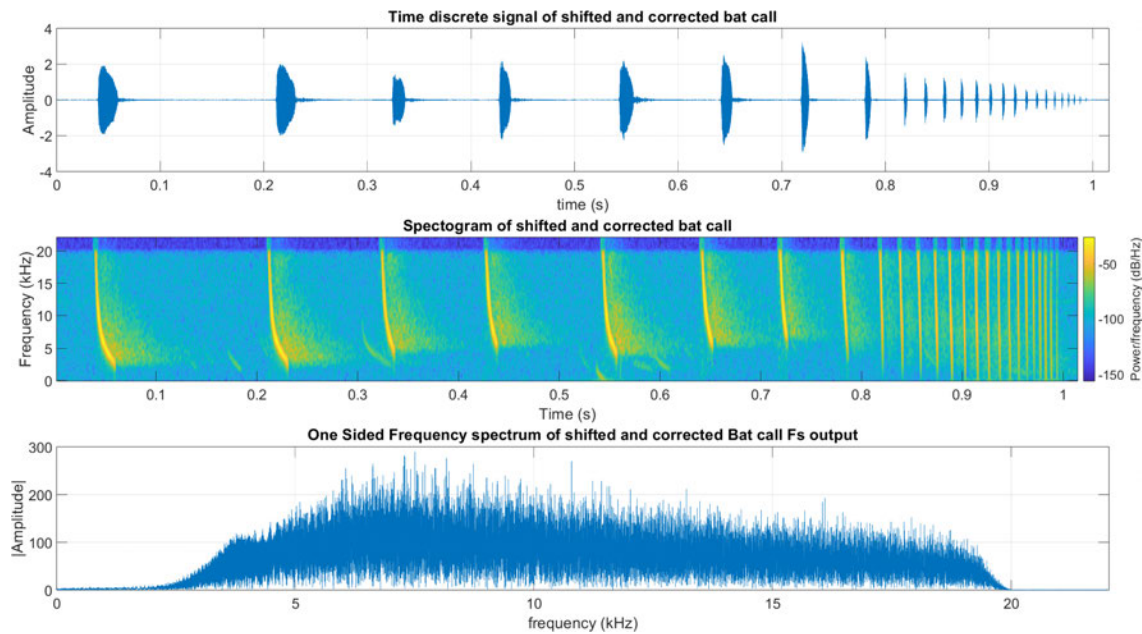


Abbildung 6.10: Hörbarer Fledermausruf nach der Modulation und Filterung

- DMA Request Modus: Circular
- Datenweite: Half Word (16-Bit)
- DMA Priorität: Hoch

Der STM32F730 Mikrocontroller unterstützt USB-FS nativ. Ähnlich wie die I2S-Schnittstelle lässt sich diese über die STM32CubeIDE initialisieren. Die Parameter sind:

- Modus: Device_Only
- Speed: Full Speed 12 MBit/s

Um von einem Endgerät erkannt zu werden, muss die Middleware für die USB-Schnittstelle ausgewählt werden. Zur Auswahl steht die USB Communications Device Class Middleware (USB-CDC). Auf dem Endgerät wird der Mikrocontroller als virtueller COM-Port angezeigt. Nach erfolgreicher Konfiguration generiert STM32CubeIDE den benötigten C-Quellcode mit allen Registerkonfigurationen für I2S und USB-CDC. Um die ADC-Daten mit DMA zwischenspeichern, müssen die I2S half complete und I2S complete Callback Funktionen implementiert werden. Die Header-Datei „usbd_cdc_if.h“ die bei der Codegenerierung nicht eingebunden wird, muss hinzugefügt werden. Die Funktion „uint8_t

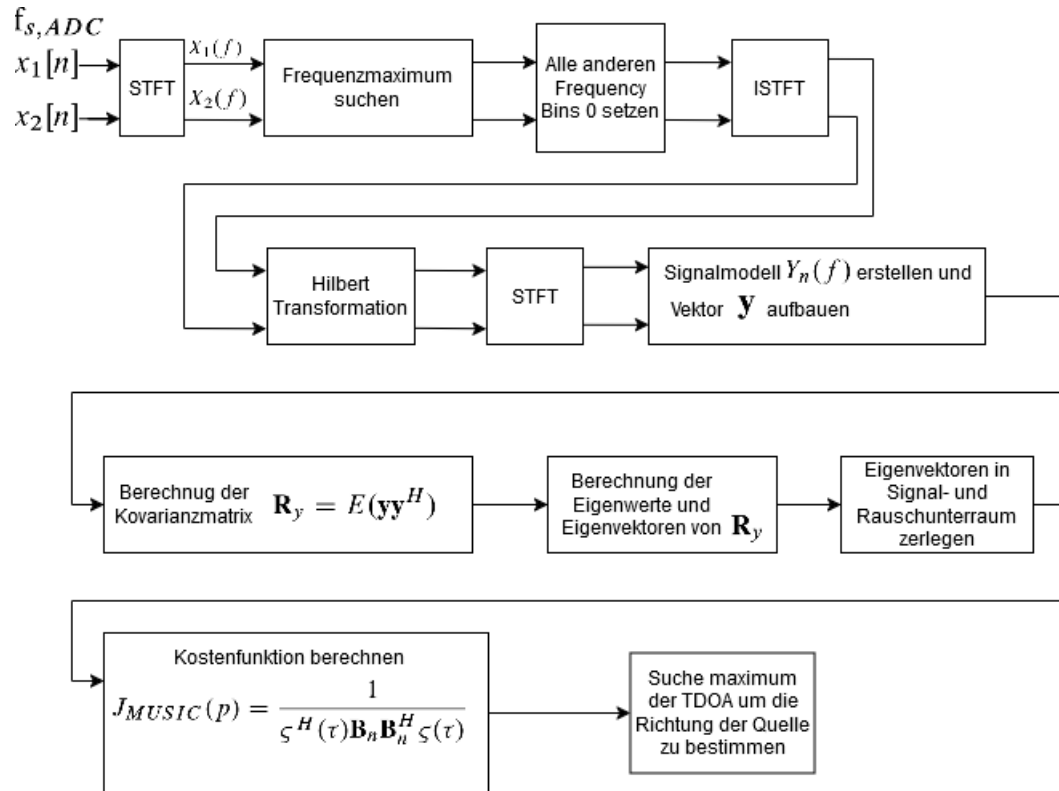


Abbildung 6.11: Blockdiagramm MUSIC-Algorithmus für den Breitbandansatz

CDC_Transmit_FS(uint8_t* Buf, uint16_t Len);“ ermöglicht die Übertragung eines Datenbuffers über die USB-CDC-Schnittstelle. Um die beschriebenen USB-Datenraten von 12 MBit/s zu erreichen, müssen große Datenbuffer über die beschriebene Funktion übertragen werden. Im Falle der ADC-Daten werden $2 \cdot 1024$ 32-Bit Frames übertragen. Dies entspricht einer Datengröße von 8192 Bytes. Listing 6.1 zeigt den Codeausschnitt der Implementierung der I2S-Schnittstelle mit DMA und der USB-CDC-Übertragung. Zeile 15 initialisiert den DMA-Transfer und erwartet als Übergabeparameter den I2S-Handler und den ADC-Buffer. Der ADC füllt den ADC-Buffer mit rechtem und linkem Kanal abwechselnd mit 32-Bit-Werten. Da die HAL-Funktionen für die Speicherung von 16-Bit Werten geschrieben sind, werden die 32-Bit Abtastwerte in 2 16-Bit Werte aufgeteilt und in den Buffer geschrieben. Dies entspricht bei einer Blocklänge von $2 \cdot 1024$ eine ADC-Bufferlänge von 4096. Laut Datenblatt des PCM1820 [59] werden die höchstwertigen Bits (MSB: Most Significant Bit) zuerst übertragen. Mit Hilfe von Bit-Operationen kann aus den 16-Bit-Samples ein 32-Bit-Sample rekonstruiert werden (Zeile 30 als Bei-

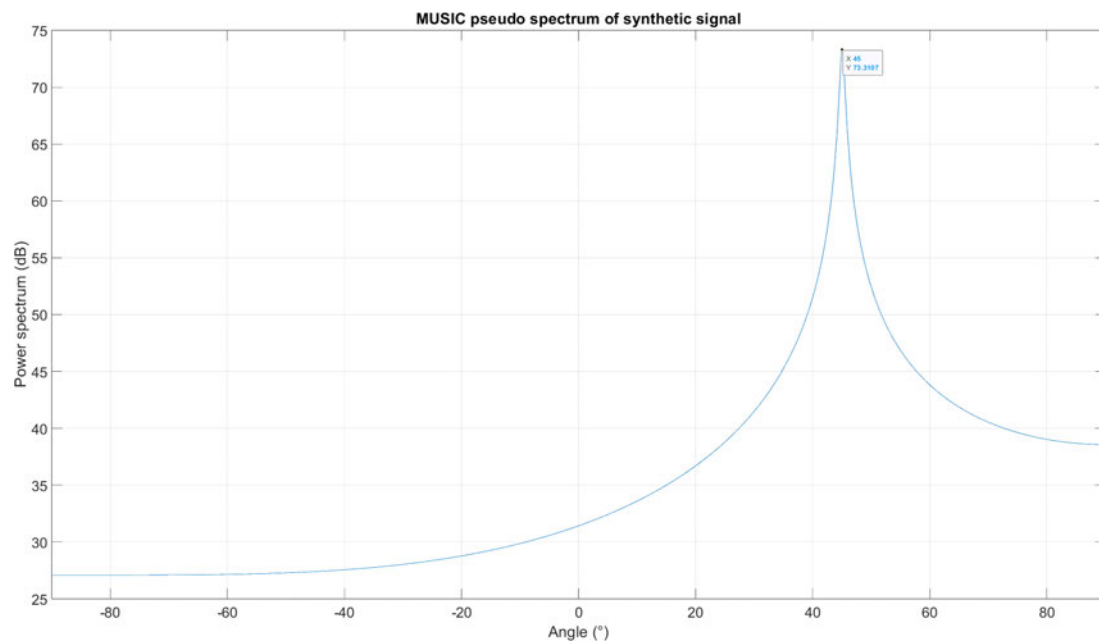


Abbildung 6.12: MUSIC-Pseudospektrum eines synthetisch erstellten Ultraschallsignals
 $f_{\text{signal}} = 30 \text{ kHz}$, Einfallswinkel $\theta = 45^\circ$

spiel). Dabei müssen die MSB bits um 16 Stellen nach links verschoben und mit einer ODER-Operation mit den LSB (LSB: Least Significant bit) berechnet werden. Die beiden Callback-Funktionen (Zeile 26 bis 35 und Zeile 41 bis 52) füllen den 32-Bit USB-Buffer. Die Funktion „HAL_I2S_RxHalfCpltCallback()“ füllt die erste Hälfte des Buffers und die Funktion „HAL_I2S_RxCpltCallback()“ die zweite Hälfte. Wenn die letzte Bufferhälfte des USB-Buffers gefüllt ist, wird ein Flag gesetzt, das die Übertragung des USB-Buffers freigibt (Zeile 51). Die Übertragung der ADC-Daten folgt in der main()-Funktion in der Endlosschleife nach Überprüfung des gesetzten Flags (Zeile 12). Nach Abschluss der Übertragung wird das gesetzte Flag zurückgesetzt.

6.3 Software zur synchronen Verarbeitung von Fledermausrufen

In diesem Abschnitt werden die simulierten Algorithmen in Form einer interaktiven Anwendersoftware zur synchronen Verarbeitung von empfangenden Fledermausrufen imple-

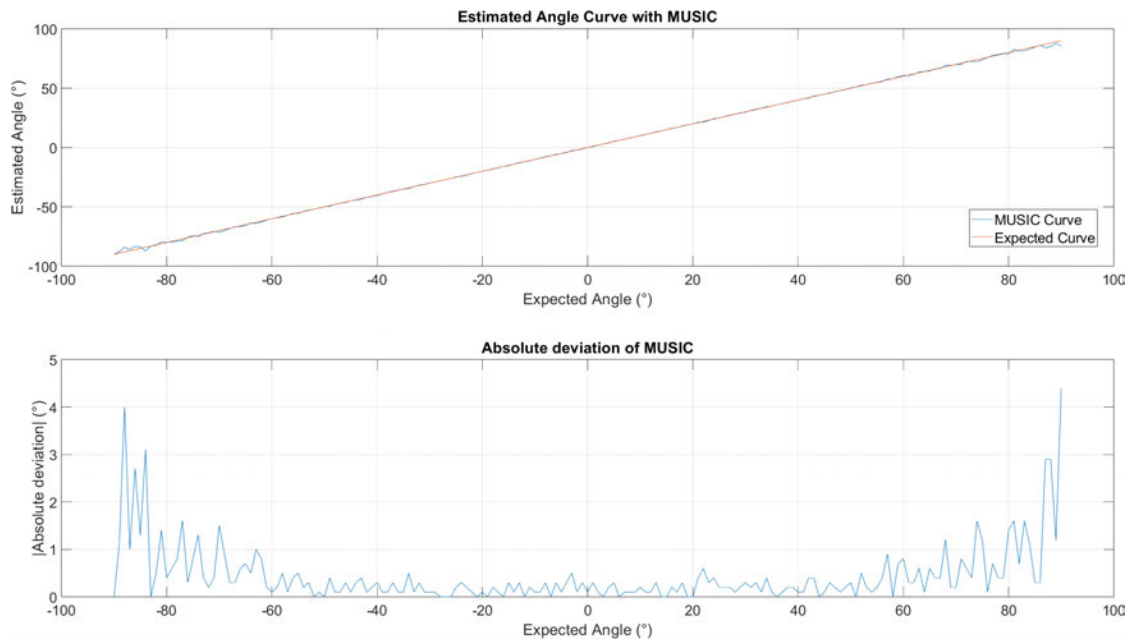


Abbildung 6.13: Kurvenverlauf der ermittelten Einfallswinkels mittels MUSIC (oben) und absolute Abweichung (unten) mit einem Schmalbandsignal

mentiert. Zunächst wird die entwickelte Anwendung vorgestellt und erläutert. Anschließend werden die simulierten Algorithmen mit künstlichen Signalen verifiziert.

6.3.1 Aufbau der Software

Die zu entwickelnde Software ist eine Anwendung mit grafischer Benutzeroberfläche (GUI). Diese wird in GNU Octave implementiert. Abbildung 6.18 zeigt den grundsätzlichen Aufbau der GUI. Zur Visualisierung der Fledermausrufe bzw. Ultraschallrufe werden Zeit-, Frequenzspektrum- und Sonagrammdarstellungen verwendet. Zur Steuerung werden GUI-Elemente wie Radiobuttons („Radiobutton“ rot umrandet), Check-boxen („Checkbox“ grün umrandet), Schieberegler („UI-Slider“ orange umrandet) und Schaltflächen („toggle button“ blau umrandet) verwendet. Mit den Radiobuttons kann der Algorithmus für die Hörbarkeit der Ultraschallrufe ausgewählt werden. Es ist zu beachten, dass immer nur ein Algorithmus aktiv sein kann. Ist einer der Algorithmen ausgewählt, wird der Ultraschallruf im Hintergrund verarbeitet. Das Frequenzspektrum (Plot 5) zeigt den Frequenzbereich des hörbar verarbeiteten Ultraschallrufes. Ist einer der Radiobuttons ausgewählt, wird der Toggle-Button „Listen to Bat“ aktiv und kann

Tabelle 6.4: Simulationsparameter für den Breitband-signal MUSIC-Test bei einer rotierenden Quelle

Parameter	Wert
Abtastfrequenz f_s	176,4 kHz
Mikrofonanzahl	2
Abstand zwischen den Mikrofonen	3,4 mm
Testsignal	Überlagerte Sinussignale
Signalfrequenz f_{signal}	Grundfrequenz 30 kHz, 20 kHz, 40 kHz, 50 kHz
SNR	20 dB
Blocklänge K	1024

Tabelle 6.5: Simulationsparameter für den Schmalband-signal MUSIC-Test mit variierendem SNR

Parameter	Wert
Abtastfrequenz f_s	176,4 kHz
Mikrofonanzahl	2
Abstand zwischen den Mikrofonen	3,4 mm
Testsignal	Sinus
Signalfrequenz f_{signal}	30 kHz
SNR	20 dB fallend
Zeitverzögerung Mikrofon 2 τ_{12}	6,928 μs
Einfallswinkel θ	45°
Blocklänge K	1024

bedient werden, um den hörbaren Bereich auf einen Lautsprecher auszugeben. Wird der Toggle Button ein weiteres Mal betätigt, kann die Audioausgabe deaktiviert werden. Wird der Heterodynempfänger radiobutton betätigt, wird der UI-Slider aktiv, mit dem die Mischfrequenz im Bereich von 0 bis 80 kHz eingestellt werden kann. Die Textbox unterhalb des UI-Sliders zeigt die aktuelle Mischfrequenz an. Mit der Checkbox „HP Filter“ kann ein digitaler Vorfilter ein- und ausgeschaltet werden. Es handelt sich dabei um ein FIR-Hochpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 20 kHz und einer Sperrdämpfung von 50 dB, das die menschliche Sprache herausfiltert. Der Toggle-Button „Start Recording“ ermöglicht die Aufnahme der aufgezeichneten Ultraschallrufe, bis der Toggle Button erneut gedrückt wird, um die aufgezeichneten Ultraschallrufe in einer Audiodatei (WAV-Format) zu speichern. Ist einer der Radiobuttons für die Hörbarkeit der Ultraschallrufe während der Aufnahme aktiv, werden zwei Audiodateien mit jeweils den Rohdaten und den hörbar verarbeiteten Ultraschallrufen erstellt. Abbildung 6.19 zeigt den

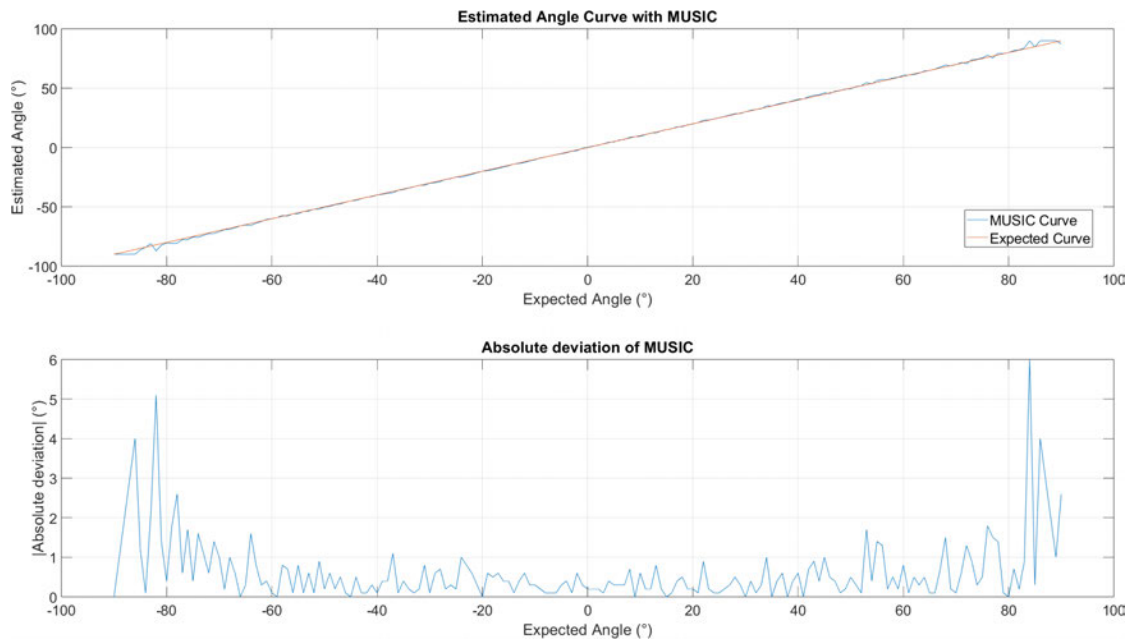


Abbildung 6.14: Kurvenverlauf der ermittelten Eintrittswinkel mittels MUSIC (oben) und absolute Abweichung (unten) mit einem Beritbandsignal

Ablauf des Hauptprogramms als Blockdiagramm. Die Abbildungen 6.19 bis 6.23 zeigen den Ablauf der Callback-Funktionen, die die Bedienung der GUI-Elemente verarbeiten. Die im Kapitel 6.1 simulierten und implementierten Algorithmen können direkt für die reale Implementierung mit der entwickelten Software verwendet werden, da sie zuvor für eine synchrone Verarbeitung mit geringer Latenz optimiert wurden.

6.3.2 Testumgebung

Bevor die im Abschnitt 6.3.1 implementierte Hard- und Software mit realen Signalen verifiziert wird, erfolgt die Verarbeitung von künstlichen Signalen, die vom Mikrocontroller erzeugt und über die USB-Schnittstelle übertragen werden. Abbildung 6.24 zeigt die verwendete Hardware. In diesem Versuchsteil wird die analoge Hardware nicht benötigt, da die Signalerzeugung im Mikrocontroller simuliert wird. Es wird die im Abschnitt 5.3 beschriebene Mikrocontroller-Testplatine verwendet. Diese ist über USB mit einem Endgerät, in diesem Fall einem stationären Computer, verbunden. Die Parameter für diese Simulation werden in Tabelle 6.6 aufgeführt. In GNU Octave werden die Signalförmungen erzeugt, die Abtastwerte in das 32-Bit-Format konvertiert und in einer C-Headerdatei

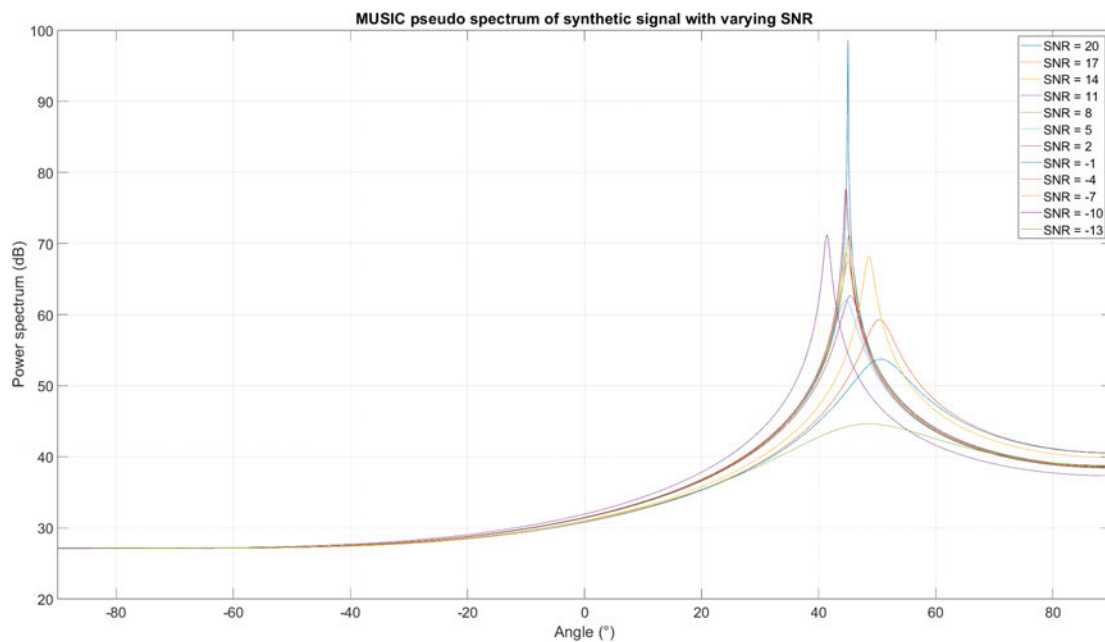


Abbildung 6.15: MUSIC-Pseudospektrum eines synthetisch erstellten Ultraschallsignals $f_{\text{signal}} = 30 \text{ kHz}$, Einfallswinkel $\theta = 45^\circ$ mit variierendem SNR

gespeichert. Für die jeweiligen Testsignale werden die 32-Bit-Abtastwerte abwechselnd pro ADC-Kanal in ein $2 \cdot 1024$ großes C-Array geschrieben, um das Ausgabeformat des ADC nachzubilden. In der Realität benötigt der Audio-ADC gemäß Kapitel 4.5.1 5,8 ms, um $2 \cdot 1024$ Abtastwerte bei einer Abtastfrequenz von 176,4 kHz zu erzeugen. Daher wird ein Interrupt-basiertes Testprogramm für den Mikrocontroller geschrieben, das $2 \cdot 1024$ Abtastwerte in einem Intervall von 5,8 ms über die USB-CDC-Schnittstelle überträgt. Das Listing 6.2 zeigt die Interrupt Service Routine (ISR) für die USB-CDC Übertragung von Abtastwerten mit einem Intervall von 5,8 ms. Da die Hardware, wie in Abbildung 6.24 gezeigt, mit einem SWD-Debug-Emulator verbunden ist, kann während der Laufzeit der Wert der Variable „toggleWaveform“ geändert werden, um zwischen den definierten Signalformen umzuschalten (Zeile 14 und 16).

6.3.3 Verifizierung

Nach der Definition der Testumgebung und der verwendeten Testsignale erfolgt die Verifikation der Funktionalität der Software und der simulierten Algorithmen anhand der im Mikrocontroller erzeugten künstlichen Signale. Zunächst wird der Fall des Testsignals

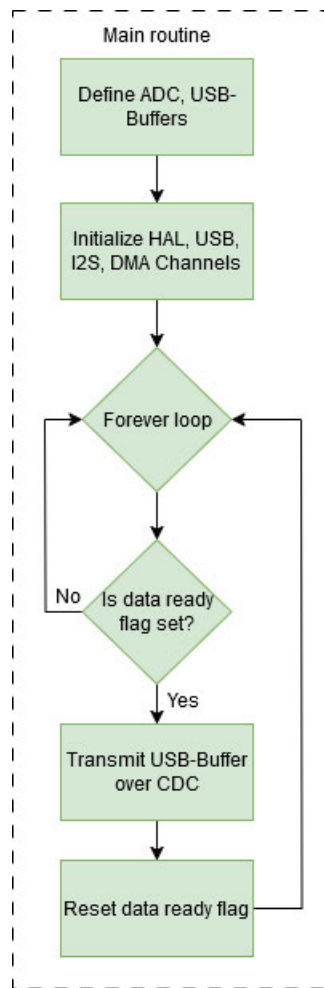


Abbildung 6.16: Firmware Hauptroutine als Blockdiagrammdarstellung

1 aus dem vorangegangenen Abschnitt betrachtet. Abbildung 6.25 zeigt die Ergebnisse der GUI. In diesem Beispiel wurde die Frequenzteiler-Methode gewählt. Die Ergebnisse zeigen, dass das korrekte Frequenzspektrum und Sonagramm rekonstruiert werden kann. Das Maximum im MUSIC-Pseudospektrum liegt auch im Bereich des erwarteten Einfallswinkels von 45° . Das hörbare Frequenzspektrum zeigt ein Maximum bei einer Frequenz von etwa 19 kHz. Nach Gleichung 6.2 kann geprüft werden, ob sich das wiederholende Spektrum des unverarbeiteten Signals nach dem Frequenzteiler auf der erwarteten

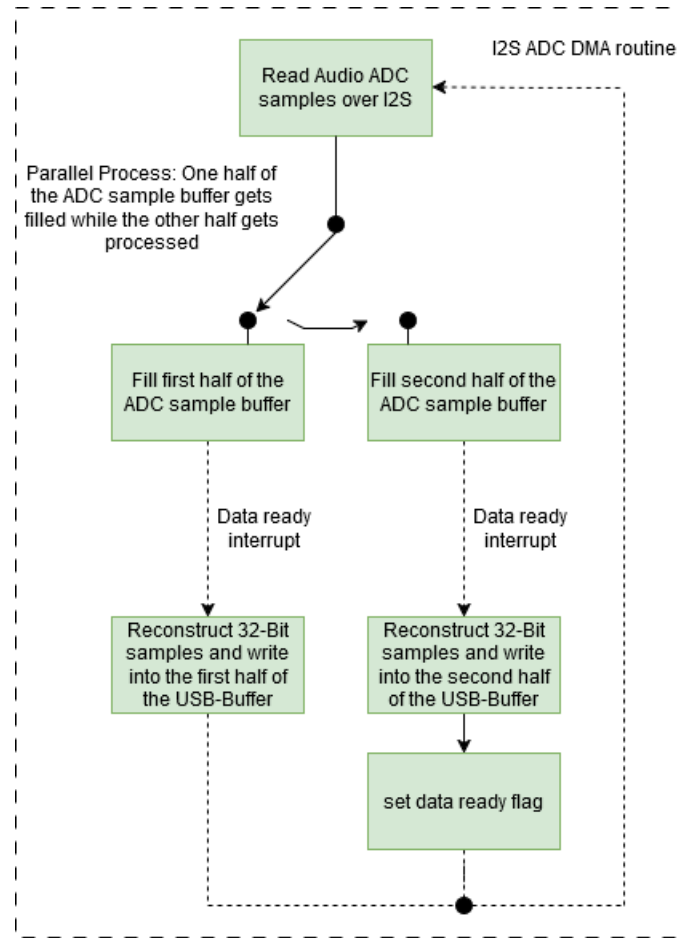


Abbildung 6.17: ADC I2S DMA Subroutine als Blockdiagrammdarstellung

Frequenz befindet [13].

$$f_{alias} = \left| f_{signal} - \frac{f_s}{M} \cdot NINT \left(\frac{f_{signal}}{\frac{f_s}{M}} \right) \right| \quad (6.2)$$

- f_{signal} : Signalfrequenz
- f_s : Abtastfrequenz
- M : Dezimationsfaktor
- $NINT()$: „Nearest integer function“

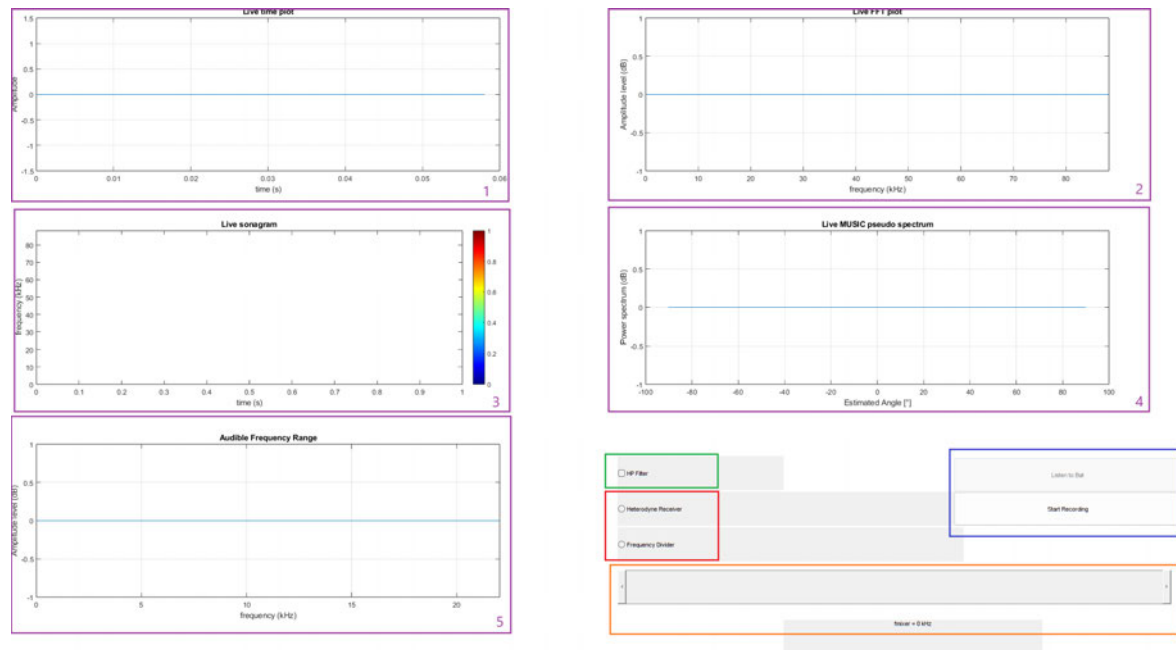


Abbildung 6.18: Grafische Benutzeroberfläche zur Erfassung und Darstellung von Ultraschallrufen

Bei Verwendung der Werte für Testsignal 1 kann eine Alias-Frequenz f_{alias} von

$$f_{alias} = \left| 25\text{kHz} - \frac{176,4\text{kHz}}{4} \cdot NINT \left(\frac{25\text{kHz} \cdot 4}{176,4\text{kHz}} \right) \right| = 19,1\text{kHz}$$

ermittelt werden. Die Abbildung 6.26 zeigt die Ergebnisse für das Testsignal 2. Wie beim Testsignal 1 kann das korrekte Frequenzspektrum und Sonagramm rekonstruiert werden. Auch hier liegt das Maximum des MUSIC-Pseudospektrums im Bereich des erwarteten Einfallswinkels von -60° . In diesem Beispiel wird die Heterodynemethode verwendet. Im Gegensatz zum Frequenzteilungsverfahren muss die betrachtete Frequenz, in diesem Beispiel der Frequenzbereich zwischen 40 kHz und 50 kHz, durch Betätigung des UI-Sliders in den hörbaren Frequenzbereich verschoben werden. Liegt die Mischfrequenz wie im betrachteten Beispiel bei ca. 40 kHz, so ergibt sich eine Differenz von $45\text{ kHz} - 40\text{ kHz} = 5\text{ kHz}$.

Tabelle 6.6: Simulationsparameter für den Test mit Künstlich generierten Signalen

Parameter	Testsignal 1	Testsignal 2
Abtastfrequenz f_s	176,4 kHz	176,4 kHz
Mikrofonanzahl	2	2
Abstand zwischen den Mikrofonen	3,4 mm	3,4 mm
Testsignal	Sinus	Sinus
Signalfrequenz f_{signal}	25 kHz	45 kHz
SNR	20 dB	10 dB
Einfallswinkel θ	45°	-60°
Blocklänge K	1024	1024

Tabelle 6.7: Testparameter für die Funktionsgenerator-Erprobung

Testfall	1	2	3	4	5
Abtastfrequenz f_s [kHz]	176,4	176,4	176,4	176,4	176,4
Mikrofonanzahl	2	2	2	2	2
Abstand zwischen den Mikrofonen [mm]	3,4	3,4	3,4	3,4	3,4
Signaltyp	Sinus	Sinus	Sinus	Sinus	Sinus
Signalfrequenz f_{signal} [kHz]	25	45	30	50	70
Amplitude (Peak-to-Peak) [V]	1	1	4 m	1	4 m
Einfallswinkel θ	45°	-30°	75°	-10°	46°

6.4 Implementierung unter Verwendung von realen Signalen

Nach erfolgreicher Verifikation der Software mit künstlichen Signalen erfolgt der Test mit realen Signalen aus einem Funktionsgenerator.

6.4.1 Testumgebung

Der Testaufbau aus Abschnitt 6.3.2 wird erweitert. Die Abbildung 6.27 zeigt den erweiterten Testaufbau. In diesem Fall wird eine Testplatine, auf dem der PCM1820 ADC verbaut ist, mit dem Mikrocontroller verbunden. Auf der Testplatine befinden sich zwei BNC-Buchsen, die über BNC-Kabel mit den Ausgängen eines Funktionsgenerators verbunden sind. Zunächst werden fünf Testsignale untersucht. Die Parameter für diesen Test sind in Tabelle 6.7 angegeben. Abschließend wird zur weiteren Überprüfung des MUSIC-Algorithmus der gesamte Winkelbereich von -90° bis 90° betrachtet. Die Signalverzögerung wird in 10°-Schritten eingestellt. Als Testsignal für diesen Testfall wird ein

Sinus mit einer Signalfrequenz von 30 kHz und einer Amplitude von 1 V_{pk-pk} eingespeist.

Für diese Tests wird die im Abschnitt 6.2.2 vorgestellte Firmware verwendet. Da das Datenblatt des PCM1820 nicht genau beschreibt, ob dieser eine individuell einstellbare Abtastfrequenz unterstützt, wird dies getestet. Als Abtastfrequenz für das PCM1820 wird $f_s = 160 \text{ kHz}$ angenommen. Der Vorteil gegenüber der bisher verwendeten Abtastfrequenz von $f_{s,old} = 176,4 \text{ kHz}$ besteht darin, dass die Übertragungszeiten über die USB-CDC-Schnittstelle weiter reduziert werden können, um die Latenzzeiten des Systems weiter zu verbessern, ohne dabei die betrachtete Frequenzbandbreite von bis zu 80 kHz zu reduzieren.

6.4.2 Verifizierung

Abbildungen 6.29 und 6.28 zeigen die Ergebnisse von Testfall drei und fünf. Die Ergebnisse der Testfälle eins, zwei und vier können im Anhang C nachvollzogen werden. Die Funktionalität des ADC kann bei einer Abtastfrequenz von 160 kHz verifiziert werden. Wie im Abschnitt 6.3.3 können die Algorithmen zur Hörbarmachung die Ultraschallfrequenzen erfolgreich in den hörbaren Frequenzbereich verschieben und der MUSIC-Algorithmus die erwarteten Einfallswinkel bestimmen. Abbildung 6.28 zeigt, dass die Bestimmung des Einfallswinkels bei höheren Ultraschallfrequenzen wie 70 kHz an ihre Grenzen kommt. Aufgrund des räumlichen Alias-Effekts kann der Algorithmus nicht bestimmen, ob der Einfallswinkel positiv oder negativ ist. Für ein Signal mit einer Frequenz von 70 kHz und einem Einfallswinkel von ca. 46 Grad ergibt sich eine Zeitverzögerung von ungefähr $7,1 \mu\text{s}$. Diese Zeitverzögerung bedeutet für das Signal eine Phasenverschiebung von ca. 180° und ist groß genug, um Mehrdeutigkeiten zu erzeugen, da $2\pi - \theta$ und umgekehrt nicht unterschieden werden können [22]. Abbildung 6.30 zeigt den Kurvenverlauf des Einfallswinkels unter der Annahme, dass die Laufzeit der Quelle in 10° -Schritten um den Empfänger rotiert. Der Kurvenverlauf zeigt eine hohe Genauigkeit bei der Bestimmung des Einfallswinkels mit einer maximalen absoluten Abweichung von $1,5^\circ$. Dies ist auf das hohe SNR des ADC und des Funktionsgenerators zurückzuführen.

```

1  ...
2  int main(void)
3  {
4      ...
5      // Initialize I2S DMA to receive a specified frame of data
6      HAL_I2S_Receive_DMA(&hi2s1, adcBuff, ADC_BUFF_SZ/2);
7
8      // Forever-loop
9      while (1)
10     {
11         // if data ready flag is set process samples
12         if (dataReady >= 1){
13             // process samples here
14             // initiate USB-CDC data transfer
15             CDC_Transmit_FS((uint8_t*) usbBuff, USB_BUFF_SZ * 4);
16             dataReady = 0; // after samples are processed reset data ready flag
17         }
18     }
19 }
20 ...
21 /**
22  * @brief I2S DMA Half complete callback interrupt handler
23  * @param I2S_HandleTypeDef *hi2s the I2S handler
24  * @retval None
25  */
26 void HAL_I2S_RxHalfCpltCallback(I2S_HandleTypeDef *hi2s){
27     int usbBuffcptr = 0;
28     // reconstruct left-right samples and fill first half of USB-buffer
29     for(int i = 0; i < ADC_BUFF_SZ/2; i = i + 4){
30         usbBuff[usbBuffcptr] = (int) (adcBuff[i] << 16) | adcBuff[i + 1];
31         usbBuff[usbBuffcptr + 1] = (int) (adcBuff[i + 2] << 16) | adcBuff[i +
32         3];
33         usbBuffcptr++;
34         usbBuffcptr++;
35     }
36 }
37 /**
38  * @brief I2S DMA complete callback interrupt handler
39  * @param I2S_HandleTypeDef *hi2s the I2S handler
40  * @retval None
41  */
42 void HAL_I2S_RxCpltCallback(I2S_HandleTypeDef *hi2s) {
43     int usbBuffcptr = USB_BUFF_SZ/2;
44     // reconstruct left-right samples and fill final half of USB-buffer
45     for(int i = ADC_BUFF_SZ/2; i < ADC_BUFF_SZ; i = i + 4){
46         usbBuff[usbBuffcptr] = (int) (adcBuff[i] << 16) | adcBuff[i + 1];
47         usbBuff[usbBuffcptr + 1] = (int) (adcBuff[i + 2] << 16) | adcBuff[i +
48         3];
49         usbBuffcptr++;
50         usbBuffcptr++;
51     }
52     // All callbacks complete set flag to allow USB-CDC transfer
53     dataReady = 1;
54 }

```

Listing 6.1: Codeausschnitt ADC und USB Firmware

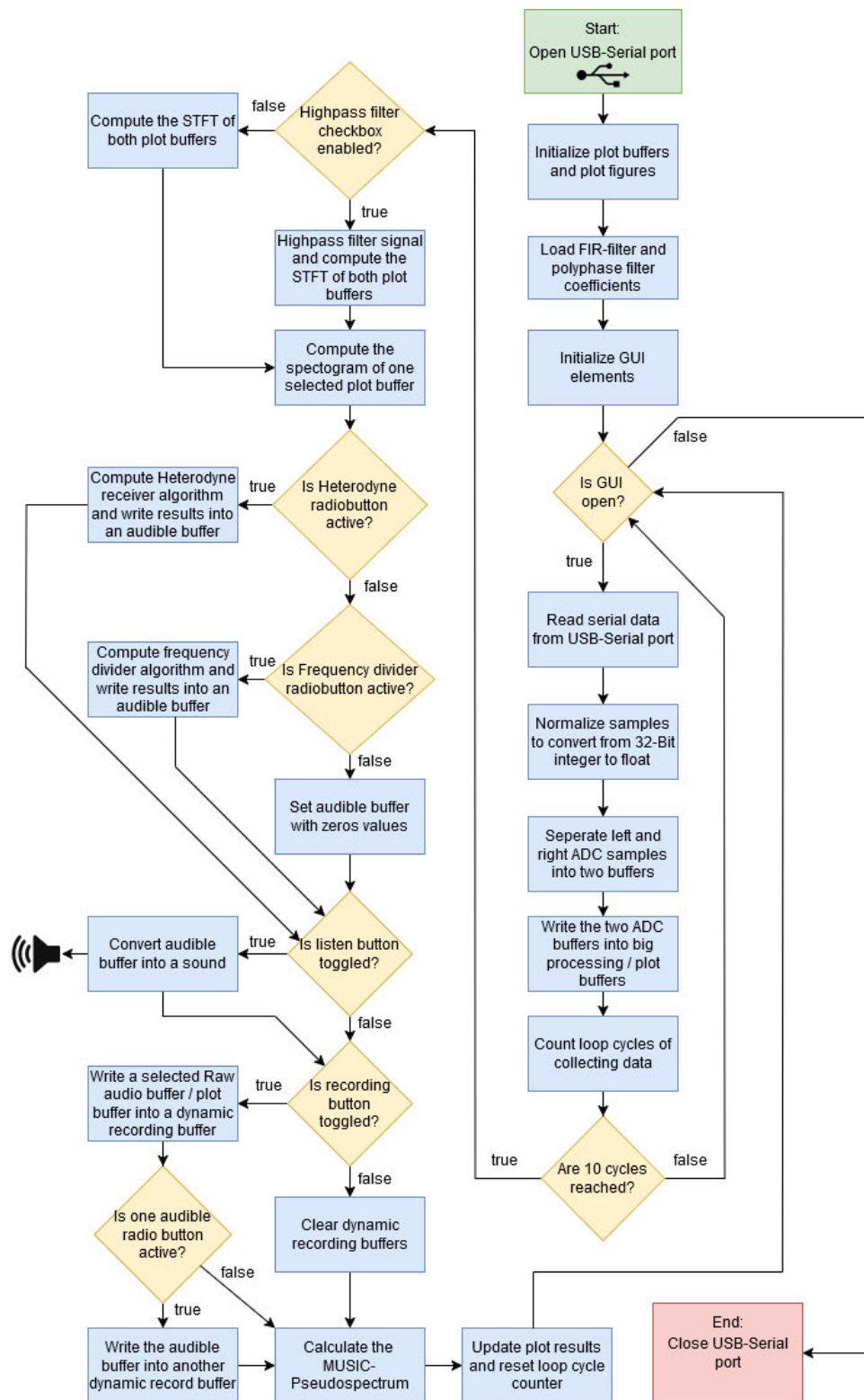


Abbildung 6.19: Ablaufdiagramm des Hauptprogramms zur Erfassung und Darstellung von Fledermaus / Ultraschallrufen

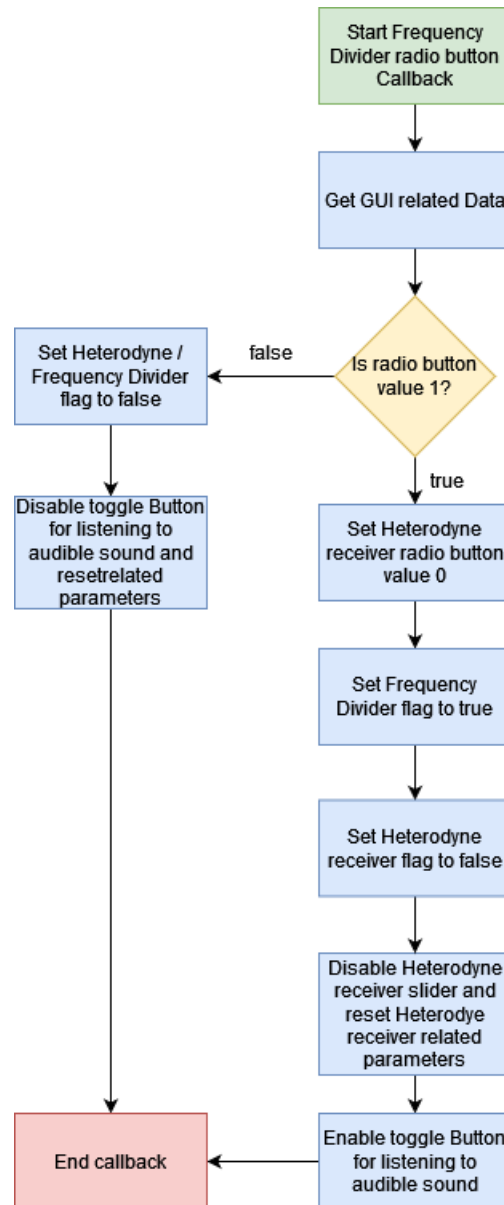


Abbildung 6.20: Ablaufdiagramm der Callback-Funktion zur Verarbeitung des Frequenzteiler Radiobuttons

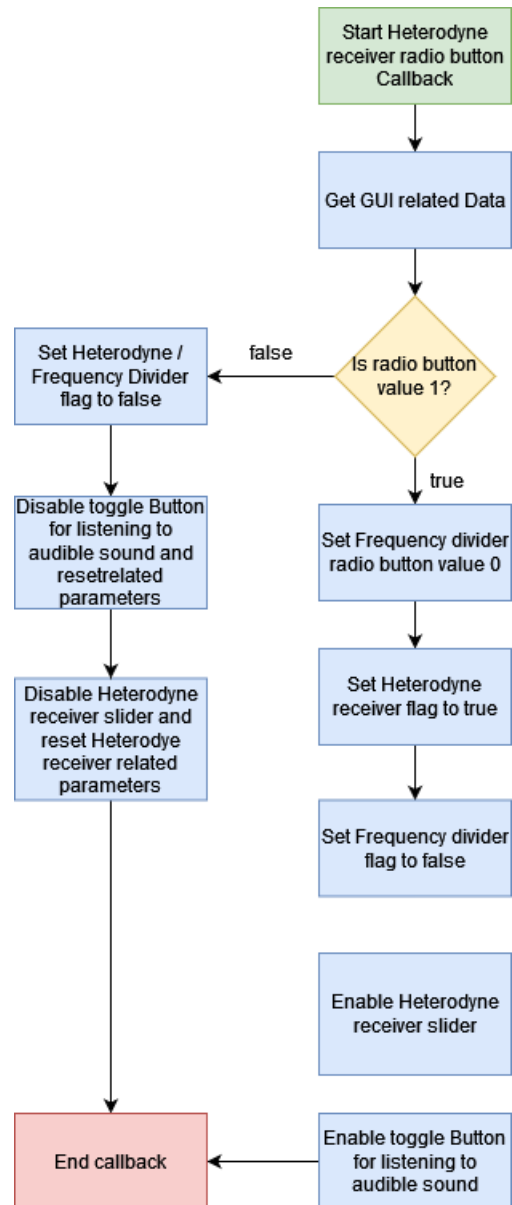


Abbildung 6.21: Ablaufdiagramm der Callback-Funktion zur Verarbeitung des Heterodyn-Empfänger Radiobuttons

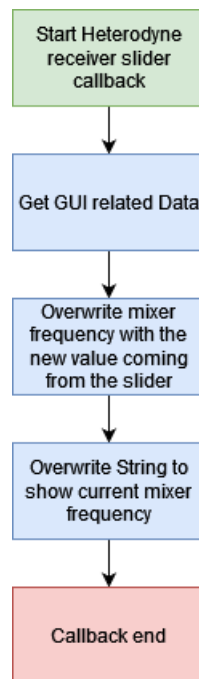


Abbildung 6.22: Ablaufdiagramm der Callback-Funktion zur Verarbeitung des Heterodyn-Empfänger UI-Sliders

```
1 ...
2 #include "sineLUTs.h"
3 ...
4 #define USB_BUFF_SZ 2048
5 char toggleWaveform = 0;
6 ...
7 /**
8  * @brief ISR callback to send artificial samples over USB-CDC
9  * @param *htim timer Handler
10  * @retval None
11  */
12 void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim){
13     if (htim == &htim1){
14         if(toggleWaveform == 0){
15             CDC_Transmit_FS((uint8_t*)sine32LR25k, USB_BUFF_SZ * 4);
16         }else {
17             CDC_Transmit_FS((uint8_t*)sine32LR45k, USB_BUFF_SZ * 4);
18         }
19     }
20 }
21 ...
```

Listing 6.2: Codeausschnitt ISR zur USB-CDC-Übertragung von Abtastwerten

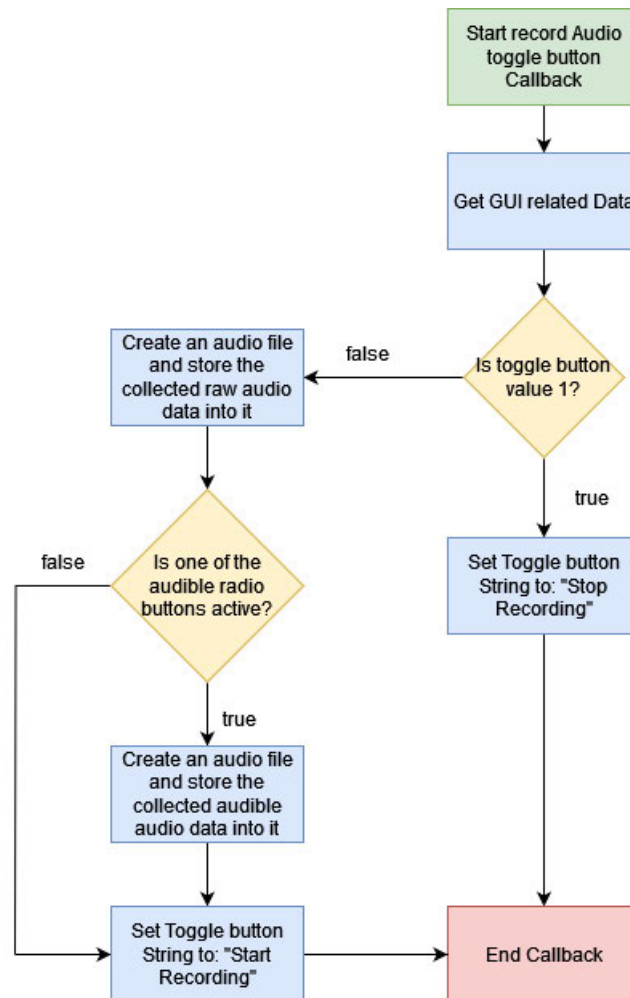


Abbildung 6.23: Ablaufdiagramm der Callback-Funktion zum Aufnehmen und Abspeichern von Ultraschallrufen

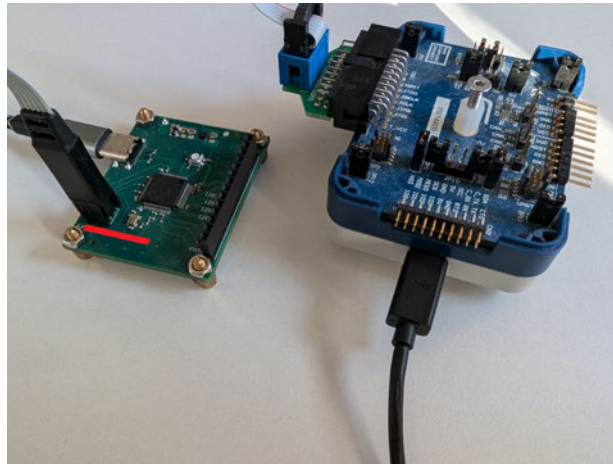


Abbildung 6.24: STM32F730 Mikrocontroller mit STLINKV3SET Emulator als Testaufbau

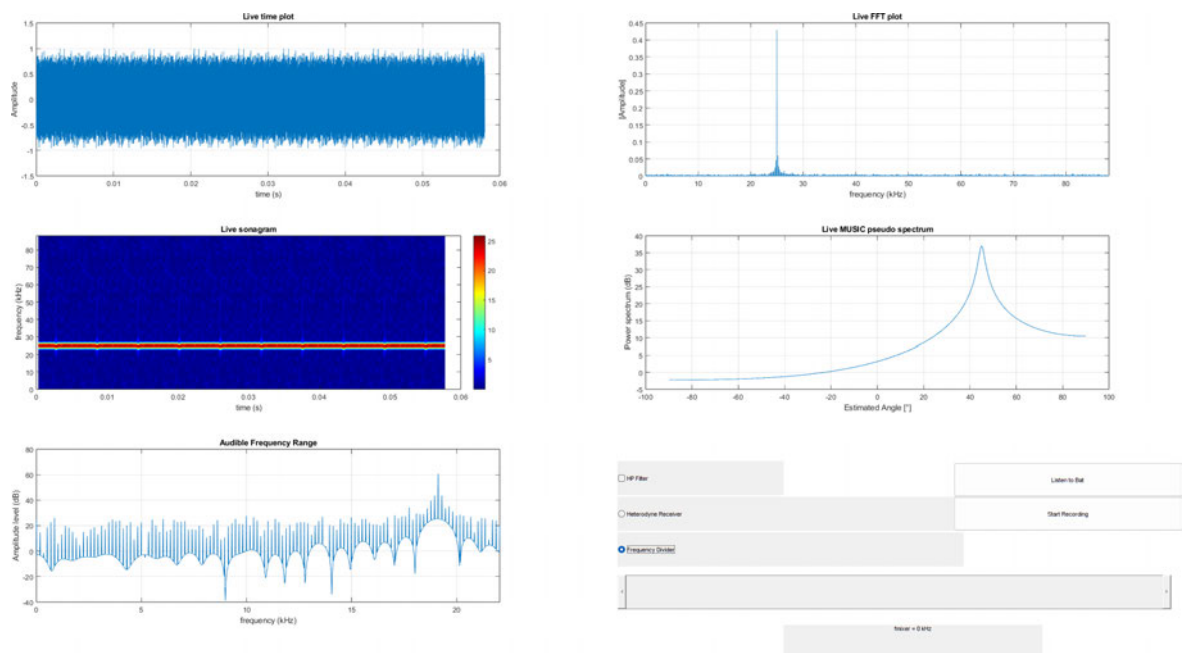


Abbildung 6.25: GUI Ergebnisse unter Verwendung eines künstlichen Signals mit Signalfrequenz 25 kHz und 45° Einfallswinkel und Frequenzteiler-Verfahren

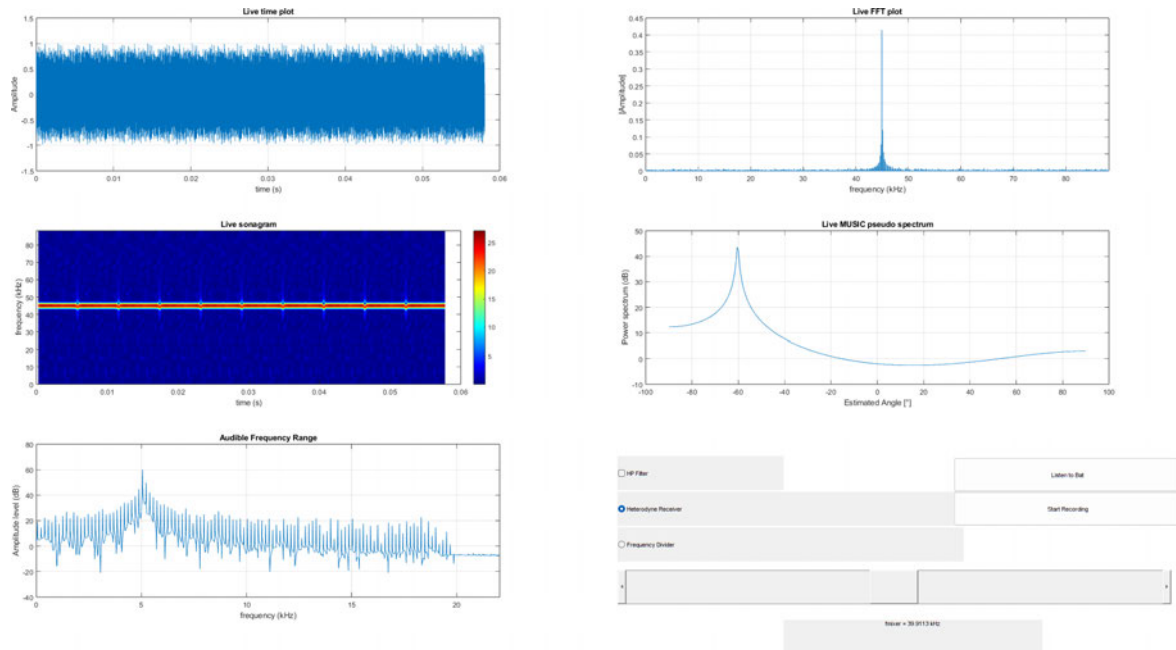


Abbildung 6.26: GUI Ergebnisse unter Verwendung eines künstlichen Signals mit Signalfrequenz 45 kHz und -60° Einfallswinkel und Heterodyn-Verfahren

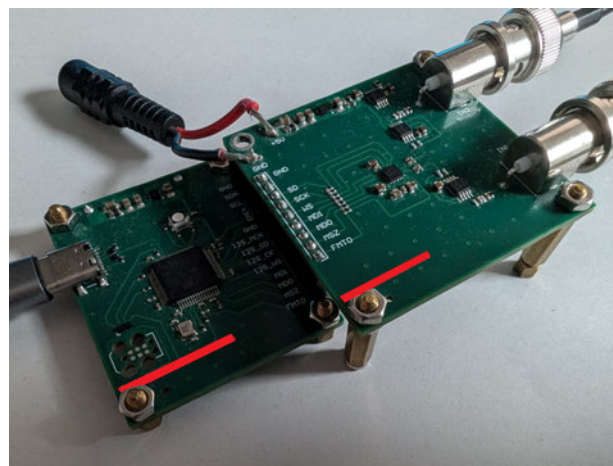


Abbildung 6.27: STM32F730 Mikrocontroller mit PCM1820 Audio ADC und BNC-Verbindung zum Funktionsgenerator als Testaufbau

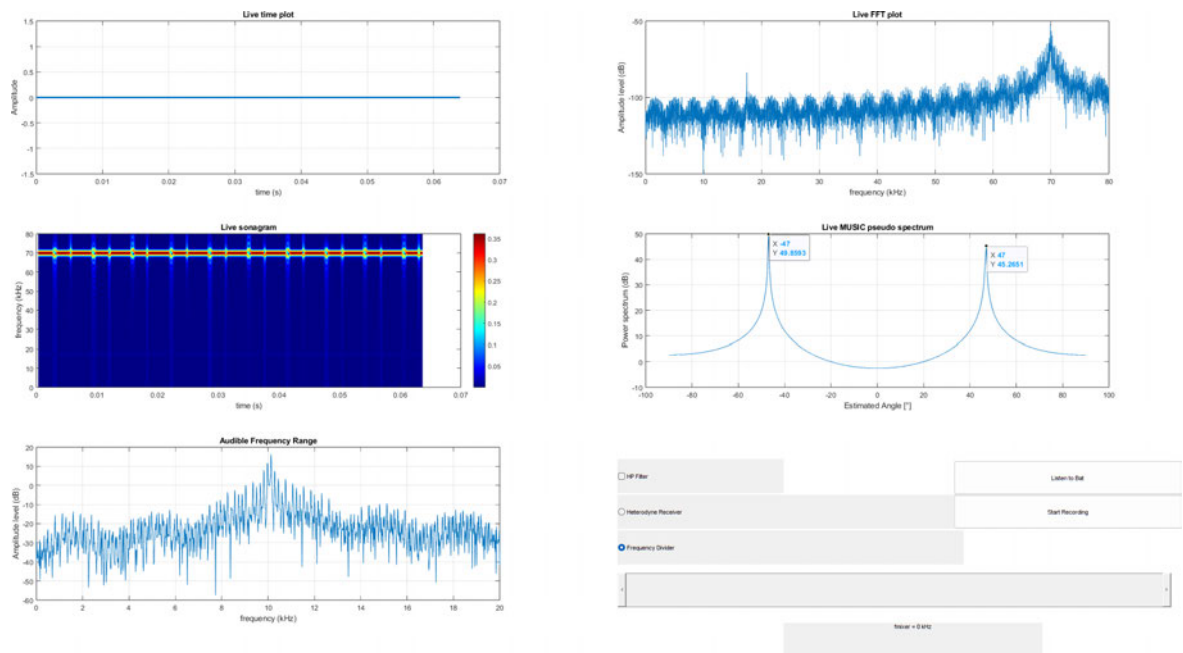


Abbildung 6.28: GUI-Ergebnis Testsignal 5 mit Frequenzteiler-Verfahren

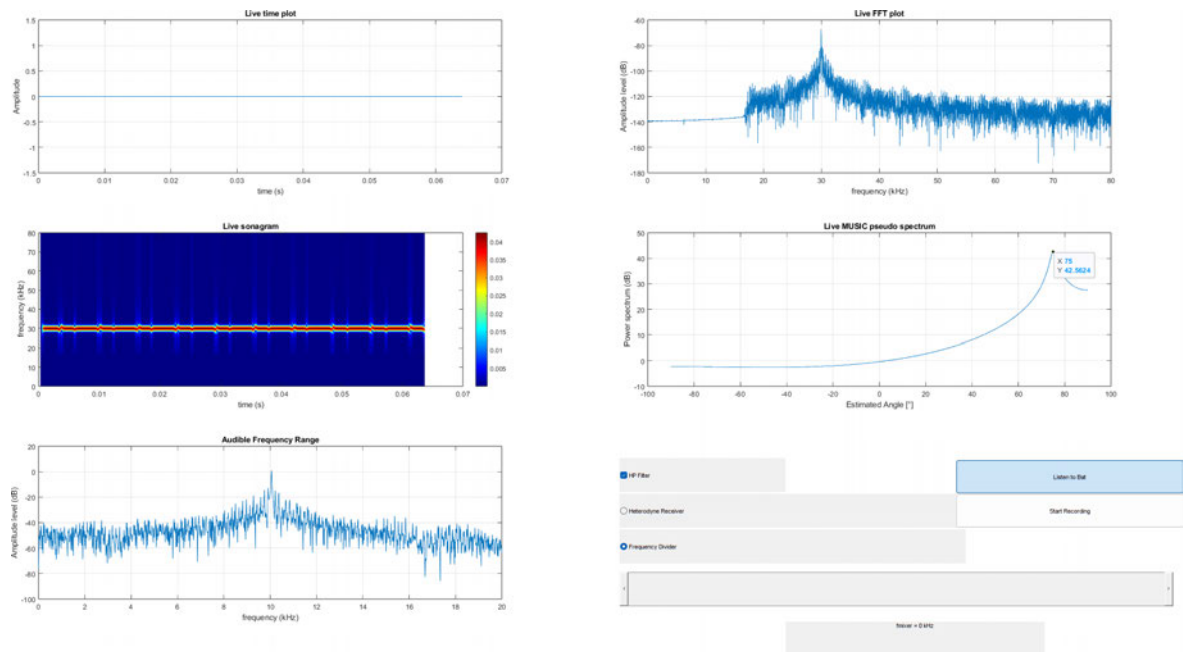


Abbildung 6.29: GUI-Ergebnis Testsignal 3 mit Frequenzteiler-Verfahren und Hochpass-
filterung

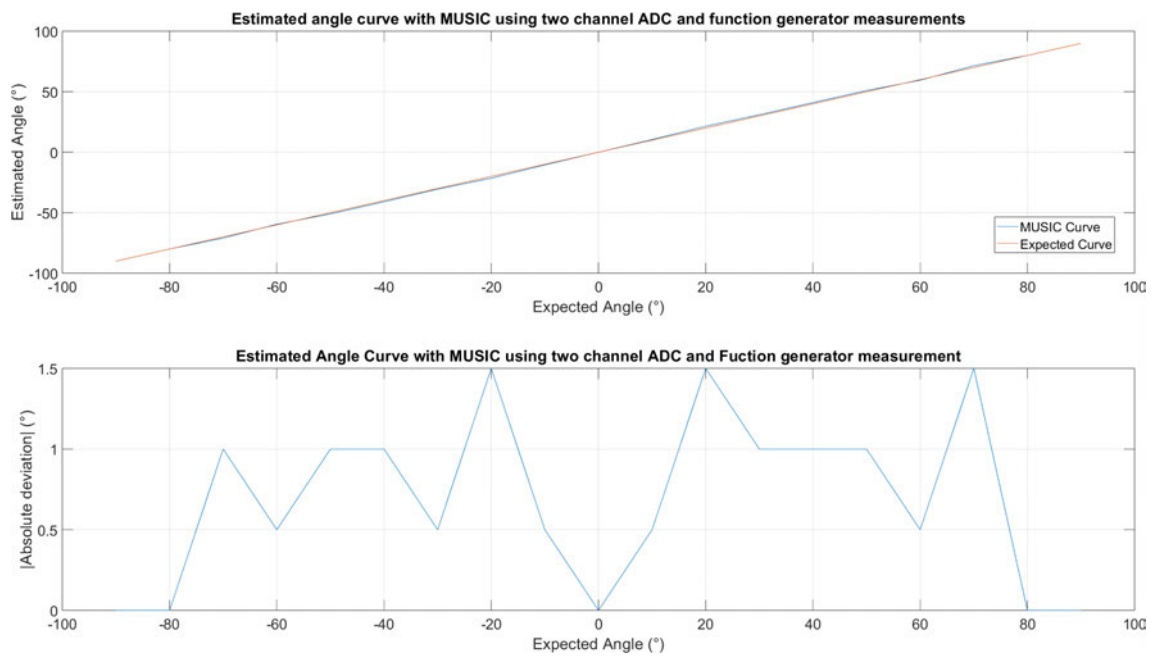


Abbildung 6.30: Kurvenverlauf der ermittelten Einfallswinkels mittels MUSIC (oben) und absolute Abweichung (unten) von ADC-Abtastwerten mit einem Funktionsgenerator als Quelle

7 Auswertung

In diesem Kapitel folgt die Erprobung und Auswertung des U-Adapters mit Ultraschallquellen. Des Weiteren erfolgt die Auswertung des entwickelten Systems von der Aufnahme bis zur Visualisierung und Lokalisierung. Dabei werden die im Abschnitt 3.4 aufgestellten Anforderungen betrachtet und verifiziert. Zur Bewertung der einzelnen Anforderungen werden die Erfüllungsgrade „erfüllt“, „nicht erfüllt“, „teilweise erfüllt“ und „ausstehend“ eingeführt.

7.1 Erprobung an Ultraschallrufen

Nach erfolgreicher Verifikation der Software unter Verwendung von künstlichen Daten und Signalen aus einem Funktionsgenerator folgt die Erprobung mit Ultraschallquellen.

7.1.1 Testumgebung

Um die Realität abzubilden, werden Messungen in einem Kleingarten durchgeführt. Abbildung 7.1 zeigt den Testaufbau sowie den Grundriss der Kleingartenhütte (Indoor) und des Innenhofes (Outdoor). Die Abbildungen 7.2 und 7.3 zeigen den realen Testaufbau gemäß Abbildung 7.1. Der U-Adapter wird von zwei flexiblen Greifarmen gehalten und auf einem Tisch platziert. Die Mikrofone sind zur Ultraschallquelle ausgerichtet. Als Ultraschallquelle wird der M094N Marder-Stopper des Herstellers Kemo-Electronic verwendet, der Ultraschalltöne zwischen 30 kHz und 40 kHz aussendet. Auf den M094N ist ein Hochtoner aufgelötet, der für Frequenzen bis 50 kHz ausgelegt ist. Die Ultraschallquelle ist auf einem Stativ befestigt und auf den U-Adapter gerichtet. Die Prüflinge befinden sich auf der gleichen Höhe von ca. 85 cm. Der Abstand zwischen dem U-Adapter und der Ultraschallquelle beträgt 1,5 m. Die Ultraschallquelle wird in 10°-Schritten von -90° bis 90° um den U-Adapter gedreht, um den Verlauf des Einfallswinkels aufzuzeichnen. Die erste

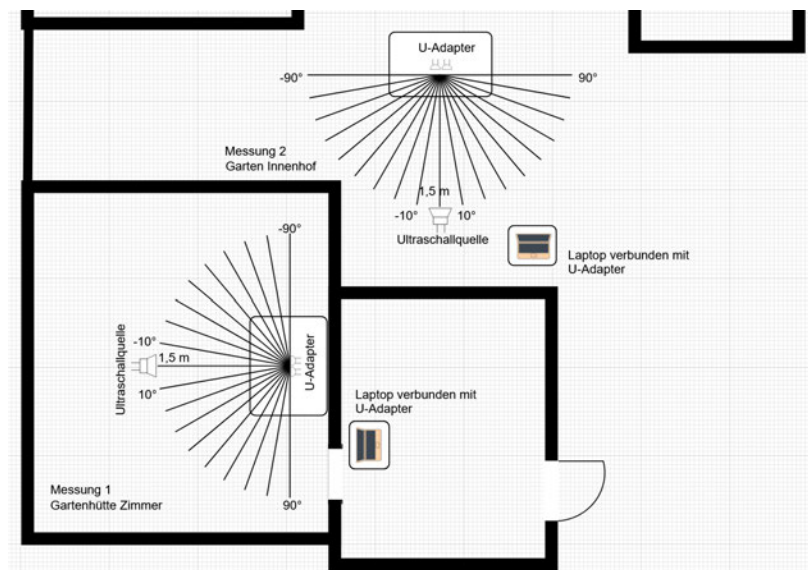


Abbildung 7.1: Grundriss der Testmessung

Messung wird in der Gartenhütte und die zweite Messung im Gartenhof durchgeführt. Die Parameter des U-Adapters lauten:

- Abtastfrequenz: 160 kHz
- Anzahl der Mikrofone: 2
- Abstand zwischen den Mikrofonen: 3,4 mm

Für die Auswertung der Algorithmen zur Hörbarkeit der Ultraschallrufe werden folgende Parameter gewählt:

- Einfallswinkel: 10°
- Abstand der Quelle: 1,5 m

7.1.2 Auswertung

Die Ultraschallquelle wird zunächst über den gesamten Winkelbereich von -90° bis 90° gedreht und das MUSIC-Pseudospektrum in 10° -Schritten aufgenommen. Zur Beurteilung der Genauigkeit der Richtungsbestimmung werden fünf Winkelwerte aufgenommen und daraus der Mittelwert und die absolute Abweichung bestimmt. Abbildung 7.4 zeigt den

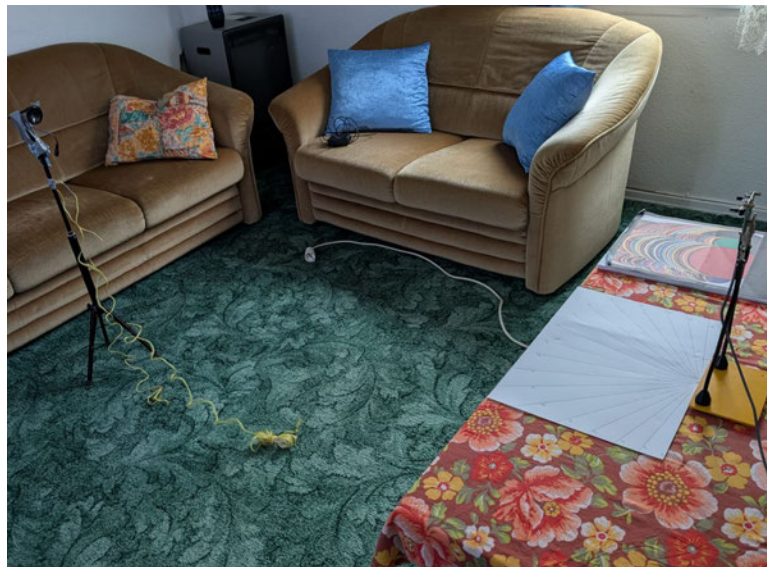


Abbildung 7.2: Realer Testaufbau in der Gartenhütte

Kurvenverlauf des Einfallswinkels in 10° -Schritten. Die gleiche Messung wird im Innenhof wiederholt. Abbildung 7.5 zeigt den Kurvenverlauf sowie die absolute Abweichung der Messungen im Innenhof. Die Ergebnisse werden gegenübergestellt. Der Kurvenverlauf der absoluten Abweichungen zeigt ein ähnliches Verhalten mit den höchsten absoluten Abweichungen zwischen fünf und sieben Grad. Die Tabelle 7.1 zeigt, dass die Unterschiede zwischen Messungen in Innenräumen und im Freien sehr gering sind. Es ist jedoch zu beachten, dass Umgebungseinflüsse wie Nachhall oder Reflexionen an Wänden zu falschen Winkelmessungen führen können. Im Vergleich zu den Messungen im Innenhof sind die genannten Umgebungseinflüsse bei den Messungen in der Gartenhütte stärker vertreten, was zu vielen Messausreißern führt. Dieses Phänomen ist insbesondere bei den negativen Winkeln der Gartenhüttenmessung zu beobachten, wo die absolute Abweichung kleiner ist als im positiven Winkelbereich, da sich die reflektierten Wellen über den offenen Durchgang in der Testumgebung ausbreiten können. Bei der Innenhofmessung sind im positiven Winkelbereich hohe Nachhall-Effekte zu beobachten.

Nach der Auswertung des MUSIC-Algorithmus folgt die Verifizierung der Algorithmen zur Hörbarkeit von Ultraschallrufen. Abbildungen 7.6 und 7.7 stellen den abgetasteten Ultraschallruf im zeitdiskreten, sonagrafischen und Frequenzbereich dar. In Abbildung 7.6 findet das Frequenzteiler-Verfahren Anwendung. Zu erkennen ist, dass die signifikan-



Abbildung 7.3: Realer Testaufbau im Garteninnenhof

ten Frequenzanteile zwischen 31 kHz bis 36 kHz liegen. Zu sehen ist, dass das hörbare Spektrum erfolgreich nach Abbildung 6.2 und Gleichung 6.2 in Kehrlage steht. In Abbildung 7.7 wird das Heterodyn-Verfahren angewendet. In dieser Aufnahme liegen die signifikanten Frequenzanteile zwischen 26 kHz und 31 kHz. Es wird eine Modulationsfrequenz von 23 kHz eingestellt, um eine Frequenzdifferenz von 3 kHz zu erzeugen. Es ist zu erkennen, dass die Frequenzanteile des aufgenommenen Spektrums erfolgreich in den hörbaren Frequenzbereich verschoben werden.

Betrachtet man die Sonagramme der GUI-Ergebnisse, können viele vertikale Frequenzanteile in unregelmäßigen Abständen beobachtet werden. Dies ist auf einen Fehler in der Firmware des U-Adapters zurückzuführen. Gemäß Abbildung 6.17 wird eine USB-CDC Übertragung erst nach Ablauf des Complete-Callbacks und durch das Setzen eines Flags initialisiert (zweite ADC Bufferhälfte). Da es sich bei der Zwischenspeicherung von Abtastwerten um einen Ping-Pong Buffer handelt und die USB-CDC-Übertragung nicht schnell genug ist als das Füllen der ersten USB Bufferhälfte, wird ein Teil der ersten USB Bufferhälfte überschrieben. Hinzu kommt, dass die USB-CDC-Übertragung asynchron in

Tabelle 7.1: Gemittelte absolute Abweichung über das gesamte Winkelspektrum von -90° bis 90°

	Gartenhütte	Garteninnenhof
Absolute Abweichung	$1,9^\circ$	$2,274^\circ$

der Hauptroutine durchgeführt wird (Abbildung 6.16). Das asynchrone Verhalten führt zusätzlich dazu, dass der zu übertragende USB-Buffer parallel durch die DMA-Callbacks verändert wird. Um dieses asynchrone Verhalten und das unerwünschte Überschreiben des USB-Buffers zu verhindern, wird die Firmware des U-Adapters umgeschrieben. Abbildung 7.8 und Listing 7.1 zeigen die korrigierte U-Adapter Firmware. Die USB-CDC-Übertragung erfolgt innerhalb der DMA-Callbacks. Während die eine ADC-Bufferhälfte mit neuen Abtastwerten gefüllt wird, wird die andere ADC-Bufferhälfte verarbeitet und über USB-CDC übertragen. Um bei einem USB-CDC Transfer $2 \cdot 1024$ Abtastwerte zu übertragen, muss die zuvor definierte ADC-Buffergröße von 4096 aus Abschnitt 6.2.2 verdoppelt werden. Die GUI-Ergebnisse in Abbildung 7.9 zeigen Verbesserungen sowohl im Frequenzspektrum als auch eine starke Reduktion der vertikalen Frequenzanteile im Sonagramm. Zu erkennen ist, dass die vertikalen Frequenzanteile in äquidistanten Zeitabständen auftreten. Dies ist darauf zurückzuführen, dass zehn Abtastwert Blöcke über die GUI-Software nach Abbildung 6.19 in einem Verarbeitungsblock zusammengefügt werden um kontinuierliche Neuberechnungen und Graphen Aktualisierungen zu reduzieren. Des Weiteren kann eine Reduzierung der Ausreißer bei der Richtungsbestimmung beobachtet werden.

7.2 Verifikation der Anforderungen

In diesem Abschnitt werden sowohl die funktionalen als auch nichtfunktionalen Anforderungen mit dem entsprechenden Erfüllungsgrad tabellarisch dargestellt und erläutert.

7.2.1 Funktionale Anforderungen

Die funktionalen Anforderungen an den U-Adapter sind nach Abschnitt 3.4.1 in Hardware und Software unterteilt. In den Tabellen 7.2 und 7.3 sind Anforderungen mit den entsprechenden Bewertungen dargestellt.

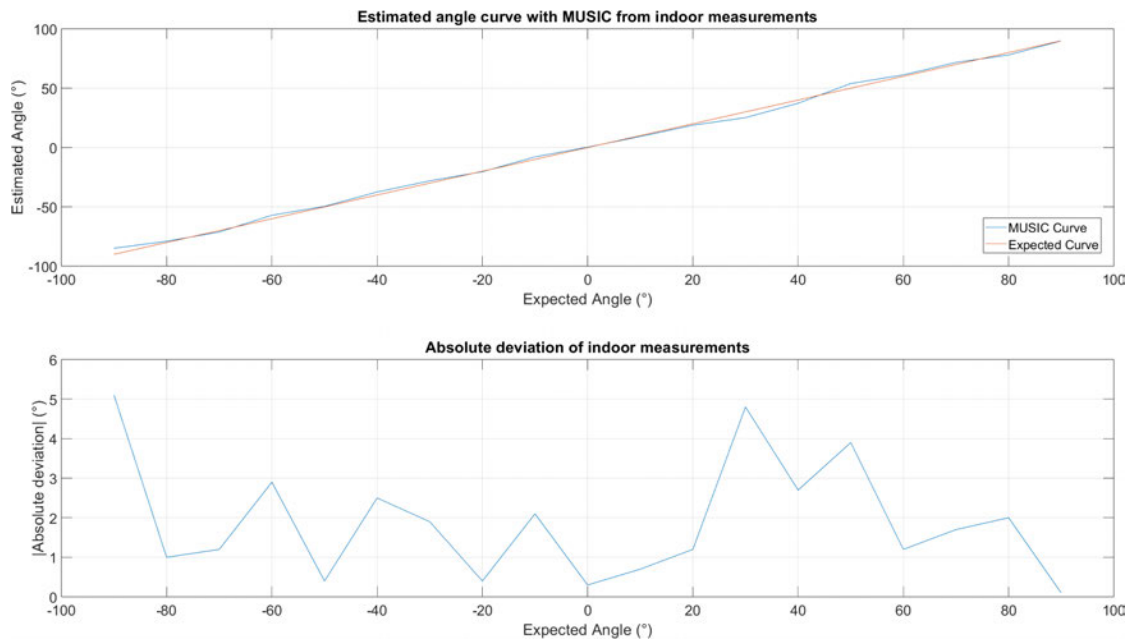


Abbildung 7.4: Kurvenverlauf des gemessenen Einfallswinkels (oben) und absolute Abweichung (unten) in der Gartenhütte

Anforderungen an die Hardware

F1: Erfüllt: Aus der Abbildung 5.18 ist ersichtlich, dass der Frequenzbereich des analogen Frontends des U-Adapters bis 150 kHz konstant verläuft und verstärkt wird. Der verwendete ADC wird mit einer Abtastfrequenz von 160 kHz betrieben und hat eine Bandbreite von 80 kHz. Darüber hinaus soll durch die Auswahl des MEMS-Mikrofons SPU0410LR5H-QB ein Frequenzbereich bis zu 80 kHz gewährleistet werden. Um dies weiter zu untersuchen stehen zum aktuellen Zeitpunkt keine Schallquellen, die Frequenzen oberhalb von 40 kHz erzeugen, zu Verfügung.

F2: Erfüllt: Um die Reichweite des U-Adapters zu testen, wird ein Testaufbau im Außenhof eines Kleingartens definiert. Abbildung 7.10 zeigt einen beispielhaften Testaufbau, bei dem der U-Adapter (blau markiert) in 30 m Entfernung zur Ultraschallquelle (rot markiert) ausgerichtet ist. Bei der Schallquelle handelt es sich um das selbe Gerät, der M094N Marder-Stopper, aus Abschnitt 7.1.1. Dieser erzeugt Laute mit einem Schalldruckpegel von ungefähr 120 dB SPL und ist vergleichbar mit dem Ruf eines großen Abendseglers [43]. Die Frequenzspektren sowie Sonagramme werden über die Distanzen von 10 m bis 30 m in 10 Meter-Schritten aufgenommen. Abbildungen 7.11 bis 7.13 zeigen die GUI der

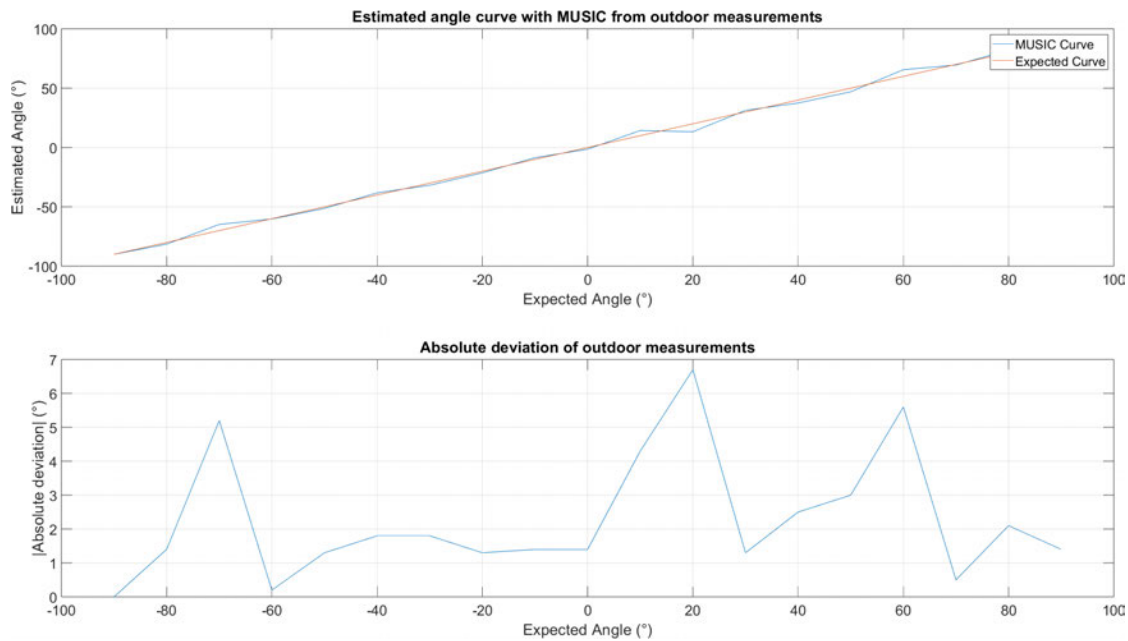


Abbildung 7.5: Kurvenverlauf des gemessenen Einfallswinkels (oben) und absolute Abweichung (unten) im Garteninnenhof

empfangenen Ultraschalllaute bei einer Mikrofonvorverstärkung von ungefähr 21 dB. An den Frequenzspektren der 10 m und 20 m Messungen können Ultraschallfrequenzen (25 kHz bis 32 kHz) empfangen und abgebildet werden. Bei hohen Distanzen wie 30 m in Abbildung 7.13 geht ein Großteil der Ultraschalltöne im Grundrauschen verloren und es können kleine Frequenzanteile um den Bereich von 26 kHz beobachtet werden. Bei Distanzen oberhalb von 20 m ist das Ursprungssignal mit einem Hochpassfilter, welches eine Grenzfrequenz von 20 kHz hat, vorverarbeitet, um Ausreißer bei der Schalllokalisierung, die vom dominierenden hörbaren Frequenzbereich verursacht werden können, zu reduzieren. Beim Zuhören von Ultraschallfrequenzen bei hohen Distanzen ab 20 m kann nur ein „Flüstern“ bei einer Verstärkung von 21 dB wahrgenommen werden.

F3: Erfüllt: Der verwendete ADC, das PCM1820, kann Frequenzen bis zu 80 kHz erfolgreich abtasten. Es wurde eine Firmware geschrieben, die Ultraschallrufe mit einer Abtastfrequenz von 160 kHz aufnimmt, im Mikrocontroller DMA basiert zwischenspeichert und über die USB-CDC-Schnittstelle (Fullspeed) auf ein Endgerät überträgt. Getestet wurde dies auf einem stationären Computer (Selbstbau PC), Laptop (Microsoft Surface Pro 8) und Smartphone (Google Pixel 8).

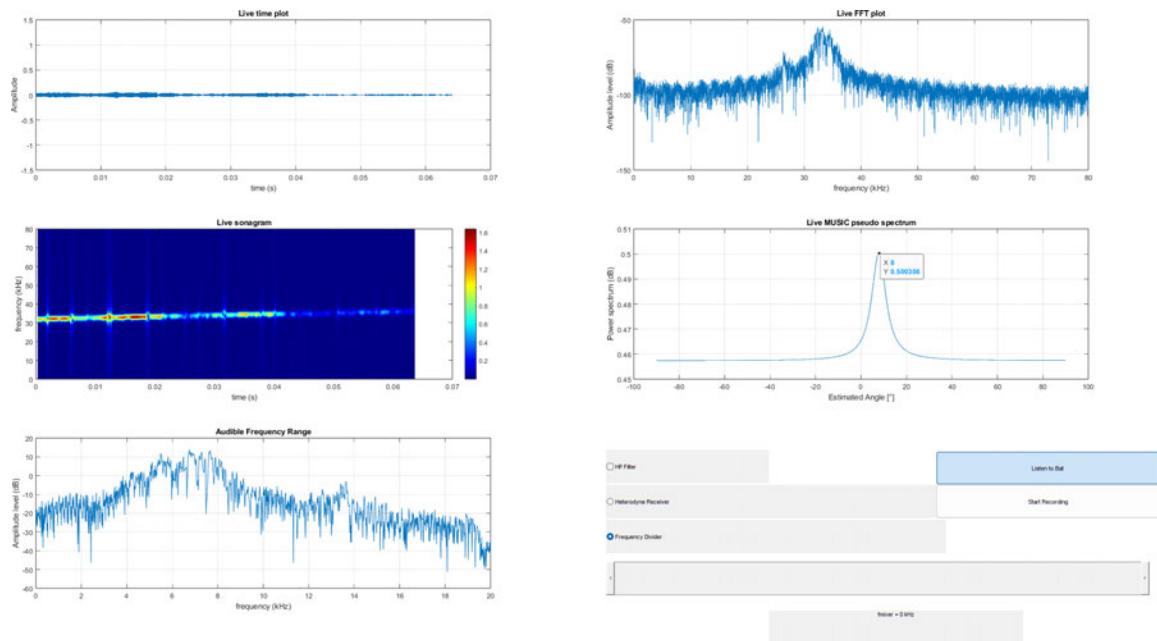


Abbildung 7.6: GUI-Ausschnitt abgetasteter Ultraschallruf mit Einfallswinkel 10° und Frequenzteiler-Verfahren

Anforderungen an die Software

F1: Erfüllt: Über GUI-Bedienelemente (Radiobuttons) in der Software können Algorithmen ausgewählt werden, die den Sozialruf einer Fledermaus hörbar machen. Zur Auswahl stehen zwei Algorithmen wie Frequenzteiler und Heterodyn-Empfänger. Beim Frequenzteiler werden die Abtastwerte von einem Bandpassfilter, der einen Durchlassbereich von 20 kHz bis 80 kHz hat, als Polyphasen-Dezimationsfilter verarbeitet. Dieser reduziert die Abtastfrequenz um einen Teilkfaktor von 4, was bei einer Abtastfrequenz von 160 kHz einer neuen Abtastfrequenz von 40 kHz entspricht. Durch das bewusste Verletzen des Abtasttheorems treten die Wiederholungen der empfangenden Sozialrufe als Alias-Frequenzen im hörbaren Frequenzbereich bis 20 kHz auf. Beim Heterodyn-Empfänger werden die Abtastwerte mit einer einstellbaren Mischfrequenz moduliert. Die Mischfrequenz lässt sich über einen GUI-Schieberegler einstellen. Der Modulator verschiebt das Signal näher an das Basisband. Das Ergebnis ist ein Signal mit komplexen Anteilen welches im Frequenzspektrum unsymmetrisch ist. Zur Sicherstellung der Frequenzsymmetrie wird das positive Frequenzspektrum in das negative Spektrum komplex konjugiert gespiegelt. Abschließend wird der modulierte und korrigierte Sozialruf mit einem Polyphasen-Tiefpassfilter gefil-

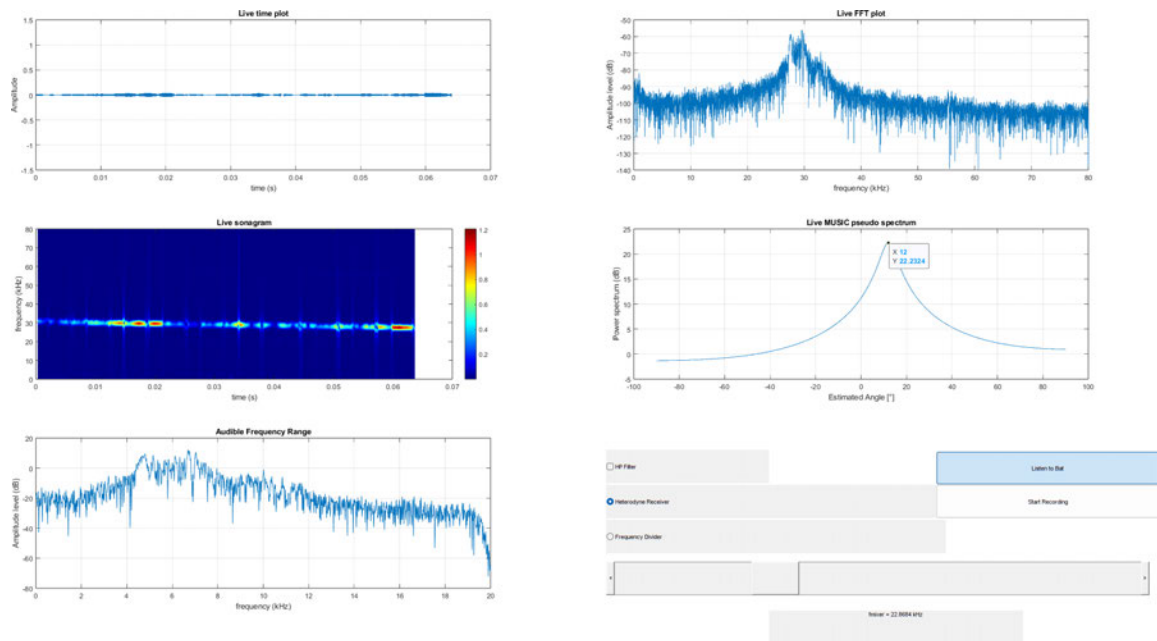


Abbildung 7.7: GUI-Ausschnitt abgetasteter Ultraschallruf mit Einfallswinkel 10° und Heterodyn-Verfahren

tert. Das Ergebnis ist ein hörbarer Sozialruf mit einer Bandbreite von 20 kHz. Über einen UI-Button kann der hörbar gemachte Frequenzbereich gehört werden.

F2: Erfüllt: Der U-Adapter und die Software sind in der Lage, Sozialrufe einer Fledermaus sowohl in einem Frequenzspektrum als auch in einem Sonagramm darzustellen. Da die Bandbreite des U-Adapters 80 kHz beträgt können verschiedene Fledermausarten mit unterschiedlichen Sozialrufen und Frequenzen gleichzeitig dargestellt werden.

F3: Erfüllt: Der Einfallswinkel eines Sozialrufes einer Fledermaus kann eindimensional unter Verwendung des MUSIC-Algorithmus und zwei MEMS-Mikrofonen bestimmt werden. Der MUSIC-Algorithmus ist ein unterraumbasierendes Verfahren, welcher frequenzbasiert und durch Eigenwerte und Eigenvektor Zerlegung den Einfallswinkel abschätzt. Der Einfallswinkel lässt sich mit einer durchschnittlichen absoluten Abweichung von $1,9^\circ$ im Innenraum und $2,274^\circ$ im Freiraum ermitteln. Umgebungseffekte wie Nachhallen haben sich bei der Richtungsbestimmung als sehr problematisch erwiesen, welche bei der Abschätzung zu großen Messausreißern führen. Getestet wurde dies mit einer Ultraschallquelle, welche Ultraschalltöne zwischen 30 kHz bis 40 kHz ausgibt. Eine Frequenz von 50 kHz konnte zu diesem Zeitpunkt nicht getestet werden, da keine Messausrüs-

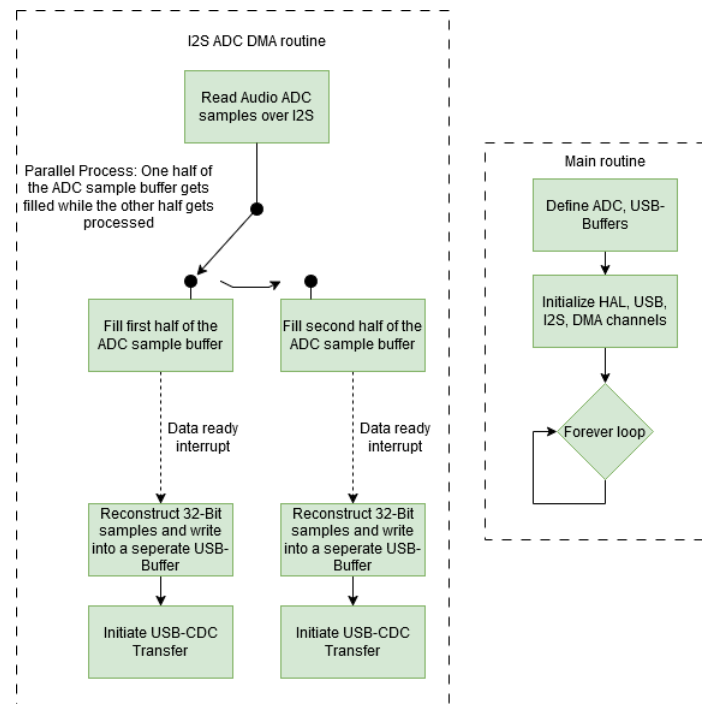


Abbildung 7.8: Angepasste U-Adapter Firmware als Blockdiagrammdarstellung

tung für diese hohen Frequenzen zu Verfügung steht. Funktionsgenerator-Tests haben gezeigt, dass die Richtungsbestimmung von Signalen mit Frequenzen von 50 kHz erfolgreich umgesetzt werden können ohne dass der räumliche Alias-Effekt auftritt. Da die zwei MEMS-Mikrofone einen fest definierten Abstand von 3,4 mm zueinander haben, kann nach Umstellung von Gleichung 2.20 nach f_{max} gezeigt werden, dass die höchste Frequenz f_{max} ohne räumliches Aliasing 51,029 kHz beträgt. Bei Frequenzen oberhalb von 50 kHz kann der Einfluss des Räumlichen Alias-Effekts sehr gut beobachtet werden (Abbildung 6.28). Nach der Korrektur der Firmware haben sich die Ausreißer in der Abschätzung minimiert. Der gesamte Winkelbereich muss nochmal aufgenommen werden, um die Abschätzung des Einfallswinkels final auszuwerten. Aufgrund der begrenzten Zeit kann eine weitere Erprobung nicht durchgeführt werden.

F4: Erfüllt: Die Sozialrufe von Fledermäusen werden über eine GUI sowohl im Zeit- und Frequenzbereich als auch in einem Sonagramm dargestellt. Ist ein Algorithmus zur Hörbarmachung der Sozialrufe ausgewählt, wird das Frequenzspektrum des hörbargemachten Signals dargestellt. Das MUSIC-Pseudospektrum wird zur Darstellung des Einfallswinkels des Sozialrufs verwendet.

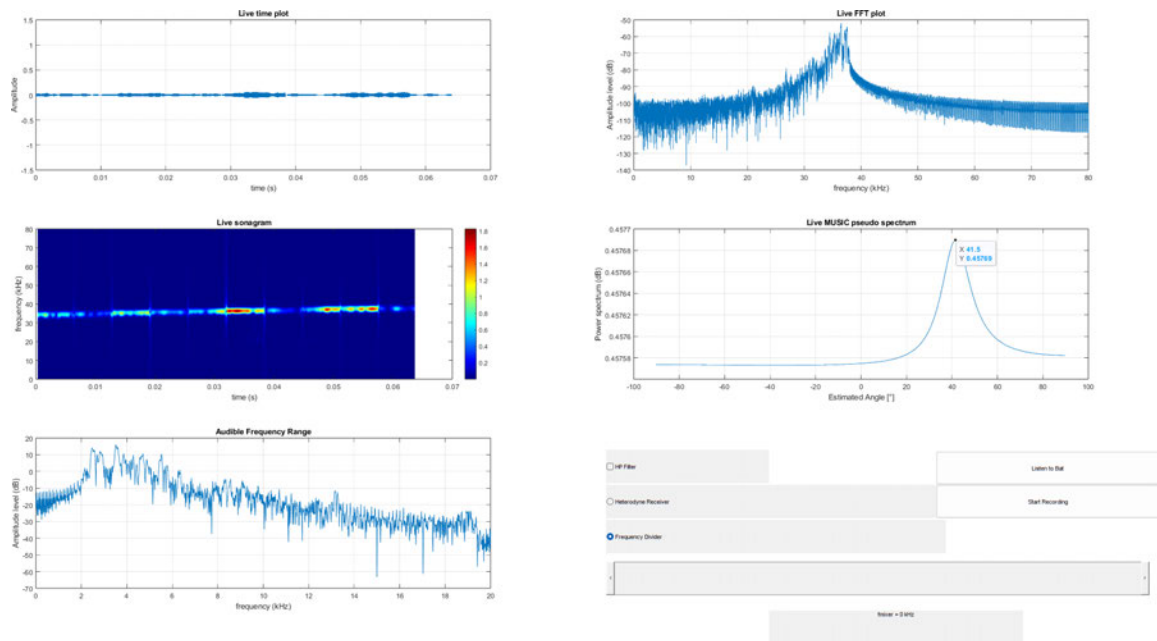


Abbildung 7.9: Aufnahme einer Ultraschallquelle mit einem Einfallswinkel von 40° nach Korrektur der Firmware

F5: Erfüllt: Die aufgezeichneten Sozialrufe können per Knopfdruck „Sart Recording“ aufgenommen werden. Dieser nimmt die unverarbeiteten Sozialrufe von Knopfdruck Start bis zum erneuten Knopfdruck auf und speichert diese in einer WAV-Datei. Ist ein Algorithmus zur Hörbarmachung der Sozialrufe ausgewählt, wird parallel der hörbare Frequenzbereich aufgezeichnet und in eine separate WAV-Datei geschrieben. Generiert werden die unverarbeiteten Sozialrufe mit dem Dateinamen „BatAudioRAWd_MMM_y_HH_mm_ss.wav“ und „BatAudioAudibled_MMM_y_HH_mm_ss.wav“ für die hörbarmachten Sozialrufe.

F6: Erfüllt: Die Verarbeitung der Sozialrufe folgt synchron und Block-basierend. Es werden $2 \cdot 1024$ Abtastwerte (linker und rechter ADC-Kanal) über die USB-CDC Schnittstelle an das Endgerät übertragen. Diese werden in der Software in zehn Block-Zyklen gesammelt und verarbeitet um die Latenzzeiten, welche größtenteils auf die Aktualisierungen der visuellen Darstellungen sowie häufigen Rechenoperationen zurückzuführen sind, zu reduzieren.



Abbildung 7.10: Beispielhafter Aufbau für den Reichweitentest bei 30 m

7.2.2 Nichtfunktionale Anforderungen

Die nichtfunktionalen Anforderungen aus Abschnitt 3.4.2 werden in Tabelle 7.4 aufgeführt.

N1: Erfüllt: Der U-Adapter hat eine Leiterplattengröße von 50 mm x 50 mm (Länge und Breite). Mit den Potentiometern ergibt sich eine Höhe von 22 mm. Da die Verwendung des U-Adapters als reine Leiterplatte aufgrund von Umwelteinflüssen wie Regen, Staub, etc. in der Realität nicht praktikabel ist, müssen die Abmessungen unter Verwendung eines Gehäuses betrachtet werden. Abbildung 7.14 zeigt ein 3D-Modell des entworfenen Gehäuses für den U-Adapter. Unter Berücksichtigung der Gehäusemaße ergibt sich eine finale Größe von 54 x 60 x 22 mm.

N2: Erfüllt: Der entwickelte U-Adapter mit dem entwickelten Gehäuse hat ein Gewicht von 38,6 g. Dieser ist ungefähr 71,4 g leichter als das durchschnittliche Gewicht eines Smartphones (110 g) und 18,6 g schwerer als das Echo Meter Touch 2 Pro.

N3: Erfüllt: Die Kosten für den U-Adapter betragen ca. 30,64 Euro (Stand 09.12.2024) ohne Gehäuse. Dieser ist 4,36 Euro günstiger als der FRANZIS 67013 Fledermausdetektor. Im Anhang B werden die Komponenten und Kosten aufgelistet.

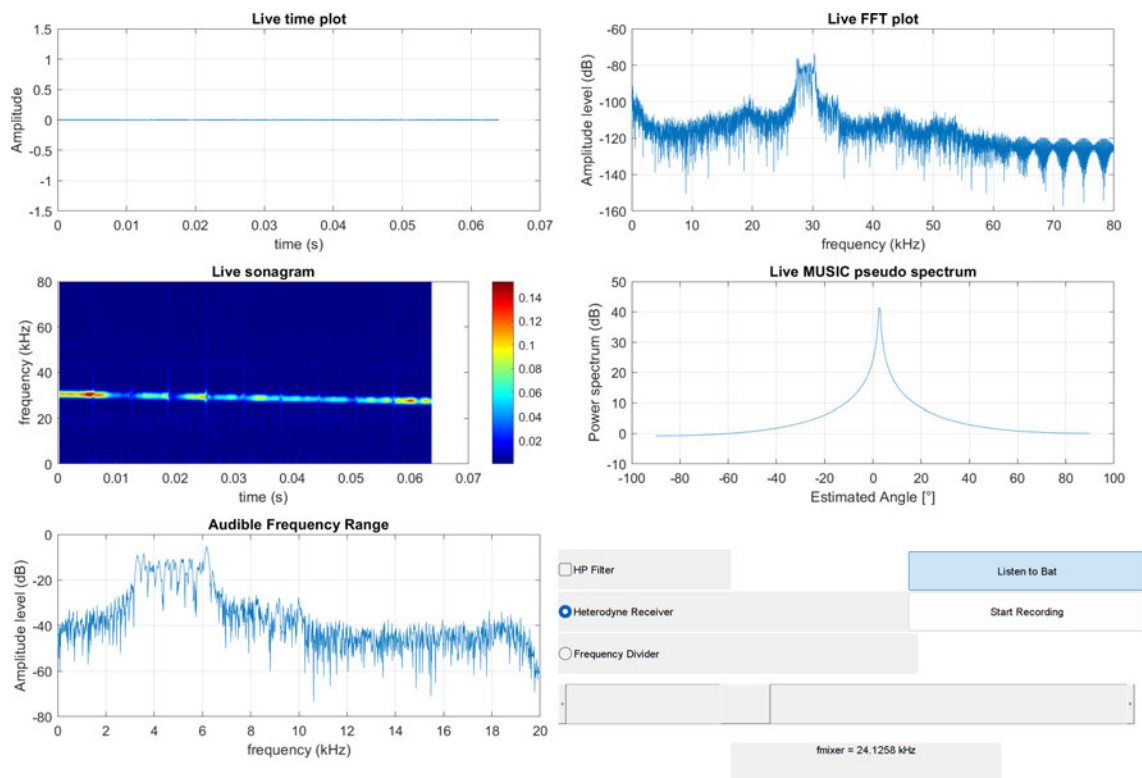


Abbildung 7.11: GUI-Ergebnisse eines Ultraschallrufes bei einer Entfernung von 10 m

N4: Erfüllt: Die Software ist auf ein Windows-fähigen Systemen lauffähig. Getestet wurde die Software auf einem stationären Computer (Selbstbau) und Laptop (Microsoft Surface Pro 9) mit einem Betriebssystem Windows 11.

N5: Nicht erfüllt: Eine Kompatibilität der Software auf Android fähigen Geräten ab den Versionen 12.0 ist zum aktuellen Zeitpunkt (Stand 09.12.2024) nicht gegeben.

N6: Teilweise erfüllt: Die Hardware generiert und überträgt $2 \cdot 1024$ Abtastwerte über die USB-CDC-Schnittstelle innerhalb von 6,4 ms bei einer Abtastfrequenz von 160 kHz. Die Laufzeit von Datenempfang bis zur Ausgabe wird in der Software ermittelt, indem die gemessene Laufzeit über 100 Zyklen gemittelt wird, wobei ein Zyklus den Datenempfang bis zur Ausgabe beschreibt. An einem Selbstbau-PC (Prozessor: AMD Ryzen™ 7 5800X3D, Arbeitsspeicher: DDR4 SDRAM 32 GByte) liegt die Verarbeitungszeit zwischen 91 ms und 96 ms. Beim verwendeten Laptop (Prozessor: Intel Core™ i7-1185G7, Arbeitsspeicher: LPDDR4x SDRAM 16 GByte) liegt diese zwischen 180 und 250 ms. Durch die Doppelte Verarbeitungszeit am Laptop ist eine ansteigende Verzögerung der

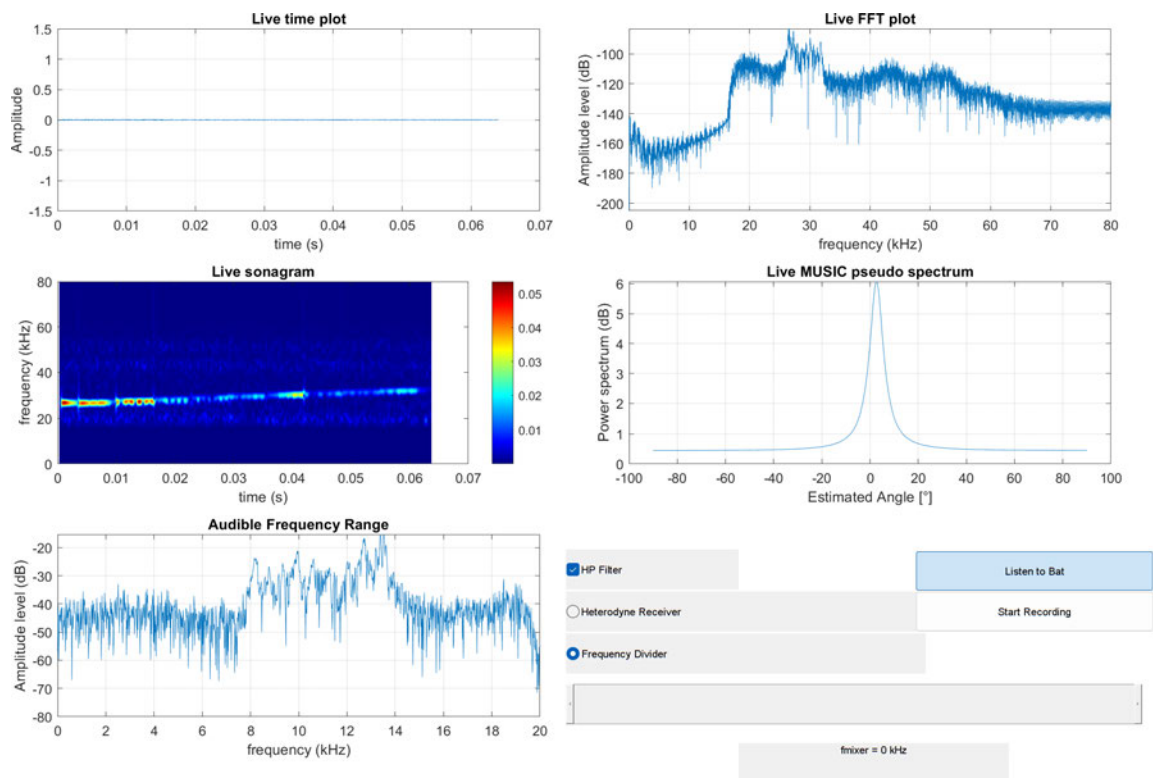


Abbildung 7.12: GUI-Ergebnisse eines Ultraschallrufes bei einer Entfernung von 20 m

Ausgabe wahrzunehmen. Dies führt dazu, dass bei längerer Nutzung des U-Adapters auf neue Signaländerungen immer langsamer reagiert wird. Aufgrund der nahezu konstanten und schnelleren Verarbeitungszeit am Computer ist eine zunehmende Zeitverzögerung und verlangsamte Reaktion auf neue Änderungen nicht wahrnehmbar.

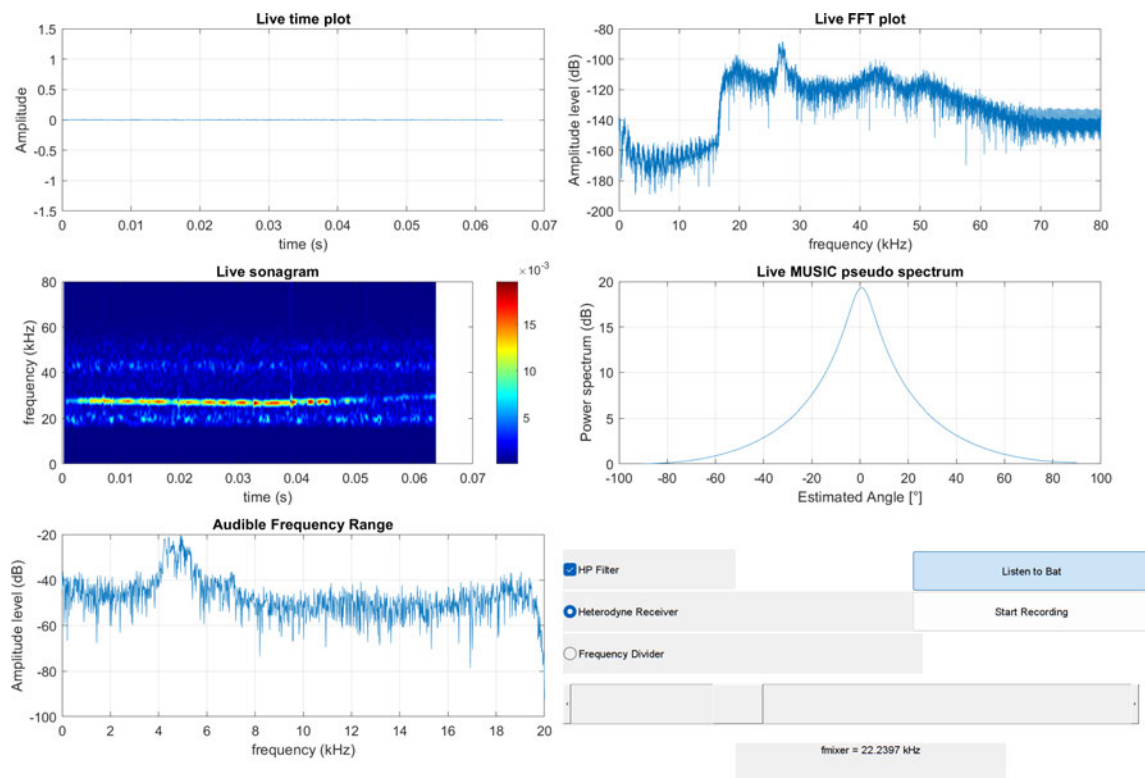


Abbildung 7.13: GUI-Ergebnisse eines Ultraschallrufes bei einer Entfernung von 30 m

Tabelle 7.2: Auswertung der funktionalen Anforderungen an die Hardware

Nr.	Anforderung	Status
F1	Der Ultraschallbereich von 12 kHz bis mindestens 50 kHz ist abzudecken und aufzunehmen	erfüllt
F2	Fledermausrufe zwischen 12 kHz bis mindestens 50 kHz sollten unter normalen Witterungsbedingungen bis zu einer Entfernung von 10 m noch „gut“ hörbar sein.	erfüllt
F3	Die Ultraschallrufe sollen digitalisiert und über eine digitale Schnittstelle auf einen Laptop, Computer oder ein Android-fähiges Smartphone übertragen werden.	erfüllt

```
1  #define ADC_BUFF_SZ 4096*2
2  #define USB_BUFF_SZ 2048
3  ...
4  uint16_t adcBuff[ADC_BUFF_SZ];
5  volatile int32_t usbBuff1[USB_BUFF_SZ];
6  volatile int32_t usbBuff2[USB_BUFF_SZ];
7  ...
8  /**
9   * @brief I2S DMA Half complete callback interrupt handler
10  * @param I2S_HandleTypeDef *hi2s the I2S handler
11  * @retval None
12  */
13  void HAL_I2S_RxHalfCpltCallback(I2S_HandleTypeDef *hi2s){
14      int usbBuffcptr = 0;
15      // reconstruct left-right samples and fill first half of ADC-buffer to
16      // separate USB-buffer
17      for(int i = 0; i < ADC_BUFF_SZ/2; i = i + 4){
18          usbBuff1[usbBuffcptr] = (int) (adcBuff[i] << 16) | adcBuff[i + 1];
19          usbBuff1[usbBuffcptr + 1] = (int) (adcBuff[i + 2] << 16) | adcBuff[i +
20      3];
21          usbBuffcptr++;
22          usbBuffcptr++;
23      }
24      CDC_Transmit_FS((uint8_t*) usbBuff1, USB_BUFF_SZ * 4);
25  }
26  /**
27  * @brief I2S DMA complete callback interrupt handler
28  * @param I2S_HandleTypeDef *hi2s the I2S handler
29  * @retval None
30  */
31  void HAL_I2S_RxCpltCallback(I2S_HandleTypeDef *hi2s) {
32      int usbBuffcptr = 0;
33      // reconstruct left-right samples and fill final half of ADC-buffer to
34      // separate USB-buffer
35      for(int i = ADC_BUFF_SZ/2; i < ADC_BUFF_SZ; i = i + 4){
36          usbBuff2[usbBuffcptr] = (int) (adcBuff[i] << 16) | adcBuff[i + 1];
37          usbBuff2[usbBuffcptr + 1] = (int) (adcBuff[i + 2] << 16) | adcBuff[i +
38      3];
39          usbBuffcptr++;
40          usbBuffcptr++;
41      }
42      CDC_Transmit_FS((uint8_t*) usbBuff2, USB_BUFF_SZ * 4);
43  }
```

Listing 7.1: Codeausschnitt der korrigierten U-Adapter Firmware

Tabelle 7.3: Auswertung der funktionalen Anforderungen an die Software

Nr.	Anforderung	Status
F1	Unter Verwendung von Algorithmen zur Audiosignalverarbeitung soll der Sozialruf von Fledermäusen im Bereich von 12 kHz bis mindestens 50 kHz hörbar gemacht werden.	erfüllt
F2	Es soll möglich sein verschiedene Fledermausarten mit unterschiedlichen Frequenzen, welche sich im Bereich von 12 kHz bis mindestens 50 kHz erstrecken, gleichzeitig zu detektieren.	erfüllt
F3	Unter Verwendung von Algorithmen zur Audiosignalverarbeitung soll die Schallrichtung des Sozialrufs der Fledermaus eindimensional bestimmt werden.	erfüllt
F4	Die Software ist in der Lage die Sozialrufe und dessen Schallrichtungen zu visualisieren.	erfüllt
F5	Die aufgenommenen Sozialrufe können als Audiodatei gespeichert werden.	erfüllt
F6	Die Software ist in der Lage, die Sozialrufe synchron zu verarbeiten.	erfüllt

Tabelle 7.4: Auswertung der nichtfunktionalen Anforderungen

Nr.	Anforderung	Status
N1	Der U-Adapter darf eine Größe von maximal 60 x 60 x 30 mm nicht überschreiten.	erfüllt
N2	Der U-Adapter darf ein Gewicht von maximal 150 g nicht überschreiten.	erfüllt
N3	Die Materialkosten für externe Komponenten sollen die Grenze von 35 Euro für den U-Adapter nicht überschreiten.	erfüllt
N4	Die Software soll auf dem Betriebssystem Windows 10 und höher lauffähig sein.	erfüllt
N5	Die Software soll auf Android-fähigen Geräten mit der Version 12.0 oder höher lauffähig sein.	nicht erfüllt
N6	Die Soft- und Hardware darf vom Empfang der Sozialrufe bis zur Ausgabe eine Latenzzeit von 500 ms nicht überschreiten.	teilweise erfüllt

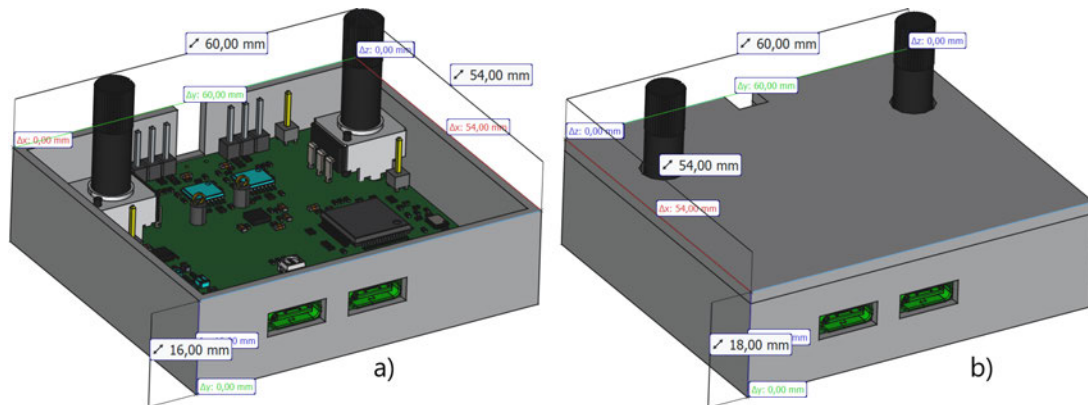


Abbildung 7.14: Konzeptgehäuse für den U-Adapter a) offen, b) geschlossen

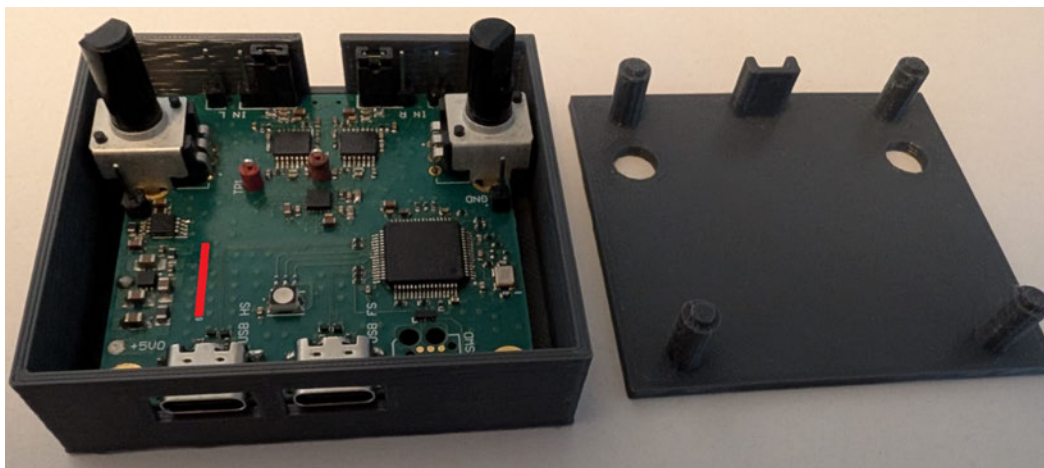


Abbildung 7.15: U-Adapter mit dem gedruckten Konzeptgehäuse

8 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Abschlussarbeit wurde ein kostengünstiger Adapter mit ultraschallfähigen Mikrofonarrays zur Anbindung an Endgeräte wie Computer, Laptops und Smartphones entwickelt, der dazu in der Lage ist, Sozialrufe von Fledermäusen im nicht hörbaren Ultraschallbereich aufzunehmen. Bei dem entwickelten Adapter handelt es sich um einen Fledermausdetektor vom Typ Ultraschall Direktaufnahme, der mittels Oversampling die Sozialrufe ohne Aliasing abtastet. Der Prozess der Hardwareentwicklung umfasst die Definition einer Systemumgebung, Identifikation von Systemkomponenten, Schaltungssimulation, Schaltungsentwicklung, Leiterplattenentwurf, Layout und Inbetriebnahme. Das Ergebnis ist eine 50 mm x 50 mm große Leiterplatte bestückt mit zwei MEMS-Mikrofonen, die einen Abstand von 3,4 mm zueinander haben und ein Mikrofonarray bilden, Mikrofonverstärkerschaltungen mit kleinen Eingangsfiltern, einem zweikanaligen Audio-ADC, der die vorverstärkten Signale quantisiert, und einem Mikrocontroller, der die Peripherie wie ADC und USB ansteuert, Abtastwerte zwischenspeichert und über die USB Typ C Schnittstelle an ein Endgerät überträgt. Der Adapter hat eine Frequenzbandbreite von bis zu 80 kHz und deckt alle Fledermausarten ab, die in Hamburg heimisch sind. Es wurde eine Firmware in embedded C entwickelt, die DMA basiert Abtastwerte im Mikrocontroller zwischenspeichert, um diese über die USB-CDC-Schnittstelle an ein Endgerät zu übertragen. Getestet wurde die Hardware auf einem Selbstbau-PC, Laptop und Android fähigem Smartphone. Abbildung 8.1 zeigt die entwickelte Hardware verbunden mit einem Smartphone. Es ist zu erkennen, dass die Hardware erfolgreich vom Endgerät erkannt wird.

Eine interaktive GUI-Software wurde in GNU Octave entwickelt, die die aufgezeichneten Sozialrufe synchron unter Verwendung von digitalen Audiosignalverarbeitungsalgorithmen hörbar macht und den Einfallswinkel eindimensional bestimmt. Beim Entwicklungsprozess wurden zunächst die Algorithmen simuliert und untersucht. Zwei Verfahren zur Hörbarmachung von Sozialrufen wurden simuliert und implementiert. Bei den verwendeten Verfahren handelt es sich um das Heterodyn und Frequenzteiler-Verfahren.



Abbildung 8.1: Mobiles Endgerät verbunden mit dem entwickelten Ultraschall Mikrophon-Array Adapter

Beim Heterodyn-Verfahren werden die abgetasteten Ultraschallfrequenzen mit einer einstellbaren Mischfrequenz moduliert um Differenzfrequenzen zu erzeugen, die im hörbaren Frequenzbereich auftauchen. Das modulierte Signal wird mit einem Polyphasen-Dezimationsfilter als FIR-Tiefpassfilter in der Bandbreite begrenzt und die Abtastfrequenz reduziert. Beim Frequenzteiler-Verfahren werden die abgetasteten Ultraschallrufe mit einem Polyphasen-Dezimationsfilter als Bandpassfilter in der Bandbreite begrenzt und die Abtastfrequenz reduziert. Die bandbegrenzten Signale wiederholen sich als Aliasfrequenzen im hörbaren Frequenzbereich. Der Vorteil des Frequenzteilerverfahrens gegenüber dem Heterodyn-Verfahren besteht darin, dass der gesamte Ultraschallbereich simultan hörbar gemacht wird, während das Heterodyn-Verfahren nur einen kleineren Frequenzbereich abhängig von der Mischfrequenz hörbar macht, was dazu führen kann, dass Sozialrufe außerhalb des betrachteten Frequenzbereichs unbemerkt bleiben. Der Nachteil des Frequenzteilers besteht darin, dass aufgrund der bewussten Verletzung des Abtasttheorems und der schmaleren Frequenzbandbreite des hörbaren Bereichs Frequenzüberlappungen entstehen, sodass ein Großteil der Frequenzinformationen verloren gehen, wenn mehrere Sozialrufe über den Ultraschallbereich verteilt aufgenommen werden. Als Verfahren zur Lokalisierung der Sozialrufe wird der MUSIC-Algorithmus verwendet. Da-

bei handelt es sich um ein frequenz- und unterraumbasierendes Verfahren, das durch Eingenwert- und Eingenvektorzerlegung und Unterteilung in Signal- und Rauschunterraum den Einfallswinkel eines propagierenden Signals bestimmt. Bei Signalen oberhalb von 51,029 kHz kommt das Verfahren an seine Grenzen. Abhängig von den Mikrofonabständen treten bei Frequenzen oberhalb der halben Wellenlänge das Phänomen des räumlichen Alias-Effektes auf, bei dem der Algorithmus nicht unterscheiden kann ob es sich um einen negativen oder positiven Einfallswinkel handelt. Bei negativen SNR können starke Abweichungen um den erwarteten Einfallswinkel beobachtet werden. Bei der realen Erprobung ergeben sich Effekte wie Nachhall als sehr problematisch, die zu vielen Messausreißern führen. Aufgrund der begrenzten Zeit wurde der Breitbandansatz des MUSIC-Algorithmus ohne zusätzliche Signalvorverarbeitung implementiert um die Zuverlässigkeit bei der Lokalisierung zu verbessern. Ansätze wie das Implementieren eines Medianfilters können die Zuverlässigkeit weiter verbessern [22].

Da es sich beim entwickelten Adapter um einen Prototyp handelt, können bei einer neuen Hardware-Revision die Stiftheuten und Messkontakte entfernt werden, da diese für weitere Verifizierungen nicht mehr benötigt werden. Der Vorteil besteht darin, dass Hindernisse wie Kanten o.Ä. nahe an den Eintrittslöchern der MEMS-Mikrofone vermieden werden können, um mögliches Nachhallen, die sich bei der Schalllokalisierung als große Störeinflüsse herausstellen, weiter zu unterdrücken. Das entwickelte Gehäuse des Adapters ist für die Schalllokalisierung nicht geeignet und muss nach einer Hardware-Revision überarbeitet werden. Die schmalen Kanten und die Gehäusehöhe um die Eintrittslöcher der MEMS-Mikrofone führen zu Nachhall-Effekten und zu falschen Schalllokalisierungen. Die Software ist auf Windows fähigen Endgeräten lauffähig. Die Nutzung der Software muss für Laptops mit begrenzteren Leistungsressourcen im Bezug auf Latenzzeiten optimiert werden. Eine Unterstützung der Software für Android fähige Endgeräte ist aufgrund der begrenzten Zeit nicht gegeben. Da die Hardware von einem Android fähigen Smartphone unterstützt wird, kann im Rahmen von weiterführenden Arbeiten eine Android Anwendung mit derselben Funktionalität wie die entwickelte interaktive GUI-Software in dieser Abschlussarbeit implementiert werden. Durch weiterführende Arbeiten können weitere Ansätze der Ultraschalllokalisierung wie unterraum- und zeitbasierte Algorithmen implementiert und verglichen werden. Durch gegebene Systemressourcen von leistungsstarken Endgeräten wäre es möglich mittels Ansätzen des maschinellen Lernens den Sozialruf einer Fledermaus zu klassifizieren um die Spezies zu identifizieren. Der Anwendungsbereich des Ultraschall Mikrofon-Array Adapters ist nicht nur beschränkt auf eine eigenständige Nutzung. Mit bis zu vier Adapter kann ein lokales Positionierungssystem aufgebaut wer-

den, das die dreidimensionale Position einer Schallquelle, in diesem Fall die Fledermaus, mittels Algorithmen wie Triangulation abschätzt [50]. Das beschriebene Positionierungssystem kann im Bereich des Naturschutzes verwendet werden, um Lebensräume von Fledermäuse zu überwachen um gegebenenfalls Schutzmaßnahmen zu planen. Des Weiteren kann das Flugverhalten von Fledermäusen untersucht werden, um neue wissenschaftliche Erkenntnisse zu sammeln.

9 Danksagung

Ich möchte mich ganz herzlich an dieser Stelle bei all denen bedanken, die mich in Hinblick auf meine Abschlussarbeit unterstützt haben.

Mein ganz besonderer Dank gilt meinem betreuenden Professor, Herrn Dr. Hensel, insbesondere dafür, dass er mir dieses sehr interessante Thema bereitgestellt hat, sowie die Bereitstellung eines 3D-Druckers, um das Gehäuse des Adapters zu drucken.

Ein herzlicher Dank geht auch an Herr Prof. Dr. Kronauge, der recht kurzfristig die Rolle des Zweitprüfers übernimmt.

Weiterhin möchte ich meiner Familie und meinen Freunden danken, die mir während der gesamten Zeit Rückhalt gegeben und mich motiviert haben.

Literaturverzeichnis

- [1] *BatCities: Fledermäuse in der Stadt*. URL <https://www.nabu.de/downloads/fledermausschutz/2017-03-13-NABU-BatCities-Seminarunterlagen-V04.pdf>. – Zugriffsdatum: 13.09.2024, 2017
- [2] ABRACON: LOW ESR, LOW CL CERAMIC SMD CRYSTAL: ABM8W Series. . – URL <https://abracon.com/datasheets/ABM8W.pdf>. – Zugriffsdatum: 23.10.2024
- [3] ADVE, RAVIRAJ: Direction of Arrival Estimation. (2013). – URL <https://www.comm.utoronto.ca/~rsadve/Notes/DOA.pdf>. – Zugriffsdatum: 28.10.2024
- [4] ALBRECHT, Klaus ; HAMMER, Matthias ; BAYERISCHES LANDESAMT FÜR UMWELT (Hrsg.): *Fledermäuse: Lebensweise, Arten und Schutz*. – URL [https://www.bestellen.bayern.de/application/eshop_app000002?SID=1764187351&ACTIONxSESSxSHOWPIC\(BILDxKEY:%27lfu_nat_00125%27,BILDxCLASS:%27Artikel%27,BILDxTYPE:%27PDF%27\)](https://www.bestellen.bayern.de/application/eshop_app000002?SID=1764187351&ACTIONxSESSxSHOWPIC(BILDxKEY:%27lfu_nat_00125%27,BILDxCLASS:%27Artikel%27,BILDxTYPE:%27PDF%27)). – Zugriffsdatum: 09.09.2024
- [5] ANALOG DEVICES: ADA4891-1: Low Cost CMOS, High Speed, Rail-to-Rail Amplifier (Single). . – URL <https://www.analog.com/en/products/ada4891-1.html>. – Zugriffsdatum: 06.10.2024
- [6] ANALOG DEVICES: AN-1368 APPLICATION NOTE: Ferrite Bead Demystified. (2015). – URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1368.pdf>. – Zugriffsdatum: 23.10.2024
- [7] AVISOFT BIOACOUSTICS: batcalls.com: Social Calls, Distress Calls and Feeding Buzzes of European Bats. . – URL <http://www.avisoft.com/batcalls/>. – Zugriffsdatum: 07.10.2024
- [8] AVISOFT BIOACOUSTICS: Ultrasound Microphones for the: Avisoft-Bioacoustics UltraSoundGate Devices. . – URL <https://avisoft.com/ultrasound-microphones/>. – Zugriffsdatum: 21.10.2024

- [9] BAUMANN, WOLF: *Optimierung frequenzvarianter Nullbeamformer für akustische Signale mittels Statistik höherer Ordnung - Anwendungen im Kfz und in Büroräumen: Dissertation.* 2005
- [10] BOURNS: Thin Film Applications. . – URL <https://www.bourns.com/pdfs/thinfilm.pdf>. – Zugriffsdatum: 06.10.2024
- [11] BURKHARDT, Andrew J. ; GREGG, Christopher S. ; STANFORTH, J. A.: Calculation of PCB track impedance. In: *Circuit World* 26 (2000), Nr. 1, S. 6–10. – ISSN 0305-6120
- [12] CARSON, J. R.: Notes on the Theory of Modulation. In: *Proceedings of the IRE* 10 (1922), Nr. 1, S. 57–64. – ISSN 0096-8390
- [13] CIMBALA, JOHN M.: *Digital Data Acquisition.* URL https://www.me.psu.edu/cimbala/me345/Lectures/Digital_Data_Acquisition.pdf. – Zugriffsdatum: 24.11.2024, 03.10.2014
- [14] CIRRUS LOGIC: CS5361: 114 dB, 192 kHz Stereo A/D Converter. . – URL <https://www.cirrus.com/products/cs5361/>. – Zugriffsdatum: 05.10.2024
- [15] DE STEFANO/MUSE, MATTEO: *Nyctalus noctula: Italiano: Nottola comune. Replica in scala 2:1.* 2016. – URL https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Nyctalus_noctula_-_MUSE.JPG#metadata. – Zugriffsdatum: 09.09.2024
- [16] DREWS, DONOVAN: *USB Audio Interface: An Open-Source Reference Design for Digital Recording.* URL <http://kastner.ucsd.edu/ryan/wp-content/uploads/sites/5/2022/06/admin/usb-audio-interface.pdf>. – Zugriffsdatum: 17.11.2024, 2022
- [17] ELV ELEKTRONIK AG: ELV Bausatz Fledermaus-Detektor FMD1. . – URL https://de.elv.com/p/elv-bausatz-fledermaus-detektor-fmd1-P151462/?srsltid=AfmBOorx_augdWm3SsqjtlTrsHfuYH-nRC1QsqE6Bo7lK1-oeS2-a-Ay. – Zugriffsdatum: 14.09.2024
- [18] FALKHOFEN, Judith ; WOLFF, Marcus: Near-Ultrasonic Transfer Function and SNR of Differential MEMS Microphones Suitable for Photoacoustics. In: *Sensors (Basel, Switzerland)* 23 (2023), Nr. 5
- [19] FOCK, LEONHARD ; LUBW LANDESANSTALT FÜR UMWELT BADEN-WÜRTTEMBERG (Hrsg.): *Formelsammlung Akustik: Mathematische Grundlagen.*

2020. – URL <https://pudi.lubw.de/detailseite/-/publication/10108>. – Zugriffsdatum: 09.09.2024
- [20] GALDA, MICHAEL: *Audio Output Options for Kinetis: Using DMA and PWM, DAC, or I2S Audio Bus: AN4369*. URL <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN4369.pdf>. – Zugriffsdatum: 14.09.2024, 2012
- [21] GESSNER, BIRGIT: *Fledermaus-Handbuch: Entwicklung methodischer Standards zur Erfassung von Fledermäusen bei Straßenbauvorhaben in Rheinland-Pfalz*. URL <https://lbm.rlp.de/themen/umwelt/fachunterlagen>. – Zugriffsdatum: 13.09.2024, 2011
- [22] GIMM, MARCO: *Masterarbeit: Gegenüberstellung von zeit- und unterraumbasierten Algorithmen zur Echtzeit-Sprecherlokalisierung mit Mikrofonarrays*. URL https://reposit.haw-hamburg.de/bitstream/20.500.12738/7531/1/Masterarbeit_MarcoGimm.pdf. – Zugriffsdatum: 14.11.2024, 28.08.2015
- [23] GOOGLE: *Google Pixel 8: Technische Daten ansehen*. 2023. – URL https://store.google.com/de/product/pixel_8_specs?hl=de. – Zugriffsdatum: 22.09.2024
- [24] HERING, Ekbert ; MARTIN, Rolf ; STOHRER, Martin: *Physik für Ingenieure*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2016. – ISBN 978-3-662-49354-0
- [25] HILDEBRANDT, G. ; ENGEL, P.: Der Einfluß des Atemrhythmus auf die Reaktionszeit. In: *Pflügers Archiv für die Gesamte Physiologie des Menschen und der Tiere* 278 (1963), Nr. 2, S. 113–129. – ISSN 0031-6768
- [26] HOROWITZ, Paul ; HILL, Winfield: *The art of electronics*. Third edition improved. Cambridge : Cambridge University Press, 2022. – ISBN 978-0-521-80926-9
- [27] INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION: *ISO/TR 7250-2: Basic human body measurements for technological design Part2: Statistical summaries of body measurements from national populations*. URL <https://standards.iteh.ai/catalog/standards/iso/9ac2b8fa-30e9-4dde-ae99-a8b5d0900ca8/iso-tr-7250-2-2024>. – Zugriffsdatum: 22.09.2024, 2024
- [28] JACOB BENESTY ; JINGDONG CHEN ; YITENG HUANG: *Microphone Array Signal Processing*. Bd. 1. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2008. – ISBN 978-3-540-78611-5

- [29] J.C.LACEFIELD: *Diagnostic radiology physics: A handbook for teachers and students*. IAEA, 2014. – ISBN 978-92-0-131010-1
- [30] KAINKA, BURKHARD: FRANZIS 67013: Fledermausdetektor zum Selberstecken. . – URL <https://www.franzis.de/bausaetze/diy-projekte/fledermausdetektor-zum-selberstecken-bausatz>. – Zugriffsdatum: 09.12.2024
- [31] KESTER, WALT: *Which ADC architecture is right for your application?* URL <http://picture.iczhiku.com/resource/eetop/shktsesjhdiptmnb.pdf>, 2005
- [32] KNOWLES: SPU0410LR5H-QB: Zero-Height SiSonic Microphone. . – URL http://www.knowles.com/docs/default-source/model-downloads/spu0410lr5h-qb-revh32421a731dfff6ddb37cfff0000940c19.pdf?Status=Master&sfvrsn=cebd77b1_4. – Zugriffsdatum: 05.10.2024
- [33] KONO, Emiko ; TADA, Mitsunori ; KOUCHI, Makiko ; ENDO, Yui ; TOMIZAWA, Yasuko ; MATSUO, Tomoko ; NOMURA, Sachiyo: Ergonomic evaluation of a mechanical anastomotic stapler used by Japanese surgeons. In: *Surgery today* 44 (2014), Nr. 6, S. 1040–1047
- [34] KRINER, EVA: *Kleine Übersicht über die Rufe unserer Fledermäuse*. URL <http://www.fledermaus-bayern.de/downloads.html>. – Zugriffsdatum: 28.09.2024
- [35] LEE, Jong-Sook ; SHIN, Eui-Chol ; SHIN, Dong-Kyu ; KIM, Yong ; AHN, Pyung-An ; SEO, Hyun-Ho ; JO, Jung-Mo ; KIM, Jee-Hoon ; KIM, Gye-Rok ; KIM, Young-Hun ; PARK, Ji-Young ; KIM, Chang-Hoon ; HONG, Jeong-Oh ; HUR, Kang-Heon: Impedance Spectroscopy Models for X5R Multilayer Ceramic Capacitors. In: *Journal of the Korean Ceramic Society* 49 (2012), Nr. 5, S. 475–483. – ISSN 1229-7801
- [36] LEMBKE, Gerald ; LEIPNER, Ingo: *Zum Frühstück gibt's Apps*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2014. – ISBN 978-3-662-43401-7
- [37] LITTLEFUSE: TVS Diode Arrays: Low Capacitance ESD Protection - SP3420-04UTG. . – URL <https://www.littelfuse.com/media?resource?type=datasheets&itemid=a56321e7-8e64-4304-9712-7ceacfb818a0&filename=littelfuse-tvs-diode-array-sp3420-datasheet>. – Zugriffsdatum: 23.10.2024

- [38] MATHWORKS: dsp.FIRDecimator: Perform polyphase FIR decimation (R2024b). . – URL <https://de.mathworks.com/help/dsp/ref/dsp.firdecimator-system-object.html>. – Zugriffsdatum: 14.09.2024
- [39] MEYER, Martin: *Signalverarbeitung*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2021. – ISBN 978-3-658-32800-9
- [40] MICROCHIP: AN826: Crystal Oscillator Basics and Crystal Selection for rfPIC and PICmicro Devices. (2002). – URL <https://ww1.microchip.com/download/en/AppNotes/00826a.pdf>. – Zugriffsdatum: 23.10.2024
- [41] MICROSOFT: Der Support für Windows 10 endet im Oktober 2025: Jetzt auf Windows 11 upgraden. . – URL <https://www.microsoft.com/de-de/windows/end-of-support#:~:text=Nach%20dem%2014.%20Oktober%202025,Sie%20auf%20Windows%2011%20umsteigen..> – Zugriffsdatum: 27.09.2024
- [42] MÖSER, Michael: *Technische Akustik*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2015. – ISBN 978-3-662-47703-8
- [43] NABU FLEDERMAUSSCHUTZ: *Abendsegler: Wer schreit am lautesten unter den Fledermäusen?*. – URL https://fledermausschutz-sachsen.de/index.php?article_id=16. – Zugriffsdatum: 09.09.2024
- [44] NATURSCHUTZBUND HAMBURG: Fledermausarten in Hamburg. . – URL <https://hamburg.nabu.de/tiere-und-pflanzen/saeugetiere/fledermause/05572.html>. – Zugriffsdatum: 09.09.2024
- [45] PFALZER, GUIDO: Social Calls, Distress Calls and Feeding Buzzes of European Bats: *Nyctalus noctula*. . – URL <http://www.avisoft.com/batcalls/>. – Zugriffsdatum: 07.10.2024
- [46] RENESAS: Operational Amplifiers: How to Bias Op-Amps Correctly. (Nov.2017). – URL <https://www.renesas.com/en/document/apn/r13an0003-how-bias-op-amps-correctly>. – Zugriffsdatum: 23.10.2024
- [47] RUNKEL, Volker ; GERDING, Guido: *Akustische Erfassung, Bestimmung und Bewertung von Fledermausaktivität*. Münster : Edition Octopus, 2016. – ISBN 9783959021753
- [48] SALMONY, PHILIP: AltiumDesigner-Libraries: Personal schematic symbol and footprint libraries for Altium Designer. (2023). – URL <https://github.com/pms67/AltiumDesigner-Libraries>. – Zugriffsdatum: 29.11.2024

- [49] SALMONY, PHILIP: Top Microcontrollers for Embedded Systems. (2024). – URL <https://octopart.com/en/pulse/p/top-microcontrollers-embedded-systems>. – Zugriffsdatum: 20.10.2024
- [50] SCHNEIDER, MATTHIAS: *LSB-Methode Bestimmung von Distanzunterschieden mittels parametrierter Schwebungen: Dissertation*. URL https://rosdok.uni-rosstock.de/file/rosdok_disshab_0000000930/rosdok_derivate_000004997/Dissertation_Schneider_2013.pdf, 21.01.2013
- [51] SILICON LABS: AN0046: USB Hardware Design Guidelines. (2013). – URL <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/an0046-efm32-usb-hardware-design-guidelines.pdf>. – Zugriffsdatum: 01.12.2024
- [52] SPECHT, RAIMUND: Social Calls, Distress Calls and Feeding Buzzes of European Bats: *Nyctalus noctula*. . – URL <http://www.avisoft.com/batcalls/>. – Zugriffsdatum: 07.10.2024
- [53] STATCOUNTERGLOBALSTATS: Android Version Market Share Worldwide: Aug 2023 - Aug 2024. (2024). – URL <https://gs.statcounter.com/android-version-market-share>. – Zugriffsdatum: 27.09.2024
- [54] STMICROELECTRONICS: AN4661 Application note: Getting started with STM32F7 Series MCU hardware development. . – URL https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/b0/5c/ba/b2/cb/10/41/dd/DM00164549.pdf/files/DM00164549.pdf/jcr:content/translations/en.DM00164549.pdf. – Zugriffsdatum: 06.10.2024
- [55] STMICROELECTRONICS: IMP23ABSU: Analog bottom port microphone with frequency response up to 80kHz for Ultrasound analysis and Predictive Maintenance applications. . – URL <https://www.st.com/en/mems-and-sensors/imp23absu.html>. – Zugriffsdatum: 05.10.2024
- [56] STMICROELECTRONICS: STM32CubeIDE Data brief: Integrated Development Environment for STM32 products. . – URL <https://www.st.com/en/development-tools/stm32cubeide.html#documentation>. – Zugriffsdatum: 07.10.2024

- [57] STMICROELECTRONICS: STM32F730R8: High-performance and DSP with FPU, Arm Cortex-M7 MCU with 64 Kbytes of Flash memory, 216 MHz CPU, Art Accelerator, L1 cache, HW crypto, SDRAM. . – URL <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f730r8.html>. – Zugriffsdatum: 07.10.2024
- [58] STMICROELECTRONICS ; SENNEQUIER, PIERRE: AN4598 Application note: Pre-amplifying the analog output of a MEMS microphone. (2015). – URL https://www.st.com/resource/en/application_note/an4598-preamplifying-the-analog-output-of-a-mems-microphone-stmicroelectronics.pdf. – Zugriffsdatum: 27.10.2024
- [59] TEXAS INSTRUMENTS: PCM1820: Audio-Analog-zu-Digital-Wandler (ADC), Stereo, 192 KHz, 32 Bit, 113 dB Rauschabstand. . – URL <https://www.ti.com/product/de-de/PCM1820>. – Zugriffsdatum: 05.10.2024
- [60] TEXAS INSTRUMENTS: TLV3541: Einzel-CMOS-Operationsverstärker, 200 MHz, RRIO. . – URL <https://www.ti.com/product/de-de/TLV3541>. – Zugriffsdatum: 06.10.2024
- [61] TEXAS INSTRUMENTS: TLV767: Linearer (LDO) Spannungsregler, 1 V, 16 A mit einstellbarer und fester Ausgangsspannung. . – URL <https://www.ti.com/product/de-de/TLV767>. – Zugriffsdatum: 06.10.2024
- [62] TEXAS INSTRUMENTS: Application Report SPRABV2: General hardware design/BGA PCB design/BGA decoupling. (02.2019). – URL <https://www.ti.com/lit/an/sprabv2/sprabv2.pdf?ts=1729648846416>. – Zugriffsdatum: 23.10.2024
- [63] TEXAS INSTRUMENTS: Application Report SBOA355: Trade-offs Between CMOS, JFET, and Bipolar Input Stage Technology. (2019). – URL https://www.ti.com/lit/ab/sboa355/sboa355.pdf?ts=1728211961896&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.de%252F. – Zugriffsdatum: 06.10.24
- [64] THONGMARK, Siwakorn ; WATTANAPANITCH, Woradorn: Design of a High-Efficiency Low-Ripple Buck Converter for Low-Power System-On-Chips. In: *IEEE Access* 11 (2023), S. 122566–122585
- [65] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12. Aufl. Berlin : Springer, 2002. – ISBN 3-540-42849-6

- [66] UPHAM, Nathan ; BURGIN, Connor ; WIDNESS, Jane ; LIPHARDT, Schuyler ; PARKER, Camila ; BECKER, Madeleine ; ROCHON, Ingrid ; HUCKABY, David ; ZIJLSTRA, Jelle: *Mammal Diversity Database*. American Society of Mammalogists, 2024
- [67] WALSER, SEBASTIAN: *Programmierbare kapazitive MEMS-Mikrofone*. URL <https://athene-forschung.rz.unibw-muenchen.de/doc/126040/126040.pdf>. – Zugriffsdatum: 13.09.2024, 2017
- [68] WEINZIERL, Stefan: *Handbuch der Audiotechnik*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2008. – ISBN 978-3-540-34300-4
- [69] WENDEL, RALF: *HF- und Mikrowellentechnik: Printed Inverted F Antenne*. 2023
- [70] WERNER, Martin: *Nachrichtentechnik*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017. – ISBN 978-3-8348-2580-3
- [71] WIJNINGS, Patrick W. ; STUIJK, Sander ; SCHOLTE, Rick ; CORPORAAL, Henk: Characterization of Mems Microphone Sensitivity and Phase Distributions with Applications in Array Processing. In: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, issuing b. (Hrsg.): *ICASSP 2021 - 2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, IEEE, uuuu-uuuu, S. 4480–4484. – ISBN 978-1-7281-7605-5
- [72] WILDLIFE ACOUSTICS: Echo Meter Touch 2: Bat Detector with USB-C for iOS and Android. . – URL <https://www.wildlifeacoustics.com/products/echo-meter-touch-2>. – Zugriffsdatum: 14.09.2024
- [73] WILDLIFE ACOUSTICS: Echo Meter Touch 2 Pro: Bat Detector with USB-C for iOS and Android. . – URL <https://www.wildlifeacoustics.com/products/echo-meter-touch-2-pro>. – Zugriffsdatum: 14.09.2024
- [74] WILDLIFE ACOUSTICS: Kaleidoscope Pro Analysis Software: Wildlife sound analysis software built with the professional in mind. . – URL <https://www.wildlifeacoustics.com/products/kaleidoscope-pro>. – Zugriffsdatum: 14.09.2024
- [75] WILDLIFE ACOUSTICS: Song Meter SM4BAT FS Ultrasonic Recorder: Setting the standard for ultrasonic wildlife recorders. . – URL <https://www.wildlifeacoustics.com/products/song-meter-sm4bat>. – Zugriffsdatum: 14.09.2024
- [76] WINER, Ethan: *The Audio Expert, 2nd Edition*. Second edition. Routledge, 2017. – ISBN 978-0-415-78883-0

A Ultraschall Mikrofon-Array-Adapter

Kupferlagen & Impedanzkontrolle

In diesem Abschnitt werden die einzelnen Kupferlagen, der Leiterplattenaufbau und die Impedanzkontrolle der U-Adapter-Leiterplatte gezeigt. Die Berechnung der Leiterbahnimpedanzen erfolgt nach der Gleichung [11]

$$Z_0 = \frac{87,0}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \cdot \ln \left(\frac{5,98 \cdot h}{0,8 \cdot w + t} \right) . \quad (\text{A.1})$$

- ϵ_r : Dielektrikumskonstante des Substrates
- h: Substrathöhe
- w: Leiterbahnbreite
- t: Leiterbahnhöhe

Zu beachten ist, dass die Gleichung A.1 nur für unsymmetrische Mikrostreifenleitungen (Leiterbahn auf Dielektrikum mit nur einer Massefläche als Referenz) gilt. Die verwendete EDA-Software (EDA: Electronic Design Automation) ist in der Lage, aus dem vorgegebenen Leiterplattenaufbau die benötigte Leiterbahnbreite w zu berechnen. Die Tabellen A.1 bis A.3 zeigen die ermittelten Leiterbahnbreiten für unsymmetrische und symmetrische Datenleitungen sowie die ermittelten Abstände zwischen symmetrischen Datenleitungspaaren, basierend auf den Angaben in Abbildung A.1. Die ermittelten Leiterbahnbreiten und Abstände werden für den U-Adapter verwendet. Die Abbildungen A.2 bis A.9 zeigen die Kupferlagen der U-Adapter Leiterplatte.

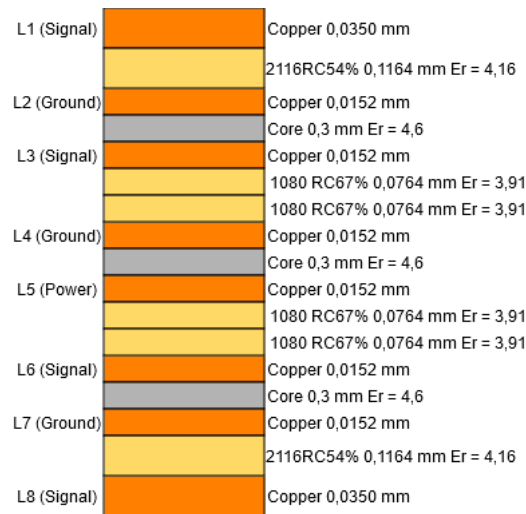


Abbildung A.1: Leiterplattenaufbau zur Impedanzkontrolle

Tabelle A.1: Kontrollierte Impedanz und entsprechende Leiterbahnbreiten für 50 Ω unsymmetrische Datenleitungen

Sig. Layer	Top Ref.	Bot. Ref.	Width	Impedance	Deviation
L1	-	L2 (GND)	0,186 mm	50,02 Ω	0,05 %
L3	L2 (GND)	L4 (GND)	0,172 mm	49,99 Ω	0,01 %
L6	L5 (Power)	L7 (GND)	0,172 mm	49,99 Ω	0,01 %
L8	L7 (GND)	-	0,186 mm	50,02 Ω	0,05 %

Tabelle A.2: Kontrollierte Impedanz und entsprechende Leiterbahnbreiten für 90 Ω symmetrische USB-Datenleitungen

Sig. Layer	Top Ref.	Bot. Ref.	Width	Gap	Impedance	Deviation
L1	-	L2 (GND)	0,137 mm	0,12 mm	90,01 Ω	0,01 %
L3	L2 (GND)	L4 (GND)	0,133 mm	0,12 mm	90,01 Ω	0,01 %
L6	L5 (Power)	L7 (GND)	0,133 mm	0,12 mm	90,01 Ω	0,01 %
L8	L7 (GND)	-	0,137 mm	0,12 mm	90,01 Ω	0,01 %

Tabelle A.3: Kontrollierte Impedanz und entsprechende Leiterbahnbreiten für 100 Ω symmetrische ADC-Analogeingangsleitungen

Sig. Layer	Top Ref.	Bot. Ref.	Width	Gap	Impedance	Deviation
L1	-	L2 (GND)	0,1 mm	0,12 mm	100,03 Ω	0,03 %
L3	L2 (GND)	L4 (GND)	0,098 mm	0,12 mm	99,95 Ω	0,05 %
L6	L5 (Power)	L7 (GND)	0,098 mm	0,12 mm	99,95 Ω	0,05 %
L8	L7 (GND)	-	0,1 mm	0,12 mm	100,03 Ω	0,03 %

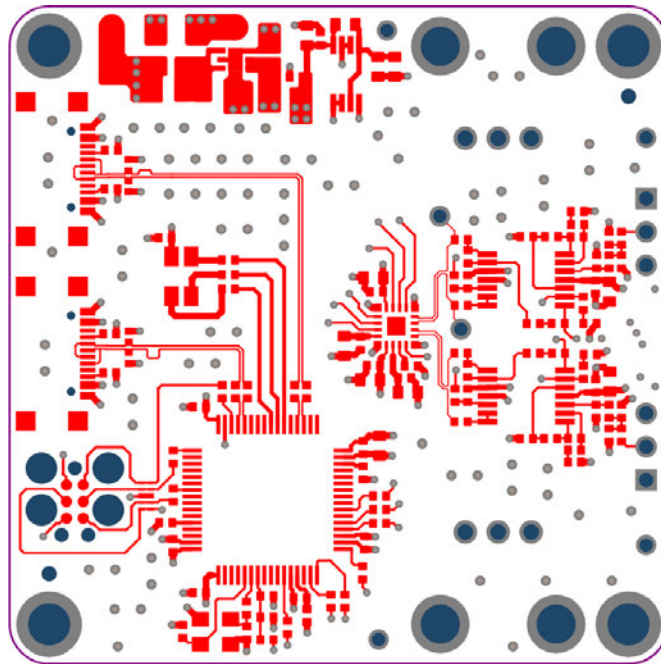


Abbildung A.2: U-Adapter Layer 1 Signal (Nicht maßstabsgetreu)

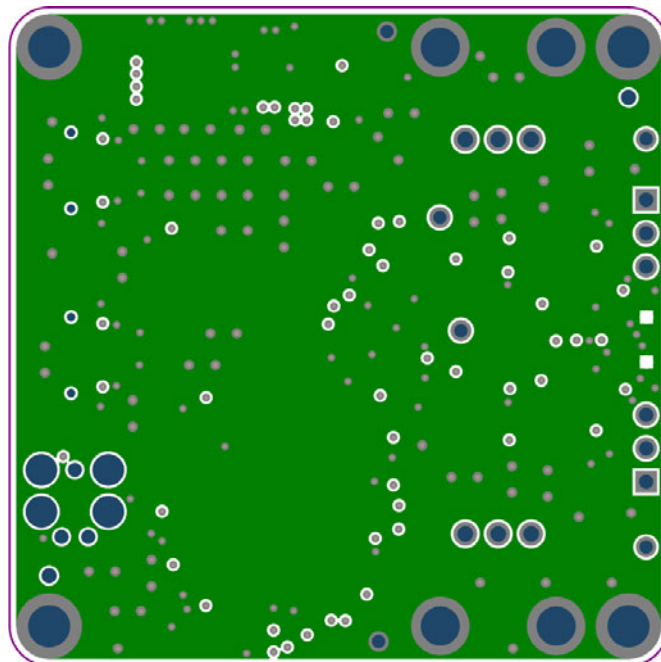


Abbildung A.3: U-Adapter Layer 2 Ground (Nicht maßstabsgetreu)

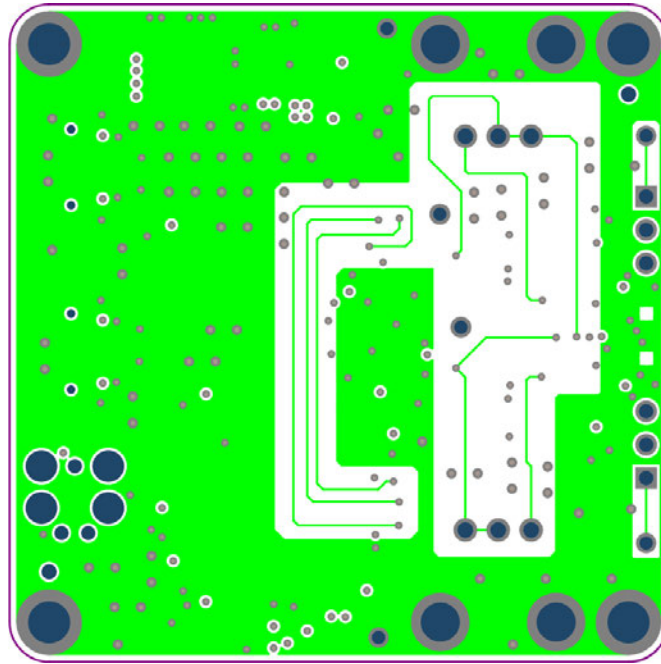


Abbildung A.4: U-Adapter Layer 3 Signal (Nicht maßstabsgetreu)

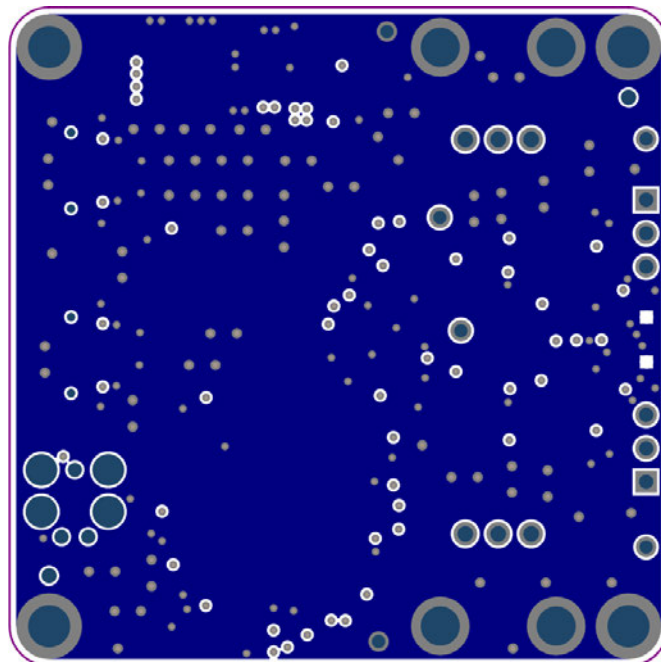


Abbildung A.5: U-Adapter Layer 4 Ground (Nicht maßstabsgetreu)

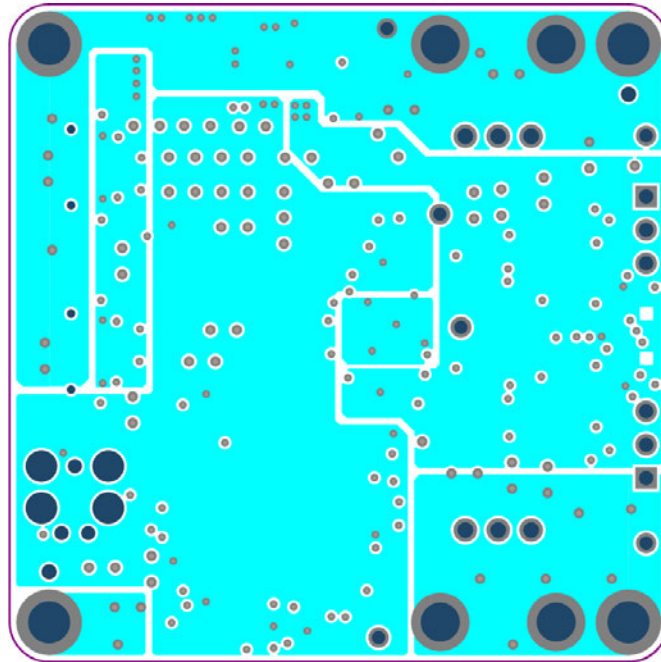


Abbildung A.6: U-Adpater Layer 5 Power (Nicht maßstabsgetreu)

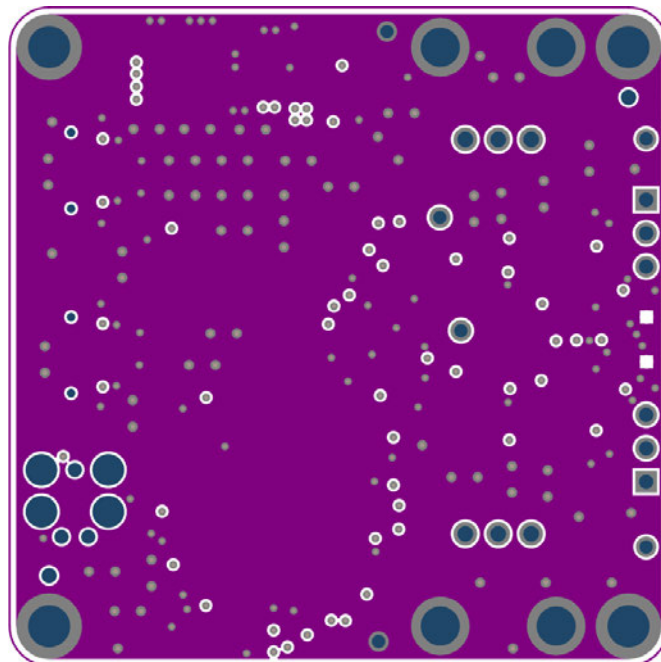


Abbildung A.7: U-Adpater Layer 6 Signal+Ground (Nicht maßstabsgetreu)

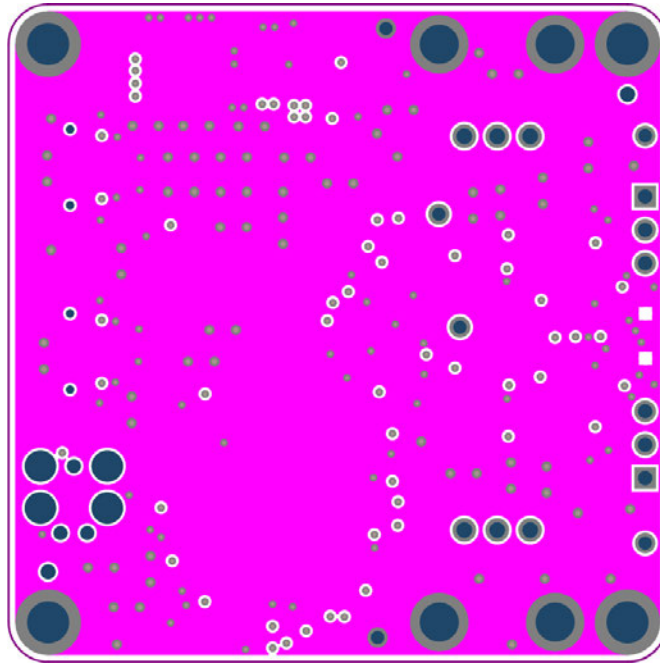


Abbildung A.8: U-Adapter Layer 7 Ground (Nicht maßstabsgetreu)

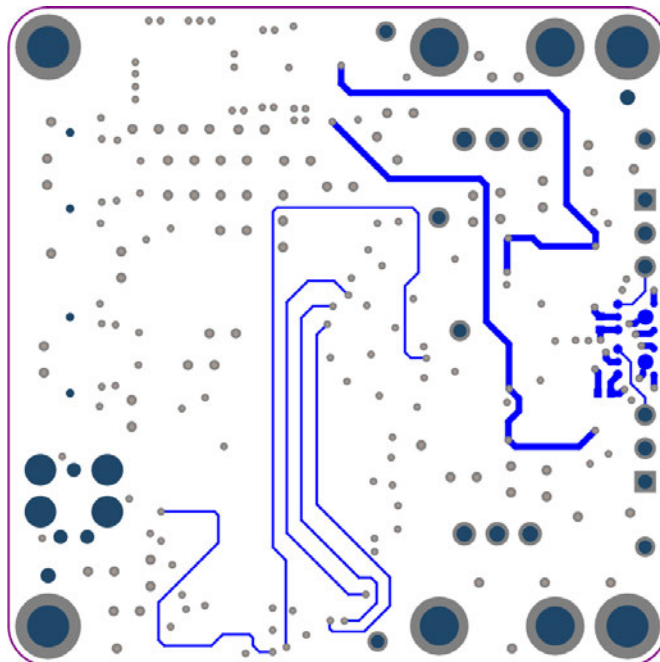


Abbildung A.9: U-Adapter Layer 8 Signal (Nicht maßstabsgetreu)

B Materialkosten des Ultraschall Mikrofon-Array Adapters

Für die Kostenabschätzungen werden Messspitzen, Stiftleisten, Debug RGB-LED und STLINKV3SET Debug Emulator nicht berücksichtigt, da diese lediglich für die Prototypenentwicklung zum Einsatz kommen. Da die USB-HS Schnittstelle nicht in Verwendung kommt, reicht eine USB-Buchse (GSB1C41110SSHR) aus. Tabelle B.1 zeigt die Verwendeten Komponenten und ihre Anschaffungskosten.

Tabelle B.1: Komponenten und Anschaffungskosten des U-Adapters (Stand 09.12.2024)

Bauteil	Beschreibung	Anzahl	Preis [€]
885012205092	100 nF X7R Kondensator 0402	25	2,38
GRM188R61E106KA73D	10 μ F X5R Kondensator 0603	10	0,69
C0402C100J5RAC	10 pF X7R Kondensator 0402	2	0,19
GRM155R6YA225KE11J	2,2 μ F X5R Kondensator 0402	1	0,13
GRM155C81E105KE11J	1 μ F X6S Kondensator 0402	11	0,33
GRM21BR61E106MA73L	10 μ F X5R Kondensator 0805	2	0,34
GRM185R61C105KE44J	1 μ F X5R Kondensator 0603	4	0,53
GRM1555C1H151FA01J	150 pF C0G Kondensator 0402	2	0,53
SP3420-04UTG	TVS Diodenarray	1	0,84
RCLAMP3361P.TFT	TVS Diode	2	0,76
BLM18KG121TN1D	120 Ω Ferritperle 0603	1	0,10
BLM21PG121SN1D	120 Ω Ferritperle 0805	1	0,11
BLM15PD121SN1D	120 Ω Ferritperle 0402	1	0,10
STM32F730R8T6	ARM cortex-M7 216 MHz MCU	1	5,77
TLV76733DRVR	+3,3V Linearregler 1A	1	0,48
PCM1820IRTER	32-Bit 192 kHz Audio ADC	1	3,71
TLV3542IDGKR	Zweikanal Operationsverstärker	1	1,60
TLV3544IPWR	Vierkanal Operationsverstärker	2	4,58
SPU0410LR5H-QB	Omnidirektionales MEMS-Mikrofon	2	1,27
GSB1C41110SSHR	USB Typ-C Buchse	1	0,65
ERA-2AKD220X	22 Ω Dünnschicht Widerstand 0402	15	0,84
RNCF0402DTE10K0	10 k Ω Dünnschicht Widerstand 0402	6	0,57
MCS0402MD1001DE000	1 k Ω Dünnschicht Widerstand 0402	10	0,54
RCS04020000Z0ED	0 Ω Dickfilm Widerstand 0402	1	0,10
ERJ-2RKF5101X	5,1 k Ω Dickfilm Widerstand 0402	2	0,19
CRCW06034K70FKEAHP	4,7 k Ω Dickfilm Widerstand 0402	2	0,27
MCS04020C1004FE000	1 M Ω Dünnschicht Widerstand 0402	10	0,37
MCS04020C4701FE000	4,7 k Ω Dünnschicht Widerstand 0402	4	0,38
PTV09A-4020F-B105	1 M Ω Potentiometer	2	2,06
ABM8W-25.0000MHZ-7-B1U-T3	25 MHz Quarzoszillator	2	0,27
-	8 Kupferlagen Leiterplatte (50 x 50 mm)	1	0,38
Gesamtkosten			30,64

C Beispielaufnahmen von Funktionsgeneratorsignalen

Weitere GUI-Ergebnisse der beschriebenen Testfälle aus Abschnitt 6.4.1 werden in den Abbildungen C.1 bis C.3 dargestellt.

C Beispielaufnahmen von Funktionsgeneratorsignalen

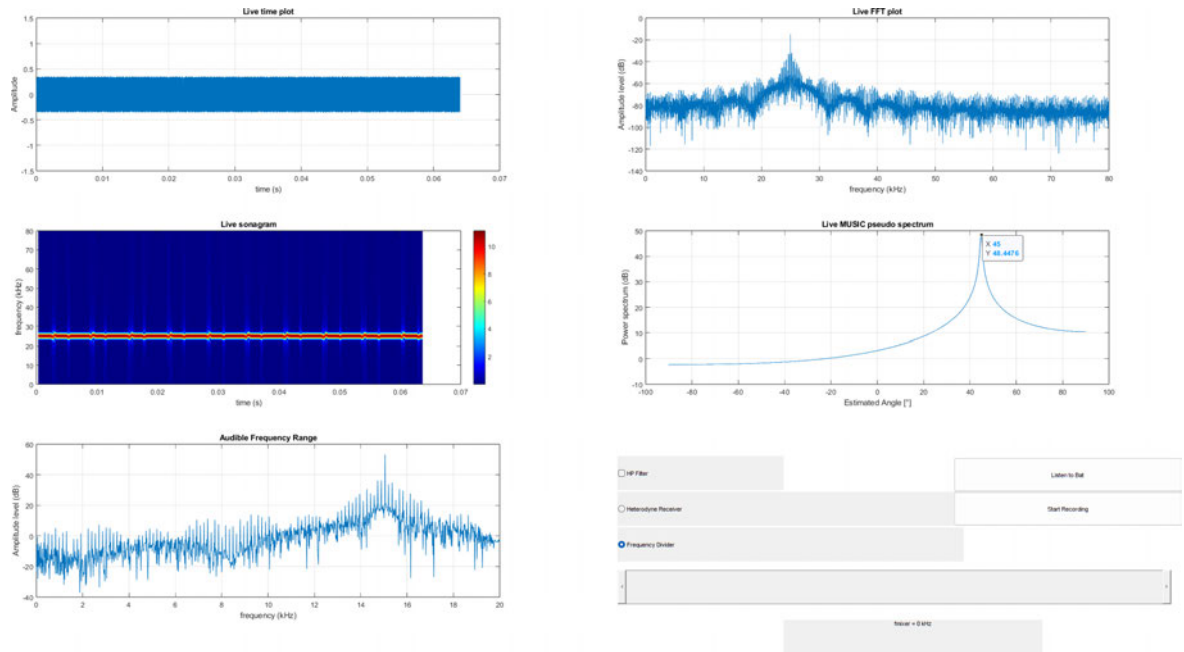


Abbildung C.1: GUI-Ergebnis Testsignal 1 mit Frequenzteiler-Verfahren

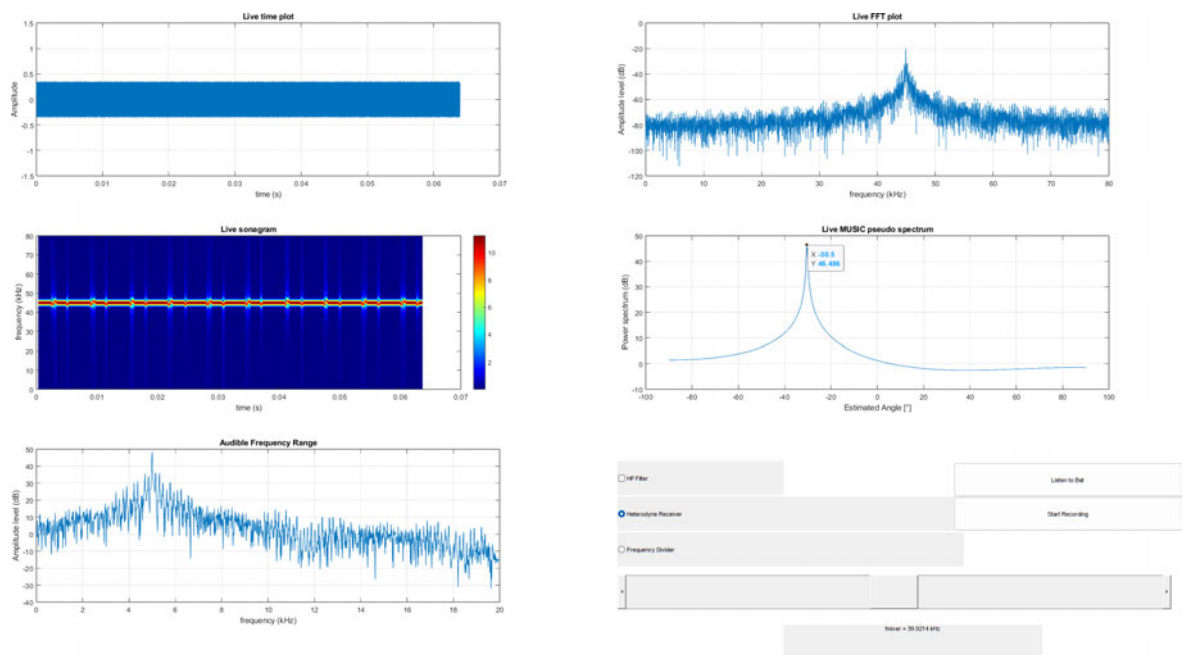


Abbildung C.2: GUI-Ergebnis Testsignal 2 mit Heterodyn-Verfahren

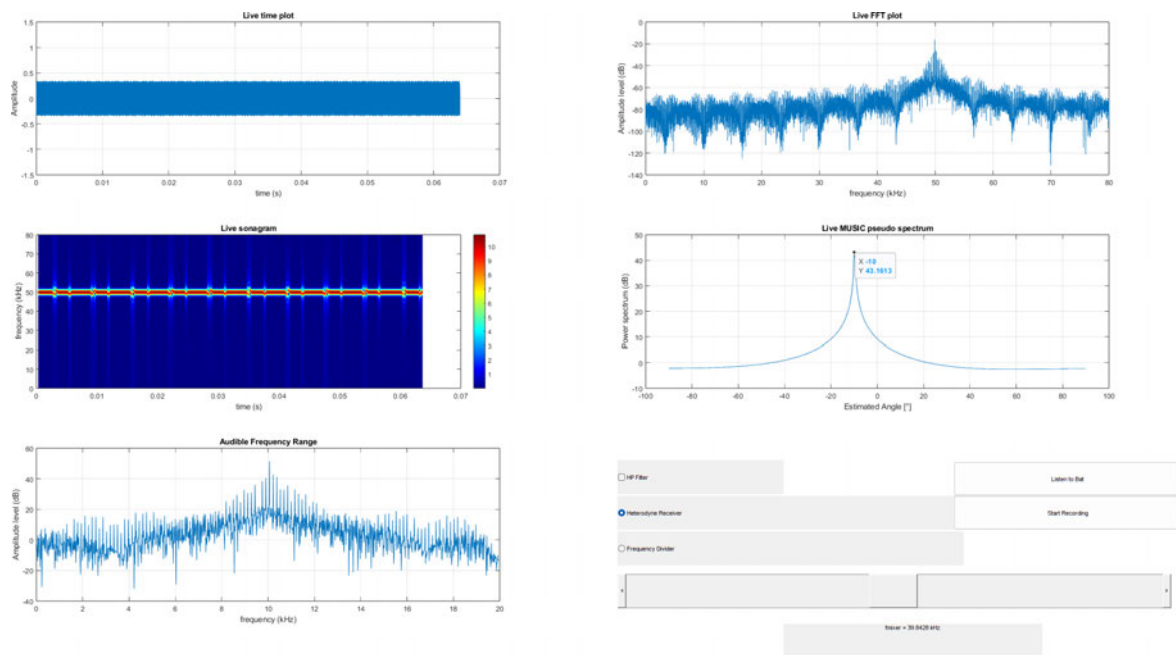


Abbildung C.3: GUI-Ergebnis Testsignal 4 mit Heterodyn-Verfahren

D Inhalt des Datenträgers

Zu dem Druckexemplar dieser Arbeit gehört ein Datenträger, dessen Inhalte nachfolgend aufgelistet werden. Der Datenträger liegt den Prüfern Prof. Dr. Marc Hensel und Prof. Dr. Matthias Kronauge vor und kann nach Absprache eingesehen werden.

01_PDF Digitale Version dieser Arbeit im PDF-Format

02_OCTAVE Sämtliche .m-Dateien, die zur Simulation und Softwareentwicklung genutzt wurden

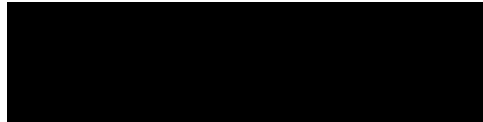
03_DRIVER Treibersoftware des Ultraschall Mikrophon-Array-Adapters als STM32CubeIDE Projekt

04_HARDWARE Schaltungs- und PCB-Layout Projekt sowie Gerber-Dateien des Ultraschall Mikrophon-Array-Adapters

05_CASE 3D Step- und STL-Dateien des Ultraschall Mikrophon-Array-Adapter Gehäuses

Erklärung zur selbständigen Bearbeitung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.



Ort

Datum

Unterschrift im Original