

Entwicklung der elektronischen Steuerung für die autonomen Schmelzsonden des akustischen Ortungsnetzwerks im EnEx-RANGE-Projekt

Von der Fakultät für Mathematik, Informatik und Naturwissenschaften der
RWTH Aachen University zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktors der Ingenieurwissenschaften genehmigte Dissertation

vorgelegt von

Lars Steffen Weinstock, M.Sc. RWTH Aachen University

aus Gummersbach

Berichter: Universitätsprofessor, Dr. rer. nat. Christopher Wiebusch
Universitätsprofessor, Dr.-Ing. Dirk Abel

Tag der mündlichen Prüfung: 21.11.2019

Diese Dissertation ist auf den Internetseiten der Universitätsbibliothek verfügbar.

Eidesstattliche Erklärung

Ich, Lars Steffen Weinstock (Matrikel-Nr. 291258), versichere hiermit, dass ich die vorliegende Dissertation mit dem Thema

*Entwicklung der elektronischen Steuerung für die autonomen Schmelzsonden
des akustischen Ortungsnetzwerks im EnEx-RANGE-Projekt*

selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe, wobei ich alle wörtlichen und sinngemäßen Zitate als solche gekennzeichnet habe. Die Arbeit wurde bisher keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch nicht veröffentlicht.

Aachen, den 13. Juli 2019

LARS STEFFEN WEINSTOCK

Kurzfassung

Der Saturnmond Enceladus ist ein interessanter Kandidat für die Suche nach extraterrestrischem Leben: Unter der dicken Eisschicht des Mondes befindet sich ein globaler Salzwasserozean, der mikrobiologisches Leben beherbergen könnte. Um die Technologieentwicklung für eine Raumfahrtmission zum Enceladus voranzutreiben, hat das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt die *Enceladus Explorer* Initiative gestartet. Ziel der Raumfahrtmission ist es, auf der Oberfläche des Mondes zu landen und mit einer manövrierbaren Schmelzsonde in seinen Eispanzer einzudringen. Die Sonde soll eine wasserführende, oberflächennahe Spalte ansteuern, eine Flüssigkeitsprobe nehmen und diese auf mikrobiologisches Leben untersuchen. Eine solche Sonde, der *IceMole*, wurde für ein terrestrisches TestszENARIO im Rahmen des EnEx-Verbundvorhabens entwickelt und in der Antarktis erfolgreich eingesetzt. Um das akustische Positionierungssystem des *IceMole* zu verbessern, wurden im Nachfolgeprojekt EnEx-RANGE autonome, akustisch instrumentierte Schmelzsonden entwickelt, die die akustischen Oberflächenemitter des EnEx-Verbundvorhabens ersetzen. Diese Sonden, die sog. APUs, können sich mit dem *IceMole* in die Tiefe einschmelzen und bilden ein robustes Referenzsystem, in dem alle APUs und der *IceMole* durch Laufzeitmessungen lokalisiert werden. Darüber hinaus sammelt dieses akustische Ortungsnetzwerk Informationen über das instrumentierte Eisvolumen wie die Position von Hindernissen oder Gletscherspalten. Im Projekt EnEx-RANGE wurden an der RWTH Aachen 13 APUs entwickelt, gefertigt und in mehreren Gletschertests erfolgreich eingesetzt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde die elektronische Steuerung für die APUs entwickelt. Die Systeme dieser Steuerung ermöglichen es einer APU, den Zustand im Inneren der Sonde wie z.B. Temperatur und Innendruck zu erfassen, sich mit einer Gesamtleistung von 2,4 kW einzuschmelzen sowie leistungsstarke akustische Signale durch Eis zu senden: Die maximale Reichweite der Signalübertragung im Ortungsnetzwerk bei der optimalen Sendefrequenz von 10,1 kHz und mit einem Signal-Rausch-Verhältnis von 10 : 1 beträgt 38 m. Neben der Entwicklung der elektronischen Komponenten wurde die mechanische Konstruktion des akustischen Emitters der APU untersucht und Verbesserungen zur Erhöhung der Reichweite erarbeitet. Im finalen Gletschertest von EnEx-RANGE wurde zur Demonstration der Funktionalität der elektronischen Steuerung eine Messung zur Charakterisierung der akustischen Signalübertragung im akustischen Ortungsnetzwerk in Eis durchgeführt.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Enceladus	2
1.2	EnEx-Verbundvorhaben	3
1.3	EnEx-RANGE	5
1.4	Autonome Pingereinheit (APU)	6
2	Steuerung und Überwachung	13
2.1	APU-Trägerplatine	13
2.1.1	Kommunikationsüberwachung	16
2.1.2	Sensorik	17
2.1.3	Fazit	17
2.2	Heizsystem	18
2.2.1	Triac-Treiber	19
2.2.2	Fazit	20
3	Akustisches Emittersystem	21
3.1	APU-Pinger	21
3.1.1	Mechanischer Aufbau	21
3.1.2	Elektromechanisches Ersatzschaltbild	23
3.1.2.1	Tonpilz	23
3.1.2.2	Antriebsstapel	26
3.1.3	Vorbereitende Studien	30
3.1.3.1	Analytische Evaluierung	31
3.1.3.2	Numerische Evaluierung	32
3.1.3.3	Fazit	35
3.1.4	Labormessungen	36
3.1.4.1	Versuchsaufbau	36
3.1.4.2	Bestimmung der Modellparameter	40
3.1.4.3	Ankopplung der Heckmasse	41
3.1.4.4	Ankopplung der Pingerhülle	46
3.1.4.5	Verhaltensreproduzierbarkeit	48
3.1.4.6	Dauerbelastung	52
3.1.4.7	Fazit	57

3.2	Pinger Front-End	61
3.2.1	Serielle Kommunikation	63
3.2.2	Funktionsgenerator	65
3.2.3	Endstufe	67
3.2.4	Fazit	71
3.3	Spannungsversorgung Pinger	72
3.3.1	EMI-Filter und AC/DC Wandler	74
3.3.2	Übertrager	79
3.3.3	Regler	82
3.3.4	Fazit	88
4	Gesamtsystemtest	89
4.1	Gletschertest Langenferner	89
4.2	Akustische Charakterisierung	90
4.2.1	Versuchsaufbau	90
4.2.2	Datenprozessierung	92
4.2.3	Übertragungscharakteristik	99
4.2.4	Reichweite	101
4.3	Fazit	105
5	Zusammenfassung und Ausblick	107
A	Anhang APU-Trägerplatine	111
B	Anhang Heizsystem	119
C	Anhang Pinger Front-End	123
D	Anhang Spannungsversorgung Pinger	133
E	Messprotokoll CeramTec Sonox P4	141
	Literatur	143

Abkürzungsverzeichnis

AC	Wechselstrom 75–77, 85
ADC	Analog-Digital Umsetzer 88, 91
APS	<i>Acoustic Positioning System</i> 4, 5
APU	<i>Autonomous Pinger Unit</i> 5–11, 13, 14, 18–21, 38, 54, 60, 61, 92–94, 98, 100, 101, 103–105, 108, 109, 111, 112, 151, 152, 154, 155
BMWi	Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie 5
DC	Gleichstrom 75–77, 85
DLR	Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt 3
DOM	<i>Digital Optical Module</i> 112
EMI	Elektromagnetische Interferenz 6, 65, 68, 75–78, 153
EnEx	<i>Enceladus Explorer</i> 3–5, 151
EnEx-RANGE	Robuste Autonome Akustische Navigation in GletscherEis 5, 6, 10
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> 8
GPS	<i>Global Positioning System</i> 1
HSt	Heizersteuerung 8, 18, 19, 151
HTR	Heizer-Triac-Ring 8, 18–20, 151
I ² C	<i>Inter-Integrated-Circuit Bus</i> 13–17, 19, 76, 77
ISR	<i>Interrupt Service Routine</i> 88, 89
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor 64, 68, 70, 72, 73, 77, 80, 81, 85, 89, 153

PFE	Pinger Front-End 7, 9, 21, 64–71, 73–77, 91, 111, 112, 153
PID	Proportional-Integral-Differential Regler 91
RCS	RANGE <i>Control System</i> 10, 11, 93, 94, 151
SMA	<i>SubMiniature version A</i> Schraubverbinder 65, 72
SoC	<i>System-On-Chip</i> 8, 10, 13–17
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> 9, 13
SvP	Spannungsversorgung Pinger 7, 8, 21, 75–77, 80, 85, 88, 89, 91, 111, 112, 153

Einleitung

Positionsbestimmung durch Trilateration wird bereits seit Jahrzehnten erfolgreich genutzt, um mit dem satellitengestützten *Global Positioning System* (GPS) einen GPS-Empfänger mit einer Genauigkeit von 3,5 m auf der Erde zu lokalisieren [7]. Die Positionsbestimmung erfolgt dabei durch die präzise Messung der Laufzeiten der GPS-Signale von mehreren GPS-Satelliten zu einem Empfänger. Sind die Laufzeiten bekannt, kann der Abstand der Sender vom Empfänger berechnet und durch Trilateration die Position des Empfängers bestimmt werden. Ein auf der Laufzeitmessung akustischer Signale basierendes System soll entwickelt werden, um in einer zukünftigen Raumfahrtmission zum Saturnmond Enceladus eine manövrierbare Schmelzsonde im Eispanzer des Mondes zu lokalisieren und zu navigieren. In dem bereits abgeschlossenen EnEx-Verbundvorhaben wurde eine solche manövrierbare Schmelzsonde, der sog. *IceMole*, entwickelt und ihre Navigationsfähigkeit in der Antarktis demonstriert [30]. Analog zu den Satelliten des GPS wurden akustische Emittter in die antarktischen Eisoberfläche eingebracht und die Position des *IceMole* wurde mittels Trilateration bestimmt [16]. Um die Navigationsfähigkeit des *IceMole* zu verbessern, robuster zu gestalten und ein größeres Eisvolumen abzudecken, wurden im Nachfolgeprojekt EnEx-RANGE akustisch instrumentierte Schmelzsonden entwickelt, die ihre Position im Eis durch Einschmelzen autonom anpassen [20].

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine elektronische Steuerung für die autonomen Schmelzsonden im EnEx-RANGE-Projekt entwickelt. Diese elektronische Steuerung besteht aus dem Steuerungs- und Überwachungssystem (siehe Kapitel 2) und dem akustischen Emittersystem, mit dem die Sonden leistungsstarke akustische Signale senden (siehe Kapitel 3). Zudem wurde die Konstruktion des akustischen Emitters mithilfe eines elektromechanischen Ersatzschaltbildes in Labormessungen analysiert und die Übertragungscharakteristik der akustischen Signale zwischen den Sonden in einem Feldtest auf dem Alpengletscher Langenferner vermessen (siehe Kapitel 4). Im Folgenden soll zunächst die Notwendigkeit einer Raumfahrtmission zum Enceladus motiviert sowie das EnEx-Verbundvorhaben und das Projekt EnEx-RANGE vorgestellt werden. Am Ende dieses Kapitels wird ein ausführlicher Überblick über die für die autonomen Schmelzsonden entwickelten Systeme gegeben.

1.1 Enceladus

Der Enceladus ist mit einem mittleren Durchmesser von 504 km der sechstgrößte Mond des Saturns [43] und wurde 1789 von Wilhelm Herschel entdeckt [21]. Die Oberfläche des Mondes besteht aus einer dicken Eisschicht, die 80 % des einfallenden Sonnenlichts reflektiert und damit die höchste Albedo der bekannten Objekte unseres Sonnensystems besitzt [23]. Aufgrund dieses hohen Reflexionsgrades herrschen auf der Oberfläche des Enceladus mit -198 °C (75 K) im Mittel niedrigere Temperaturen als auf allen anderen Monden des Saturns [46]. Abbildung 1.1 zeigt den Eismond Enceladus und seine Oberfläche.

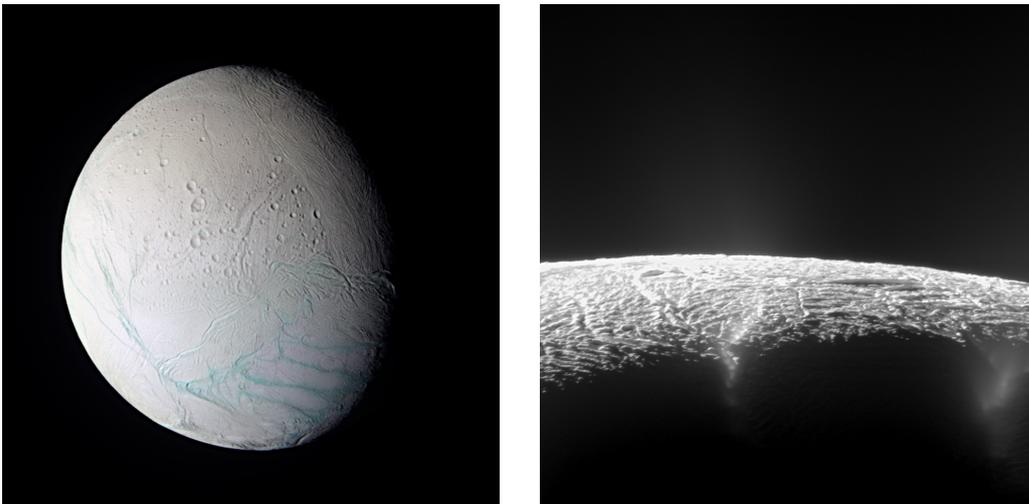


Abb. 1.1.: Aufnahmen der Sonde Cassini vom Saturnmond Enceladus (links) und von der Oberfläche in der Südpolarregion des Mondes (rechts) [24, 25]

Die Bilder, die von der Sonde Cassini im Zeitraum von 2005 bis 2017 in zahlreichen Vorbeiflügen aufgenommen wurden, zeigen eine geologisch aktive Region um den Südpol des Enceladus [47]: Während in der Nordhemisphäre viele Einschlagkrater zu finden sind, fehlen diese in der von Schluchten durchzogenen Südpolarregion. Diese Beobachtungen legen den Schluss nahe, dass die Oberfläche dieser Region ständig erneuert wird. Zudem werden aus den schluchtartigen Vertiefungen, den sog. *Tigerstripes*, große Fontänen von Eispartikeln, die sog. *Plumes*, ins Weltall geschleudert und speisen den E-Ring des Saturns [50, 35]. Die Cassini-Sonde hat in mehreren Flügen durch diese *Plumes* die Zusammensetzung der Eispartikelwolken analysiert und neben molekularem Wasserstoff und Ammonium auch organische Verbindungen gefunden [55]. Diese und weitere Analysen verschiedener Messdaten von Cassini legen nahe, dass sich unter dem Eispanzer ein globaler Salzwasserozean [51] mit einem Kern aus silikatischem Gestein befindet [56]. Die Temperaturen im Bereich der *Tigerstripes* liegen mit -128 °C (145 K) deutlich über der durchschnittlichen Temperatur auf der Oberfläche. Die Ursache für diese

Zonen lokaler Erwärmung können geothermische Energiequellen sein, die durch die Wirkung der Gezeitenkräfte des Saturns auf den Kern des Enceladus gespeist werden [46].

Damit erfüllt der Enceladus die drei Kriterien, die nach aktuellem Kenntnisstand nötig sind, um mikrobiologische Organismen zu beherbergen: Die Existenz von organischen Verbindungen, einer thermischen Energiequelle und von flüssigem Wasser [22]. Dies macht den Eismond zu einem sehr interessanten Kandidaten für die Suche nach extraterrestrischem Leben [49, 38].

1.2 EnEx-Verbundvorhaben

Um den Enceladus weiter zu untersuchen hat das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) die Initiative *Enceladus Explorer* (EnEx) gestartet. Das Ziel der EnEx-Initiative ist es, eine Raumfahrtmission zum Enceladus vorzubereiten, um dort nach extraterrestrischem Leben zu suchen [9]. Abbildung 1.2 zeigt das EnEx-Missionsszenario: Eine Landeeinheit wird von einer Raumsonde zum Enceladus transportiert, landet auf der Oberfläche des Mondes in der Nähe eines Geysirs in den Schluchten der *Tigerstripes* und bringt eine manövrierbare Schmelzsonde aus. Diese Sonde schmilzt sich in den Eispanzer des Mondes ein und steuert eine oberflächennahe, wasserführende Spalte des Geysirs an, um eine Flüssigkeitsprobe zu nehmen und diese Probe *in-situ* auf die Existenz von Mikroorganismen untersuchen [30].

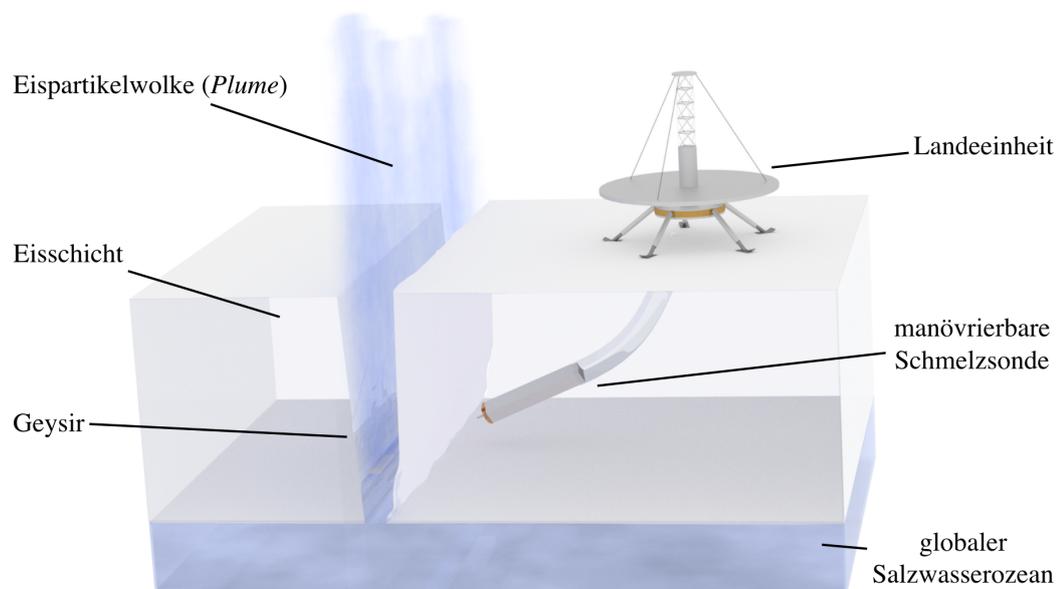


Abb. 1.2.: Ein mögliches Szenario für die Raumfahrtmission der EnEx-Initiative [12]

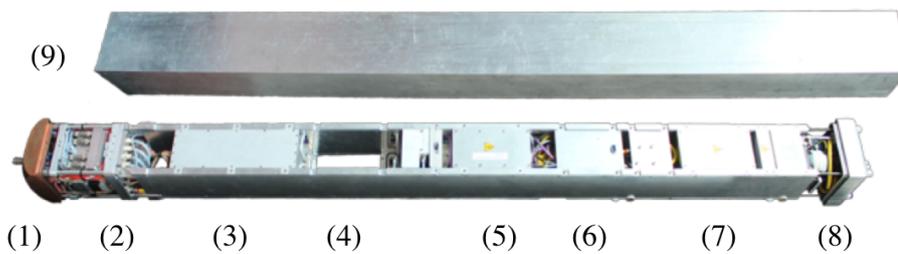


Abb. 1.3.: Im EnEx-Verbundvorhaben entwickelte, manövrierbare Schmelzsonde *IceMole*: (1) Schmelzkopf mit Eisschraube, (2) Schrittmotoren mit Getriebe, (3) Akustiksubsystem, (4) Platz für Inertialsensorik und Magnetometer, (5) Sondensteuerung, (6) Behälter für Flüssigkeitsprobe, (7) Spannungsversorgung, (8) Rückplatte mit Heizer und (9) Hülle mit Seitenheizern [16, 12] (Foto: Clemens Espe, FH Aachen)

Dabei muss die Schmelzsonde verschiedenen Anforderungen genügen: Sie muss selbständig eine wasserführende Spalte identifizieren und diese ansteuern, dabei Hindernisse erkennen und umfahren können. Diese Entscheidungen müssen autonom von der Sonde getroffen werden, da die Kommunikation zwischen einer Basisstation auf der Erde und der Landeeinheit auf dem Enceladus eine Latenz von 70 bis 90 Minuten hat [10]. An der Spalte angekommen, muss die Sonde dann eine Flüssigkeitsprobe kontaminationsfrei entnehmen und analysieren können.

Im EnEx-Verbundvorhaben haben die FH Aachen, die RWTH Aachen, die Technische Universität Braunschweig, die Universität Bremen, die Universität der Bundeswehr München und die Bergische Universität Wuppertal im Zeitraum von Februar 2102 bis April 2015 gemeinsam Navigationstechnologien und eine manövrierbare Schmelzsonde, den bereits erwähnten *IceMole* entwickelt und in mehreren Feldtests erfolgreich erprobt [6, 12, 16, 30]. Abbildung 1.3 zeigt den *IceMole* und seine Komponenten.

Für die Navigation und Trajektorienplanung verfügt der *IceMole* über Inertialsensorik, ein differentielles Magnetometer, ein System zur akustischen Erkundung des Vorfeldes und ein System zur akustischen Lokalisierung [30, 32, 16]. Das System zur akustischen Lokalisierung, auch *Acoustic Positioning System* (APS) genannt, basiert auf der Laufzeitmessung akustischer Signale, die von Emittlern in einer Tiefe von ca. 1 m unter der Eisoberfläche gesendet und von akustischen Sensoren im Kopf des *IceMole* empfangen werden, wie in Abbildung 1.4 dargestellt ist. Sind Schallgeschwindigkeit, die Position und die Signallaufzeiten von mindestens drei Emittlern bekannt, kann auch die Position des *IceMole* bestimmt werden. Mit dem APS konnte die Position der Sonde in Gletschereis über eine Entfernung von 20 m auf 20 cm genau bestimmt werden [16]. Mit dem *IceMole* gelang es erstmals Ende 2014 eine unkontaminierte Flüssigkeitsprobe aus einer subglazialen Spalte an den *Blood Falls* auf dem *Taylor*-Gletscher in der Antarktis zu entnehmen.

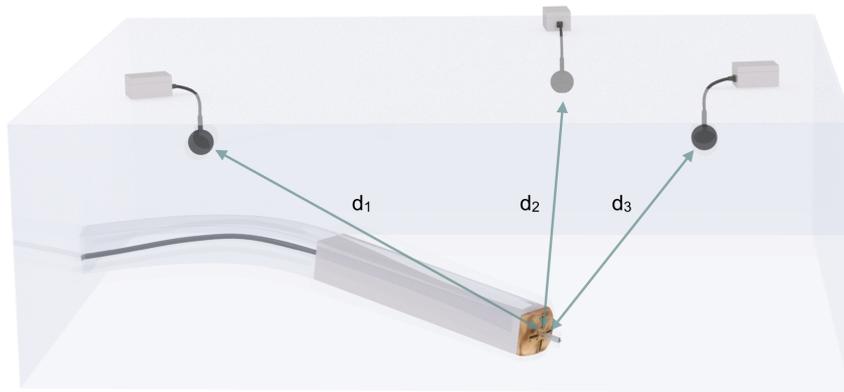


Abb. 1.4.: Positionsbestimmung des *IceMole* durch akustische Emittoren im Eis [12]

1.3 EnEx-RANGE

Da das EnEx-Verbundvorhaben erfolgreich abgeschlossen wurde, wurden zahlreiche Nachfolgeprojekte gestartet, um die Technologien für die Raumfahrtmission zum Enceladus weiterzuentwickeln. Ziel des Projektes Robuste Autonome Akustische Navigation in GletscherEis (EnEx-RANGE) war es, die akustische Navigationsfähigkeit des *IceMole* zu verbessern. Das Projekt EnEx-RANGE wurde von Februar 2015 bis Mai 2019 vom Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie (BMWi) gefördert und fand im Rahmen einer Kollaboration des III. Physikalischen Institutes B und dem Institutscluster IMA/ZLW & IfU¹ der RWTH Aachen statt.

Neben der Überarbeitung der akustischen Vorfelderkundung [32] wurden in EnEx-RANGE auch Änderungen an dem System zur akustischen Lokalisierung (APS) vorgenommen: Anstatt stationäre Oberflächenemitter zur Positionsbestimmung zu nutzen, schmilzt sich ein Netzwerk aus mehreren intelligenten, akustisch instrumentierten Sonden, den sog. *Autonomous Pinger Units* (APUs), zusammen mit dem *IceMole* in das Eisvolumen ein. Bei den APUs handelt es sich um kompakte zylinderförmige Schmelzsonden mit einem Durchmesser von 80 mm und einer Länge von etwa 1 m, die über mehrere akustische Empfänger und einen leistungsstarken Emittor verfügen. Die APUs sind damit deutlich kompakter als der *IceMole* und können sich senkrecht mit einer Schmelzgeschwindigkeit von bis zu 3,5 m/h [60] auch schneller als dieser im Eis bewegen. Die APUs können vor dem *IceMole* ausgebracht werden und schmelzen sich nach einander in das Eis ein. Da jede APU über einen akustischen Emittor und mehrere Empfänger verfügt, können sich die APUs nach dem Einschmelzvorgang gegenseitig lokalisieren und bilden ein Referenzsystem, das sich mit dem *IceMole* in die Tiefe schmelzen kann. Ein solches Szenario ist in Abbildung 1.5 dargestellt. Mit insgesamt 13 APUs verfügt

¹Lehrstuhl für Informationsmanagement im Maschinenbau (IMA), Zentrum für Lern- und Wissensmanagement (ZLW), Institut für Unternehmenskybernetik e.V. an der RWTH Aachen (IfU)

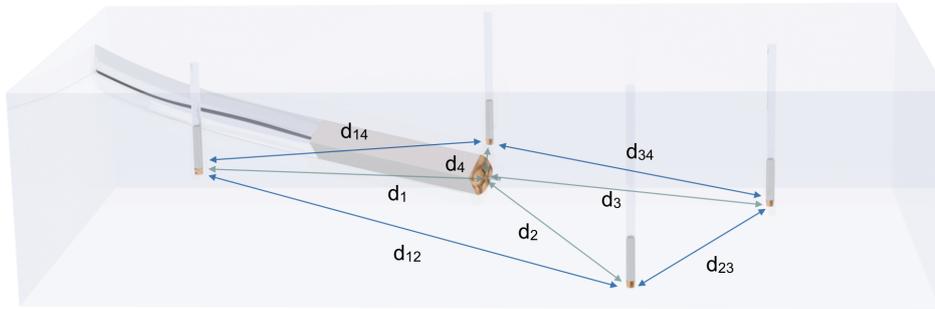


Abb. 1.5.: Positionsbestimmung des *IceMole* durch mehrere APUs im Eis [12]

das Ortungsnetzwerk über eine hohe Redundanz und ermöglicht eine robuste Navigation. Zusätzlich zur Lokalisierung können über die Qualität der Signale, die zwischen den APUs übertragen werden, Informationen über das Eis zwischen den Sonden wie z.B. die Position von Hindernissen oder Spalten gewonnen und für die Trajektorienplanung des *IceMole* genutzt werden.

Jede APU verfügt über eine lokale Intelligenz, die mit den über das Eisvolumen gewonnenen Informationen des gesamten akustischen Ortungsnetzwerks Entscheidungen treffen kann. Dadurch wird die Einschmelztiefe jeder einzelnen APU autonom angepasst, um die Position des *IceMole* und anderer APUs im Ortungsnetzwerk optimal bestimmen zu können.

Da der Schwerpunkt dieser Arbeit auf der Entwicklung der elektronischen Steuerung für die APUs liegt, wird im Folgenden auf die einzelnen Komponenten der Schmelzsonden eingegangen. Nähere Informationen zur Weiterentwicklung des Systems zur Vorfelderkundung finden sich in der Arbeit von P. Linder [32] und Details zur Lokalisierung in der Arbeit von S. Zierke [66].

1.4 Autonome Pingereinheit (APU)

Im EnEx-RANGE-Projekt wurden 13 vollständig instrumentierte APUs gefertigt und im August 2018 im Rahmen des finalen Gletschertests auf dem Langenferner (siehe Kapitel 4) erfolgreich eingesetzt. Eine Übersicht der einzelnen Komponenten einer APU ist in Abbildung 1.6 zu sehen. Im Querschnitt der APU sind die unterschiedlichen funktionalen Einheiten der Sonde eingefärbt: Die rot markierten Komponenten (1, 4 und 7) bilden das Emittersystem, die gelben Komponenten (2, 6 und 8) gehören zur Steuerung und Überwachung, die grünen (3 und 5) zur akustischen Sensorik, die blauen (9 und 10) zum Versorgungsblock und der Druckkörper der APU besteht aus den grauen Komponenten (11 bis 15).



Abb. 1.6.: Technische Zeichnung einer APU im Querschnitt und in geschlossenem Zustand: (1) APU-Pinger, (2) Heizer-Triac-Ring, (3) Sensorring, (4) Pinger Front-End, (5) Frontempfänger Front-End, (6) Heizersteuerung, (7) Spannungsversorgung Pinger, (8) *MicroZed-SoC-Modul* und APU-Trägerplatine, (9) Schaltnetzteil und *PowerLAN-Modem*, (10) *PowerPCB*, (11) APU-Heck, (12) Schmelzkopf, (13) Pinger-Hülle, (14) APU-Hülle und (15) APU-Kabel

Nicht dargestellt sind die Kabelverbindungen und etwaige EMI-Abschirmungen zwischen den Platinen (siehe Abbildung 3.30 in Abschnitt 3.2).

Das akustische Emittersystem ermöglicht es der APU akustische Signale zu senden und wird in Kapitel 3 im Detail behandelt. Das System setzt sich aus den folgenden Komponenten zusammen:

- **APU-Pinger:** Der akustische Emmitter der APU nutzt den Schmelzkopf zum Senden akustischer Signale. Seine Funktionsweise wird in Abschnitt 3.1 erläutert und die mechanische Konstruktion in Abschnitt 3.1.4 analysiert. Der APU-Pinger wird auch als Frontempfänger genutzt.
- **Pinger Front-End (PFE):** Das PFE erzeugt Signalformen und verstärkt sie zu Hochspannungspulsen, um den APU-Pinger zu treiben. Durch eine Schaltung auf dem PFE kann der APU-Pinger auch als Frontempfänger genutzt werden. Das PFE wird in Abschnitt 3.2 genauer beschrieben.

- **Spannungsversorgung Pinger (SvP):** Um den APU-Pinger zu treiben, benötigt das PFE eine Spannungsversorgung, die für einen kurzen Zeitraum eine hohe Leistung zur Verfügung stellen kann. Diese Aufgabe wird von der SvP erfüllt. Die Funktionsweise und Leistungsfähigkeit der SvP wird in Abschnitt 3.3 beschrieben.

Mit dem System zur Steuerung und Überwachung wird der Schmelzvorgang der APU gesteuert, die Kommunikation zwischen den elektronischen Systemen geregelt und der Zustand der Sonde erfasst. Die Steuerung und Überwachung wird in Kapitel 2 ausführlich behandelt. Hier eine Übersicht der Komponenten:

- **Heizer-Triac-Ring (HTR) und Heizersteuerung (HSt):** Auf dem HTR befinden sich die Triacs, mit denen die Heizelemente im Schmelzkopf der APU gesteuert werden. Die HSt sendet Steuersignale über ein Flachbandkabel an die Triacs auf dem HTR und schaltet damit die Gruppen der Heizelemente zu und weg. Das Heizsystem besteht aus diesen beiden Komponenten und wird in Abschnitt 2.2 im Detail beschrieben.
- **MicroZed-SoC-Modul:** Bei dieser Komponente handelt es sich um einen Ein-Platinen-Computer der Firma ZedBoard², der von der APU als zentrale Recheneinheit genutzt wird. Auf dem *MicroZed* befindet sich ein Xilinx *System-On-Chip* (SoC) der Zynq-7000-Serie [63], der sich aus einem Prozessorsystem und einer programmierbaren Logik, die auch als *Field Programmable Gate Array* (FPGA) bezeichnet wird, auf einem Chip zusammensetzt. Diese Architektur ermöglicht eine schnelle Kommunikation zwischen den beiden Komponenten. Auf dem Prozessorsystem läuft ein Linux-Betriebssystem, in dem die Systemsoftware ausgeführt wird [13]. Die Systemsoftware steuert die Sonde, liest die Sensorik sowie den FPGA aus und stellt diese Informationen über eine Netzwerkschnittstelle zur Verfügung. In dem FPGA des SoC ist Steuerungslogik der Sonde realisiert. Weitere Details zur Anwendung von SoC-Technologien in den APUs werden in den weiterführenden Arbeiten von D. Eliseev [11, 14] beschrieben.
- **APU-Trägerplatine:** Die APU-Trägerplatine ist die Schnittstelle des *MicroZed-SoC-Moduls* zu den übrigen elektronischen Systemen der APU. Neben mehreren seriellen Kommunikationsschnittstellen, einer Kommunikationsüberwachung und der Verteilung der Niederspannungsversorgung stellt die APU-Trägerplatine verschiedene Sensorik zur Erfassung des Zustands der APU zur Verfügung. Die Funktion APU-Trägerplatine wird in Abschnitt 2.1 detailliert erläutert.

²Hersteller Website: <http://zedboard.org/product/microzed> (Juni 2019)

Die akustische Sensorik besteht aus drei Seiten- sowie einem Frontsensor inklusive Front-End-Elektronik und ermöglicht der APU, akustische Signale zu empfangen. Die akustische Sensorik umfasst die folgenden Komponenten:

- **Sensorring:** Im Sensorring befinden sich die drei Seitensensoren der APU inklusive Front-Ends. Ein Sensor besteht aus einer 3 mm dicken Piezoscheibe mit einem Durchmesser von 10 mm aus dem Material PIC255 der Firma PI Ceramic [17, 40]. Die Piezoscheiben sind mit einem zwei-Komponenten-Epoxydharz an der APU-Hülle verklebt und werden über Federkontakte mit den akustischen Seitenempfänger-Front-Ends verbunden. Die Front-Ends verstärken das Signal der Piezokeramiken um 80 dB und speisen es in zwei separate Kanäle: Kanal 1 verfügt über einen Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von $f_{-3\text{dB}} = 60\text{ kHz}$, Kanal 2 über einen Bandpassfilter mit einer Mittenfrequenz von $f_c = 10\text{ kHz}$. Die Frequenzen der Filter der beiden Kanäle sind auf die Sendefrequenz des APU-Pingers angepasst. Die gefilterten Signale werden separat mit einer einstellbaren Abtastrate von bis zu 3 MSps digitalisiert und über SPI bereitgestellt [58].
- **Frontempfänger-Front-End:** Wird der APU-Pinger als Empfänger genutzt, wird das empfangene Signal vom Frontempfänger Front-End verstärkt, gefiltert und digitalisiert. Die Elektronik ist analog zu den Front-Ends des Sensorrings aufgebaut, verfügt aber über einen einstellbaren Verstärkungsfaktor von 60 dB bis 90 dB und einen Überspannungsschutz gegen die Hochspannungspulse des PFE [17].

Der Versorgungsblock erzeugt aus der eingespeisten Netzspannung die Niederspannungsversorgung der APU und ermöglicht die Netzwerkkommunikation über *PowerLAN*. Der Versorgungsblock besteht aus den folgenden Komponenten:

- **Schaltnetzteil:** Ein MeanWell RS-25-12 Schaltnetzteil [59] erzeugt aus der eingespeisten Netzspannung eine geregelte Ausgangsspannung von 12 V bei einer maximalen Leistung von 25 W. Diese 12 V werden von der APU-Trägerplatine genutzt, um die Versorgungsspannungen für die elektronischen Komponenten abzuleiten (siehe Abschnitt 2.1).
- **PowerLAN-Modem:** Ein TP-Link TL-PA6010 *PowerLAN*-Modem [52] stellt dem *MicroZed-SoC*-Modul eine Netzwerkschnittstelle für die Kommunikation über *PowerLAN* zur Verfügung.
- **PowerPCB:** Die *PowerPCB* überwacht die Netzspannung und die von der APU verbrauchte Leistung. Die Nulldurchgänge der sinusförmigen Netzspannung werden zur Synchronisation der APUs genutzt: Die *PowerPCB*

sendet bei jedem Nulldurchgang der Netzspannung mit einer Genauigkeit von 40 ns einen sog. Sync-Puls an den *MicroZed* [64]. In dem FPGA des SoC werden diese Pulse gezählt und als Referenz zum Senden akustischer Signale genutzt [13, 66].

Der Druckkörper der APU schützt die internen Komponenten vor Umwelteinflüssen und muss dem Druck der Wassersäule in einem Schmelzloch standhalten können. Der Druckkörper setzt sich zusammen aus:

- **APU-Heck:** Das APU-Heck schließt die Hülle der APU dicht ab. Es besteht aus Edelstahl und verfügt über eine M10-Augenschraube, an der die APU mit einem Karabinerhaken und Seil gesichert wird (in Abbildung 1.6 nicht dargestellt), sowie einen wasserdichten dreipoligen Steckverbinder, über den die APU mit Netzspannung versorgt wird [33]. Des Weiteren befindet sich im Heck ein Ventil, mit dem die APU auf 400 mbar evakuiert werden kann. Die Dichtigkeit der APU wird am APU-Heck durch O-Ringe sichergestellt. Am APU-Heck wird zudem die Trägerstruktur angebracht, auf der die elektronischen Komponenten befestigt werden.
- **Schmelzkopf:** Der Schmelzkopf besteht aus einer Kupferlegierung und ist mit zwölf 200 W-Heizpatronen ausgestattet [33]. Die patentierte Form des Schmelzkopfes ermöglicht einen effizienten Wärmetransport vom Schmelzkopf in das Eis und damit eine hohe Schmelzgeschwindigkeit [34]. Bei einer Heizleistung von 2,4 kW erreichen die APUs Schmelzgeschwindigkeiten von 3,5 m/h [60].
- **APU-Hülle:** Die APU-Hülle und die Pinger-Hülle bestehen aus 2 mm starkem Edelstahl, um einem Außendruck von bis zu 7 bar zu widerstehen [33]. Die APU-Hülle wird mit jeweils sechs M4-Schrauben am APU-Heck und der sog. Mittelmasse befestigt. Die Pinger-Hülle ist zwischen Mittelmasse und Schmelzkopf fixiert. Durch den Einsatz von jeweils zwei O-Ringen schließen die Hüllen dicht am Schmelzkopf, der Mittelmasse und am Heck ab.
- **APU-Kabel:** Über das APU-Kabel wird die Sonde mit Netzspannung und *PowerLAN* versorgt. Das Kabel verfügt über wasserdichte dreipolige Steckverbinder [33].

Neben den APUs wurde in EnEx-RANGE auch eine zentrale Basisstation, das sog. RANGE *Control System* (RCS), entwickelt. Das RCS ist in einer etwa 54 cm breiten, 45 cm hohen und 74 cm tiefen Transportbox verbaut und für den Einsatz auf einem Alpengletscher bei niedrigen Temperaturen geeignet [65]. Das RCS übernimmt eine Vielzahl von Aufgaben: Neben der Verteilung der Netzspannung beherbergt



Abb. 1.7.: Frontansicht des RCS: (1) Datenserver, (2) 16-Port-Netzwerkswitch, (3) Steckdosen und Notaus-Schalter, (4) Anschlüsse für 7 APU-Kabel und (5) Blende mit Platz für weitere 7 APU-Kabel-Anschlüsse [65]

das RCS unter anderem eine vollständige Netzwerkinfrastruktur über *PowerLAN* für alle APUs sowie den *IceMole*, einen Netzwerkswitch für weitere Geräte, einen *WLAN Access Point* und einen *DELL PowerEdge R320 Server*. Auf diesem Server werden die Daten, die von den APUs aufgezeichnet werden, gesichert und die sog. *Run Control* ausgeführt. Die *RunControl* ist ein Programm, das eine graphische Benutzeroberfläche und eine Netzwerkschnittstelle zur Steuerung aller angeschlossenen APUs zur Verfügung stellt [65]. Abbildung 1.7 zeigt eine Übersicht der Anschlüsse des RCS. Das RCS wurde in mehreren Feldtests eingesetzt und auch für die in Kapitel 4 durchgeführten Messungen genutzt.

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte elektronische Steuerung sowie ihr Einsatz im Feld wird in den folgenden Kapiteln beschrieben. Die Entwicklung hat in enger Zusammenarbeit und ständiger Rücksprache mit Kollegen aus EnEx-RANGE stattgefunden und wurde in Teilen vorveröffentlicht [11, 14, 18, 20]. Zunächst wird in Kapitel 2 auf das Steuerungs- und Überwachungssystem eingegangen. Die Elektronik des akustischen Emittersystems sowie die Analyse des APU-Pingers werden in Kapitel 3 vorgestellt. Kapitel 4 präsentiert die Ergebnisse des finalen Gletschertests, in dem ein Ortungsnetzwerk aus neun APUs aufgebaut und charakterisiert wurde.

Steuerung und Überwachung

Die Steuerung und Überwachung der APU erfolgt durch die APU-Trägerplatine und das Heizsystem. Die APU-Trägerplatine ermöglicht es dem *MicroZed-SoC*-Modul mit den übrigen elektronischen Systemen zu kommunizieren und Informationen über den Zustand der APU wie Temperatur oder Innendruck zu erfassen, während das Heizsystem den Schmelzvorgang der APU steuert. Diese Systeme wurden genutzt, um in Labormessungen die Schmelzgeschwindigkeit der APU zu bestimmen [60] und während mehrerer Feldtests verschiedene Messszenarien aufzubauen [32, 66]. Die Elektronik der Steuerung und Überwachung wird in den folgenden Abschnitten näher beschrieben.

2.1 APU-Trägerplatine

Die APU-Trägerplatine ist der zentrale Kommunikationsverteiler der APU: Wie eingangs erwähnt, verbindet sie das *MicroZed-SoC*-Modul mit den anderen elektronischen Komponenten und ermöglicht damit die Steuerung der Sonde. Abbildung 2.1 zeigt eine technische Zeichnung der APU-Trägerplatine.

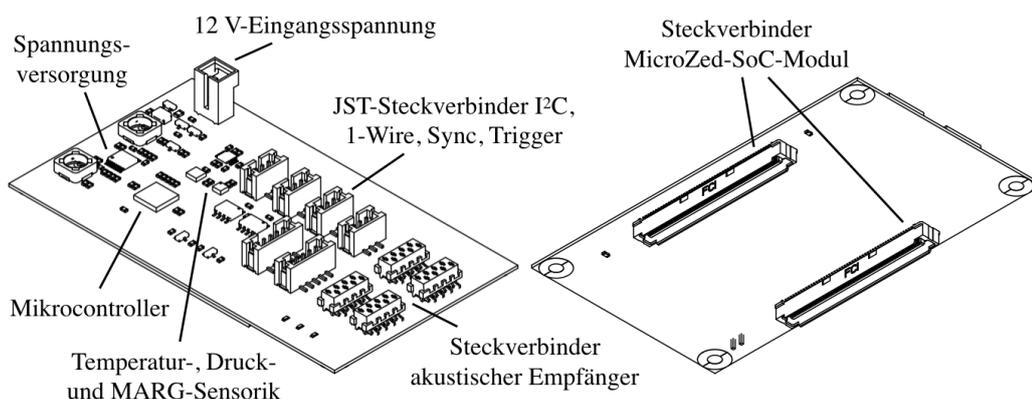


Abb. 2.1.: Technische Zeichnung der APU-Trägerplatine

Für die Kommunikation mit dem akustischen Emittersystem, dem Heizsystem und der *PowerPCB* verfügt die APU-Trägerplatine über eine I²C-Schnittstelle sowie eine SPI-Schnittstelle für die Front-Ends der akustischen Sensorik. Darüber hinaus befindet sich auf der APU-Trägerplatine weitere Sensorik, die den Zustand der Sonde überwacht (siehe Abschnitt 2.1.2), sowie eine 1-Wire-Schnittstelle für

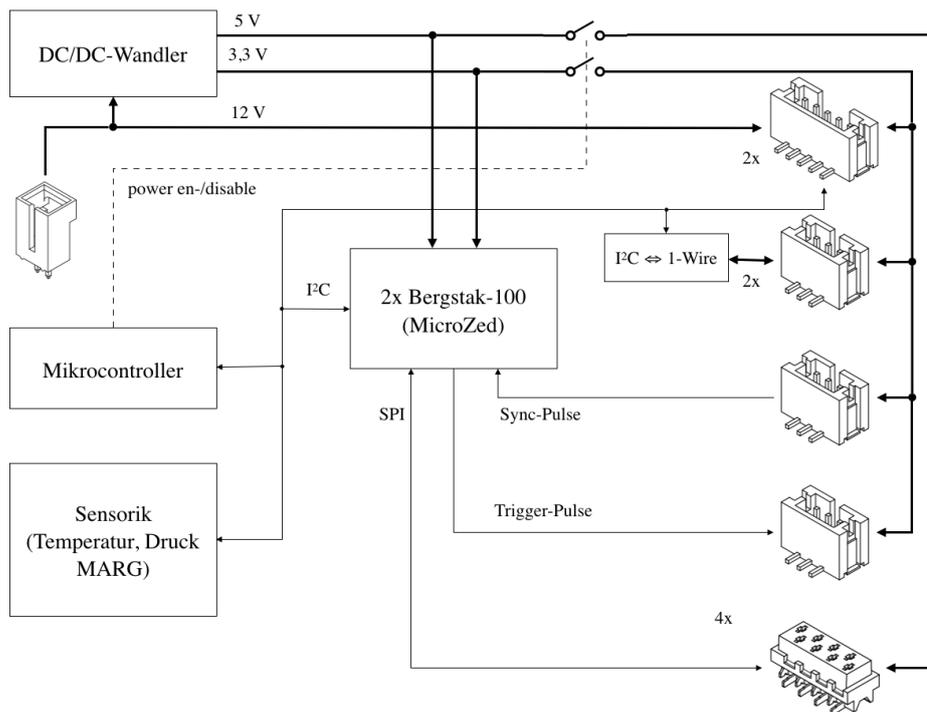
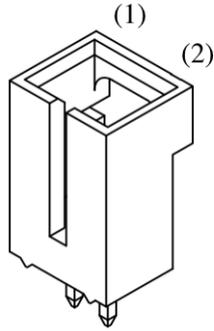


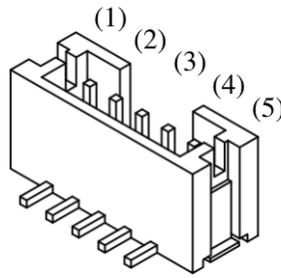
Abb. 2.2.: Blockdiagramm der APU-Trägerplatine

zusätzliche Temperatursensoren, die in verschiedenen Bereichen der Sonde angebracht werden. Über die Steckverbinder der jeweiligen Schnittstellen versorgt die APU-Trägerplatine die angeschlossenen Komponenten mit 12 V, 5 V oder 3,3 V, wobei die letzten beiden aus den vom Versorgungsblock zur Verfügung gestellten 12 V abgeleitet werden. Da der Großteil der Kommunikation über I²C erfolgt, wird dieser Bus von einem Mikrocontroller überwacht, der nach Feststellen eines schwerwiegenden Kommunikationsfehlers die angeschlossenen Systeme oder den *MicroZed* zurücksetzt und somit den Fehler behebt (siehe Abschnitt 2.1.1). Darüber hinaus befinden sich auf der APU-Trägerplatine Schnittstellen zum Senden von Trigger-Pulsen (siehe Abschnitt 3.2) und zum Empfangen von Synchronisationspulsen von der *PowerPCB*. Abbildung 2.2 zeigt eine Übersicht der funktionalen Einheiten der APU-Trägerplatine und ihrer Verbindungen.

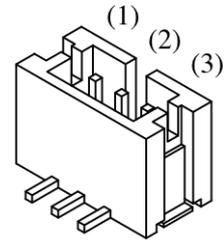
Die 12 V-Versorgungsspannung aus dem Versorgungsblock wird über einen zwei-poligen Molex Steckverbinder angeschlossen. Die I²C-Kommunikation erfolgt über zwei fünfpolige JST-Steckverbinder, die neben den I²C-Leitungen zusätzlich über eine 3,3 V- und 12 V-Leitung verfügen. Aus den 12 V generiert die angeschlossene Komponente die eigene Versorgungsspannung, während die 3,3 V für Optokoppler und I²C-Isolatoren genutzt werden, um die entsprechenden Schaltungen galvanisch abzutrennen. Die zusätzlichen 1-Wire-Temperatursensoren können an zwei dreipolige JST-Steckverbinder angeschlossen werden. Zwei weitere dreipolige JST-Steckverbinder werden für das Senden von Trigger-Pulsen (siehe



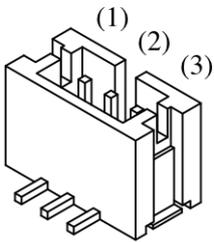
(a) Steckverbinder 12 V (Molex, 70543-0001): (1) +12V, (2) GND



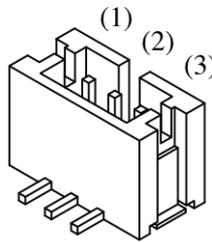
(b) Steckverbinder APU-I²C (JST, B5B-PH-SM4-TB): (1) +12V, (2) +3V3, (3) SDA, (4) SCL, (5) GND



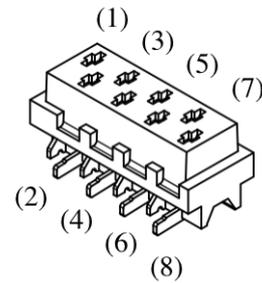
(c) Steckverbinder 1-Wire (JST, B3B-PH-SM4-TB): (1) +3V3, (2) DQ, (3) GND



(d) Steckverbinder Trigger-Leitung (JST, B3B-PH-SM4-TB): (1) +3V3, (2) TRG, (3) GND



(e) Steckverbinder Synchronisation (JST, B3B-PH-SM4-TB): (1) +3V3, (2) SYNC, (3) GND



(f) Steckverbinder akustischer Empfänger (TE Connectivity, 7-188275-8): (1) MISO1, (2) GND, (3) MISO2, (4) GND, (5) SCK, (6) +5V, (7) CS, (8) +5V.

Abb. 2.3.: Pinbelegung der Steckverbinder der APU-Trägerplatine mit Hersteller und Bauteilnummer

Abschnitt 3.2.1) und zum Empfangen von Synchronisationspulsen der *PowerPCB* genutzt. Die Front-Ends des akustischen Frontempfängers und der drei akustischen Seitenempfänger werden über vier achtpolige Micro-Match-Steckverbinder mit der APU-Trägerplatine verbunden. Über diese Steckverbinder erfolgt die serielle Kommunikation und 5V-Spannungsversorgung der Front-Ends. Für eine Pinbelegung der jeweiligen Steckverbinder siehe Abbildung 2.3. Auf der Unterseite befinden sich zwei Berkstak-100-Steckverbinder für das *MicroZed-SoC*-Modul. Zusätzlich lässt sich der Rückheizer der APU über die APU-Trägerplatine steuern (siehe S. 113 '0x13 - Steuerung Rückheizer').

In den nächsten Abschnitten werden zum einen die Überwachung der Kommunikation durch den Mikrocontroller und seine Reaktionen auf schwerwiegende Störungen, zum anderen die auf der APU-Trägerplatine befindliche Sensorik beschrieben. Registerübersicht und Schaltplan befindet sich in Anhang A.1.4.

2.1.1 Kommunikationsüberwachung

Die Kommunikation zwischen dem *MicroZed-SoC*-Modul und den übrigen Systemen der APU erfolgt hauptsächlich über einen I²C-Bus. Wird dieser Kommunikationsweg gestört oder fällt er durch einen Fehler permanent aus, ist die APU nicht mehr funktionsfähig und muss neu gestartet werden. Um die Funktionsfähigkeit der APU sicher zu stellen, werden der I²C-Bus und das *MicroZed-SoC*-Modul von einem ATMega328-AU Mikrocontroller überwacht. Der Mikrocontroller nimmt als Slave mit der 7-Bit Adresse SLA = 0x58 an der Kommunikation teil.

Im regulären Betrieb sendet und empfängt die Systemsoftware der APU Datenpakete über I²C, um den Zustand der APU zu überwachen, einen Schmelzvorgang zu starten oder akustische Signale zu senden. Findet über einen Zeitraum von 5 s keine Kommunikation statt, liegt eine Störung vor. Der Mikrocontroller überwacht den Zustand der Daten- und Taktleitung des I²C-Busses und kann so die Störung feststellen. Im Falle einer Störung sendet der Mikrocontroller über beide Leitungen zehn Rechteckspulse mit einer Periodendauer von $T = 2 \text{ ms}$ bei einem Pegel von $V_{\text{hi}} = 3,3 \text{ V}$ und kehrt anschließend in einen passiven Zustand zurück. Durch diese Pulsfolge wird der I²C-Bus zurückgesetzt, alle *Slaves* kehren in einen nicht-adressierten Zustand zurück und der Bus kann neu arbitriert werden. Sollte ein Problem mit dem *MicroZed-SoC*-Modul oder einem System bestehen, das über den I²C gesteuert wird, und der I²C-Bus verfügbar sein, können diese Systeme durch Zugriff auf das Register '0x10 - APU-Trägerplatine Status' (siehe S. 111) zurückgesetzt werden. Durch Löschen der Bits P12VEN und P3V3EN werden die peripheren Systeme von der 12 V- bzw. 3,3 V-Spannungsversorgung getrennt. Werden die Bits MZPWR oder MZRES gesetzt, wird das *MicroZed-SoC*-Modul zurückgesetzt.

Des Weiteren kann der Mikrocontroller als ein Überwachungszeitgeber, ein sog. *Watchdog Timer*, genutzt werden: Wurden die entsprechenden Einstellungen in den Registern '0x11 - Watchdog' (siehe S. 112) und '0x12 - Watchdog Zähler' (siehe S. 112) vorgenommen, erwartet der Mikrocontroller in regelmäßigen Abständen das Setzen des Bits HBEN. Wird das Bit in der Zeitspanne $\Delta t_{\text{wd}} = 1 \text{ s} \cdot \text{WDTC}$ nicht gesetzt, löscht der Mikrocontroller das Bit und ein *Watchdog Timeout* findet statt. Findet diese Zeitüberschreitung statt, wird das *MicroZed-SoC*-Modul zurückgesetzt und der *Watchdog Timer* deaktiviert. Mit diesen Vorkehrungen kann die APU selbstständig auf eventuelle Fehler in der Soft- oder der Firmware reagieren, die zur Störung oder zum Ausfall der Kommunikationsleitungen führen, und durch Zurücksetzen der betroffenen Systeme den Betrieb wieder aufnehmen.

2.1.2 Sensorik

Die APU-Trägerplatine ist mit diverser Sensorik ausgestattet, die ständig von der Systemsoftware zur Überwachung und Lageschätzung ausgelesen wird. Mit dem LPS25H Drucksensor [48] kann der Innendruck und damit die Dichtigkeit der APU überwacht werden. Durch eine DS2482-100 1-Wire-I²C-Brücke kann eine Kette aus Temperatursensoren angesprochen und die Temperatur in den diversen Bereichen der APU überwacht werden. Die Kette besteht aus insgesamt sechs DS18S20Z+ Temperatursensoren [26]: Drei Sensoren befinden sich im Schmelzkopf und jeweils einer am Sensorring, auf der APU-Trägerplatine und am Heck [17]. Mit dem MPU-9250 MARG-Sensor [28] kann die Lage der APU geschätzt werden [37]. Er verfügt über ein Dreiaachsen-Gyroskop, einen Beschleunigungssensor und ein Magnetometer. Alle Sensoren sind über I²C ansprechbar und werden beim Start der Systemsoftware automatisch konfiguriert. Tabelle 2.1 fasst die Eckdaten der Sensorik zusammen.

Tab. 2.1.: Eckdaten der Sensorik auf der APU-Trägerplatine [48, 26, 28]

	Bezeichnung	Adresse	Messbereich	Auflösung
LPS25H	(Druck)	0x5C	260 ... 1260 hPa	24-Bit
DS18S20Z+	(Temperatur)	0x18	-55 ... 125 °C	12-Bit
MPU-9250	(Gyroskop)	0x68	-250 ... 250 °/s	16-Bit
MPU-9250	(Beschleunigung)	0x68	-2 ... 2 g	16-Bit
MPU-9250	(Magnetometer)	0x68	-4800 ... 4800 µT	16-Bit

2.1.3 Fazit

Die APU-Trägerplatine stellt eine Kommunikationsschnittstelle zum *MicroZed-SoC*-Modul, Spannungsversorgung für die peripheren Einheiten der APU und umfangreiche Sensorik zur Verfügung. Die Überwachung der I²C-Kommunikation und das Eingreifen durch Zurücksetzen fehlerhafter Systeme hat sich als notwendig und effektiv erwiesen.

Aufbauend auf dem *MicroZed* kann zur weiteren Miniaturisierung der Elektronik eine Platine entwickelt werden, die die Funktion der APU-Trägerplatine und des *MicroZed-SoC*-Moduls vereint.

2.2 Heizsystem

Das Heizsystem der APU besteht aus der Heizersteuerung (HSt), dem Heizer-Triac-Ring (HTR) und zwölf 200 W-Heizpatronen, die im Schmelzkopf eingelassen sind. Das Heizsystem ermöglicht es der APU, sich in Eis einzuschmelzen. Die technischen Zeichnungen der HSt und des HTR sind in Abbildung 2.4 zu sehen. Eine schematische Übersicht des Heizsystems zeigt Abbildung 2.5.

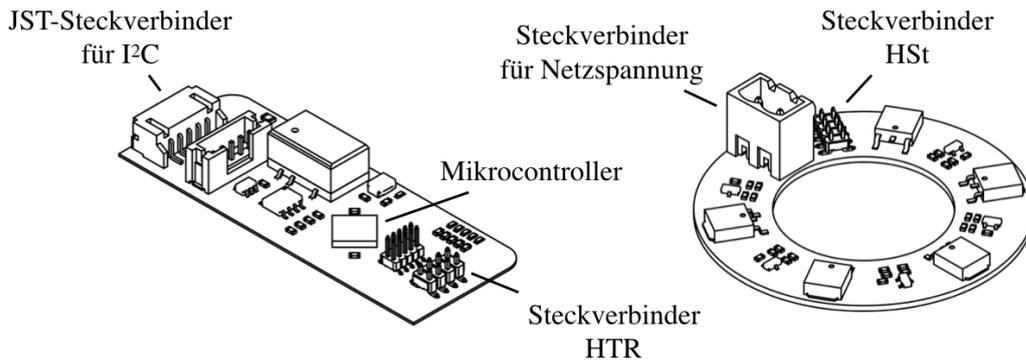


Abb. 2.4.: Technische Zeichnungen der HSt und des HTR

Die Heizpatronen werden über den HTR mit Netzspannung versorgt und sind in die fünf Gruppen *HTR1* bis *HTR5* unterteilt. Jede Gruppe verfügt über drei, zwei oder eine Heizpatrone und wird durch einen Triac auf dem HTR gesteuert. Damit ist es möglich, die Heizleistung von 0 W bis 2,4 kW in Schritten von 200 W anzupassen. Der HTR, auf dem sich die Triacs befinden, ist eine ringförmige Platine, die in die Mittelmasse des APU-Pingers eingelassen (siehe Abbildung 1.6) und über ein Flachbandkabel mit der HSt verbunden wird. Außen- und Innendurchmesser der Platine betragen 58 mm und 30 mm. Um trotz dieser kompakten Dimensionen Leistungen von bis zu 2,4 kW dauerhaft schalten zu können ohne zu überhitzen,

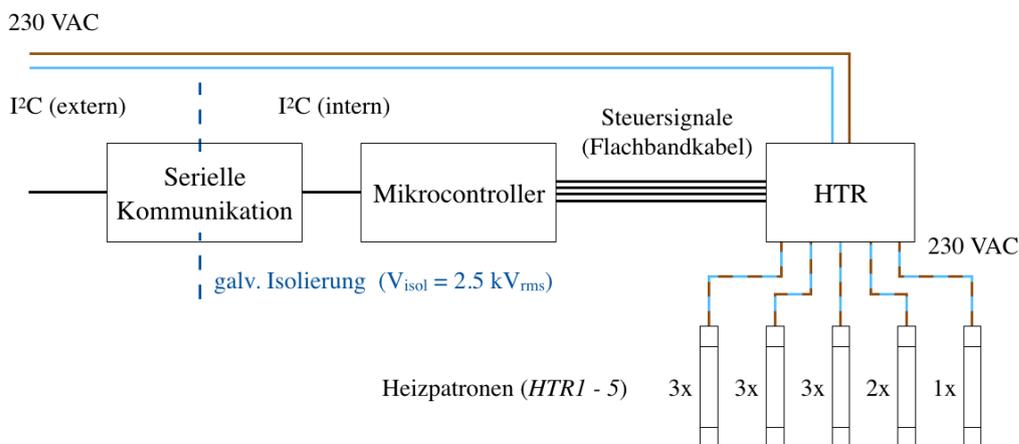
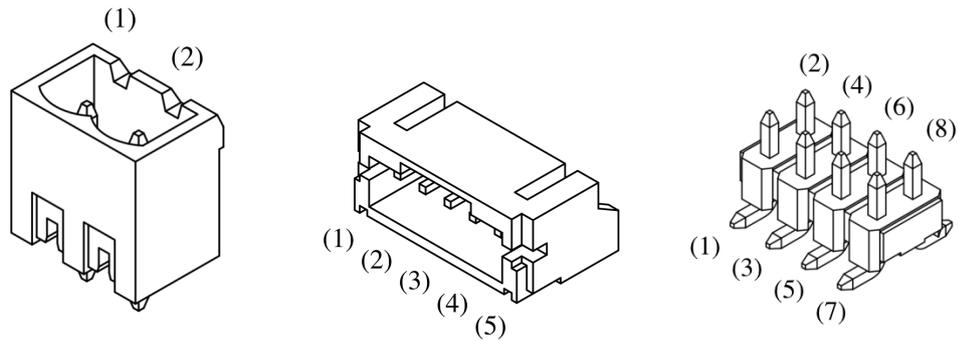


Abb. 2.5.: Blockdiagramm des Heizsystems



(a) Steckverbinder Netzspannung (Würth Elektronik, 691311700102). (1) L, (2) N
 (b) Steckverbinder APU-I²C (JST, S5B-PH-SM4-TB): (1) +12V, (2) +3V3, (3) SDA, (4) SCL, (5) GND
 (c) Steckerleiste Steuersignale (Würth Elektronik, 621008245821): (1) HKL1, (2) HKL2, (3) HKL5, (4) HKL3, (5) GND, (6) HTR4, (7) GND, (8) +5V

Abb. 2.6.: Pinbelegung der Steckverbinder der HSt und des HTRs mit Hersteller und Bauteilnummer

wurden dicke Kupferschichten mit einer Stärke von 105 μm für die Leiterbahnen des HTR verwendet. Über das Flachbandkabel sendet die HSt Signale, um die Triacs zu steuern und damit die einzelnen Gruppen von Heizpatronen zu- oder wegzuschalten. Da der HTR und damit die HSt mit der Netzspannung verbunden ist, ist die HSt aus Sicherheitsgründen galvanisch isoliert.

Auf der HSt befinden sich für die I²C-Kommunikation und Spannungsversorgung zwei fünfpolige JST-Steckverbinder. Für die Übertragung der Steuersignale verfügen HSt und HTR über jeweils eine achtpoligen Steckerleiste, auf die ein Flachbandkabel aufgesteckt werden kann. Über ein zweipoliges Schraubterminal auf dem HTR wird die Netzspannung angeschlossen. Eine Pinbelegung ist in Abbildung 2.6 dargestellt. Die Heizpatronen der einzelnen Heizkreisläufe sind fest mit dem HTR verlötet.

Im folgenden Abschnitt werden die Funktion und die Leistungsfähigkeit des HTR beschrieben. Darauf folgt die Registerbeschreibung der HSt. Die Kommunikation über I²C wird in Abschnitt 3.2.1 genauer erläutert. Die HSt ist als I²C-Slave mit der 7-Bit Adresse SLA = 0x48 konfiguriert. In Anhang B.1.1 befinden sich die Schaltpläne der Heizersteuerung.

2.2.1 Triac-Treiber

Der HTR verfügt über fünf Triac-Treiber, die von der HSt separat gesteuert werden können. Abbildung 2.7 zeigt den Schaltplan eines einzelnen Triac-Treibers. Das Steuersignal *HTR4* kann die Pegel $V_{lo} = 0\text{V}$ und $V_{hi} = 5\text{V}$ annehmen. Liegt V_{lo}

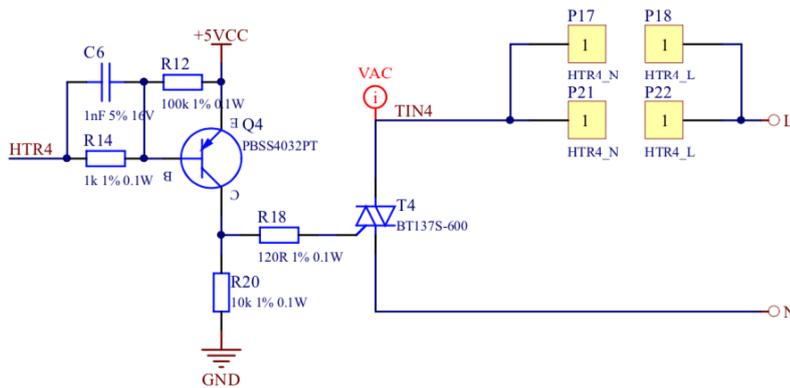


Abb. 2.7.: Schaltplan eines einzelnen Triac-Treibers auf dem HTR

an, liegen an der Basis von Transistor $Q4$ auch etwa 0 V an. Da am Emitter von $Q4$ 5 V anliegen, kann so ein Basis-Emitter-Strom fließen und $Q4$ schaltet durch. Dadurch liegen am Gate des Triacs $T4$ 5 V an. Da die Hauptelektrode $MT1$ von $T4$ auf N (und damit auch auf GND) liegt, kann ein positiver Gate-Strom I_G fließen und der Triac $T4$ schaltet durch. Liegt V_{hi} an $HTR4$ an, sperrt der Transistor $Q4$ und der Pegel am Kollektor wird über $R20$ auf GND (0 V) gezogen. Dadurch kann kein Gate-Strom fließen und $T4$ sperrt. Die Heizpatronen sind zwischen L und der Hauptelektrode $MT2$ des Triacs geschaltet und heizen, sobald der Triac leitet.

Die Gruppen $HTR1 - HTR3$ verfügen über drei Heizpatronen, $HTR4$ über zwei und $HTR5$ über eine Heizpatrone. Dadurch ist es möglich, die Heizleistung der APU in Schritten von 200 W zu steuern. Zusätzlich ist jede einzelne Heizpatrone mit einem Temperaturschalter versehen, der die Heizpatrone ab einer Temperatur von 100°C ausschaltet und über eine Hysterese von 30°C verfügt [33]. Durch die Temperaturschalter wird dem Überhitzen der Heizpatronen und damit Schäden am Heizsystem vorgebeugt.

2.2.2 Fazit

Mit dem hier entwickelten Heizsystem kann die Schmelzgeschwindigkeit der APUs in Schritten von 200 W bis zu einer Gesamtleistung von $2,4\text{ kW}$ gesteuert werden. Die HSt hat sich in mehreren Einsätzen im Labor und Feld als einfache und effektive Steuerung für den HTR bewiesen. Trotz seiner kompakten Dimensionen kann der HTR während des Schmelzvorgangs hohe Leistungen dauerhaft schalten ohne dabei Schaden zu nehmen. Mit dem Heizsystem erreichen die APUs bei einer Leistung von $2,4\text{ kW}$ eine Schmelzgeschwindigkeit von $3,5\text{ m/s}$ [60] und sind damit deutlich schneller als der *IceMole* mit etwa 1 m/s .

Akustisches Emittersystem

Das akustische Emittersystem besteht aus dem APU-Pinger, dem Pinger Front-End (PFE) und der Spannungsversorgung Pinger (SvP). Diese drei Komponenten ermöglichen es der APU, leistungsstarke akustische Signale im Eis über große Distanzen zu senden. In diesem Kapitel werden zunächst in Abschnitt 3.1 der akustische Emitter der APU vorgestellt, dann die Resultate verschiedener Messungen und Analysen der Konstruktion gezeigt sowie diskutiert. Abschließend werden die PFE und die SvP in Abschnitt 3.2 und 3.3 detailliert vorgestellt.

3.1 APU-Pinger

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit dem akustischen Emitter der APU, dem APU-Pinger. Zuerst wird in Abschnitt 3.1.1 eine Übersicht über den mechanischen Aufbau gegeben und das Funktionsprinzip eines Tonpils-Projektors erläutert. Danach wird in Abschnitt 3.1.2 das elektromechanische Ersatzschaltbild des APU-Pingers eingeführt und in Abschnitt 3.1.3 werden mit Hilfe dieses Modells verschiedene Vorstudien durchgeführt. Im Weiteren werden in Abschnitt 3.1.4 Labormessungen zur Analyse der Konstruktion vorgestellt, die das Ersatzschaltbild zur quantitativen Auswertung der Messergebnisse nutzen. Am Ende werden die so ermittelten Mängel und etwaige Verbesserungsvorschläge aufgezeigt und diskutiert.

3.1.1 Mechanischer Aufbau

Der APU-Pinger ist ein Tonpils-Projektor [45] und gehört zur Kategorie der Kolbenstrahler. Abbildung 3.1 zeigt einen Querschnitt des APU-Pingers. Der Emitter besteht aus dem Heck, der Mittelmasse, dem Antriebsstapel, der Pingerhülle und dem Schmelzkopf. Das Heck und die Mittelmasse bilden zusammen die schwere Heckmasse des Schallwandlers mit $M_T = 6,4$ kg. Der leichtere Schmelzkopf wird mit $M_H = 2,3$ kg als schwingende Kopfmasse genutzt und überträgt die Schwingungen, die durch den Antriebsstapel erzeugt werden, als Schall in das akustische Medium.

Der Antriebsstapel besteht aus acht piezokeramischen Lochscheiben und befindet sich zwischen der Heck- und Kopfmasse des Emitters. Die Lochscheiben haben

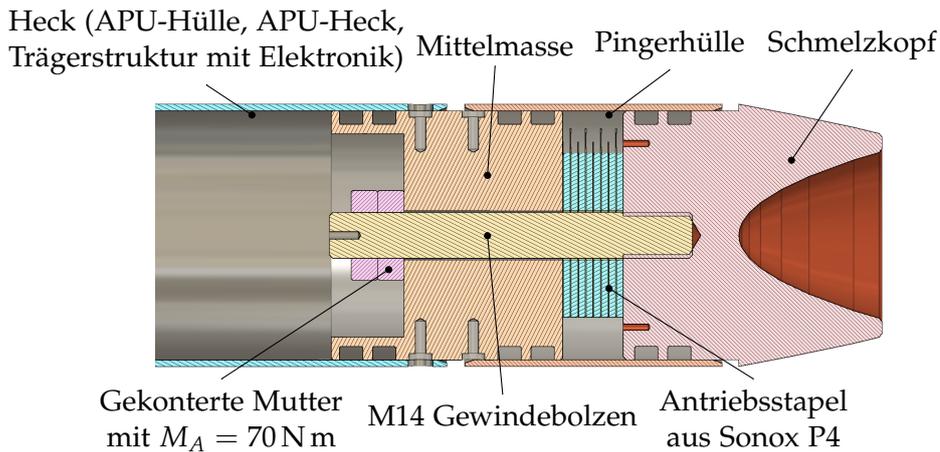


Abb. 3.1.: Querschnitt des APU-Pingers

einen Außen- und Innendurchmesser von $d_a = 50 \text{ mm}$ bzw. $d_i = 15 \text{ mm}$ bei einer Dicke von $t = 2 \text{ mm}$ und bestehen aus dem Material Sonox P4 der Firma CeramTec [5]. Der Werkstoff Sonox P4 wird aufgrund seiner geringen dielektrischen Verluste und hohen Gütewerten vor allem im Bereich der Leistungswandler eingesetzt¹. Die Piezokeramiken sind mit wechselnder Polarität gestapelt und mit Lochelektroden aus Kupfer mit einer Dicke von $0,3 \text{ mm}$ kontaktiert.

Der Antriebsstapel wird zwischen Mittelmasse und Schmelzkopf über einen starren M14-Gewindebolzen fixiert. Um die Entwicklung von dynamischen Kräften in den Piezokeramiken zu kompensieren und damit unerwünschte Effekte zu vermeiden, wird ein Anziehdrehmoment von $M_A = 70 \text{ N m}$ an einer gekonterten M14-Mutter angelegt. Dies resultiert in einer Schraubenkraft von etwa $F_A = 35 \text{ kN}$ und damit eine Vorspannung von $T_A = 19,6 \text{ MPa}$. Die Vorspannung liegt damit in dem von verschiedenen Herstellern empfohlenen Bereich von $15 - 30 \text{ MPa}$ [39]. Aufgrund der hohen Schraubenkräfte wird ein M14-Bolzen der Festigkeitsklasse 10.9 eingesetzt [62]. Um den Antriebsstapel und die Elektronik vor Wasser zu schützen, dichtet die Pingerhülle den APU-Pinger zwischen Mittelmasse und Schmelzkopf mit jeweils zwei O-Ringen ab. Auch zwischen APU-Hülle und Mittelmasse werden zwei O-Ringe angebracht.

Im nächsten Abschnitt wird die allgemeine Funktionsweise des Tonpilz-Projektors beschrieben und sein elektromechanisches Ersatzschaltbild eingeführt.

¹Hersteller Website: <https://www.ceramtec.de/anwendung/piezotechnik/leistungswandler/> (Mai 2019)

3.1.2 Elektromechanisches Ersatzschaltbild

Ein elektromechanisches Ersatzschaltbild [45] ermöglicht eine einfache und verständliche Analyse der mechanischen Konstruktion von akustischen Emittoren und Empfängern [3]. Im Folgenden wird das elektromechanische Ersatzschaltbild des APU-Pingers aus dem mechanischen Modell des Tonpilz-Projektors und des piezokeramischen Antriebsstapels hergeleitet.

3.1.2.1. Tonpilz

Abbildung 3.2 zeigt den Aufbau eines typischen Tonpilz Projektors. Er besteht aus einer Heck- und Kopfmasse M_T bzw. M_H , einem Gewindebolzen, der die beiden Massen verbindet, und einem Antriebsstapel aus Piezokeramiken, die mit wechselnder Polarität gestapelt und mit Elektroden kontaktiert sind.

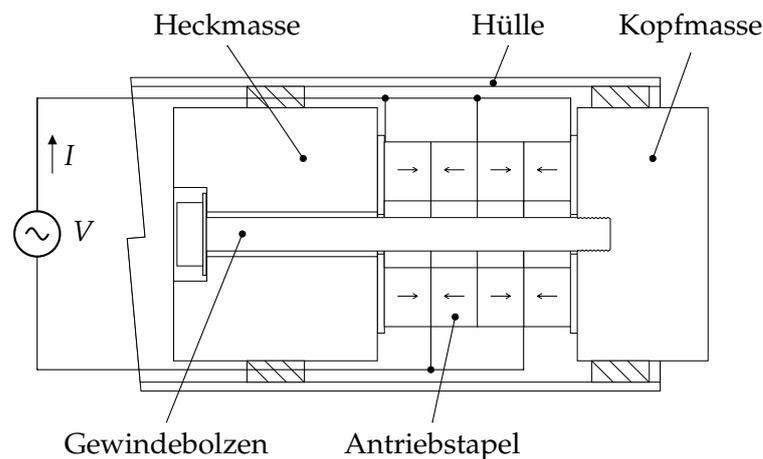


Abb. 3.2.: Schematische Darstellung eines Tonpilz-Projektors

Wird an diesem Antriebsstapel eine Wechselspannung angelegt, dehnen sich die Lochscheiben aus und wirken mit einer Kraft F auf die beiden Massen. Die Heckmasse M_T soll in der Regel schwerer als die Kopfmasse M_H sein. Typisch sind Verhältnisse von 10 : 1 bis 3 : 1. Da die Kopfmasse leichter ist, bewegt sie sich schneller als die Heckmasse und koppelt seine kinetische Energie in Form von Schall in das akustische Medium R_H aus.

Die Eigenschaften des Antriebsstapels werden durch die Feder K^E und die spannungsabhängige Kraft $F(V)$ beschrieben, die Position von Heck- und Kopfmasse durch x_T bzw. x_H und die Kopplung an das akustische Medium durch R_T bzw. R_H . Abbildung 3.3 zeigt das mechanische Ersatzschaltbild des Tonpilzes. Die Dy-

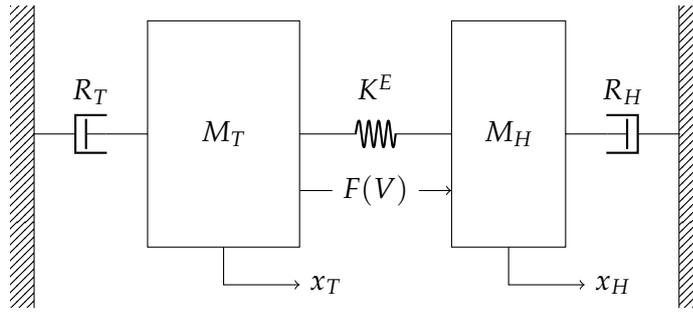


Abb. 3.3.: Mechanisches Schaltbild für einen Tonpils-Projektor

namik dieses mechanischen Systems wird beschrieben durch ein System von zwei Differentialgleichungen mit

$$\begin{aligned} M_H \ddot{x}_H &= F(V) - K^E(x_H - x_T) - R_H \dot{x}_H \\ M_T \ddot{x}_T &= -F(V) - K^E(x_T - x_H) - R_T \dot{x}_T. \end{aligned}$$

Wirkt nun auf die beiden Massen eine sinusförmige Kraft $F(V) = F e^{j\omega t}$, so folgt mit der Geschwindigkeit $u_i = \dot{x}_i$ das Gleichungssystem

$$R_H u_H - j\omega M_H u_H = F - \frac{K^E}{j\omega} (u_H - u_T) \quad (3.1)$$

$$-R_T u_T - j\omega M_T u_T = F - \frac{K^E}{j\omega} (u_H - u_T). \quad (3.2)$$

Betrachtet man ein elektrisches System, in dem Geschwindigkeit und Strom ($u \Leftrightarrow I$) sowie Kraft und Spannung ($F \Leftrightarrow V$) jeweils zueinander äquivalent sind, lassen sich die Gleichungen (3.1) und (3.2) aus dem Impedanzmodell der Schaltung in Abbildung 3.4 (a) herleiten. Die Massen M_H und M_T lassen sich als Induktivitäten, die Feder K^E als Kondensator und die Dämpfer R_H und R_T als Widerstände darstellen. Die Kraftwirkung F des Antriebsstapels kann aufgrund der Kraft-Spannung-Äquivalenz als Spannungsquelle dargestellt werden [45]. Der Strom u_H bzw. u_T , der durch die Induktivitäten fließt, entspricht der Geschwindigkeit der beiden Massen M_H und M_T . Unter Verwendung der Kirchhoffschen Regeln und charakteristischen Gleichungen der jeweiligen Bauteile liefert diese Schaltung die gleichen Differentialgleichungen wie das mechanische Modell in Abbildung 3.3 und wird daher auch als elektromechanisches Ersatzschaltbild bezeichnet.

Für die meisten praktischen Anwendungen lässt sich dieses zweidimensionale Problem auf eine Dimension reduzieren: Da die Heckmasse M_T von einer Hülle umgeben ist, koppelt die Heckmasse Schall in die Luft aus. Der akustische Widerstand von Luft ist in einem solchen Fall vernachlässigbar gering ($R_T \approx 0$). Für $R_H \ll \omega(M_H + M_T)$, was in den meisten Anwendungen der Fall ist, lassen sich die Massen M_H und M_T als reduzierte Masse $M^* = M_H || M_T$ zusammenfassen.

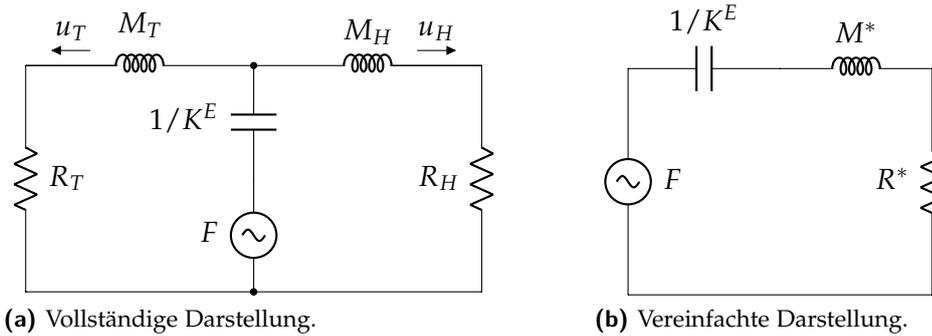


Abb. 3.4.: Elektronische Äquivalentschaltbilder für den Tonpilz-Projektor

Aus diesen Vereinfachungen ergibt sich das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.4 (b) mit den reduzierten Größen

$$M^* = \frac{M_T M_H}{M_T + M_H}$$

$$R^* \approx \frac{R_H}{(1 + M_H/M_T)^2}$$

Die Dynamik dieses Systems lässt sich durch eine einzelne Differentialgleichung beschreiben mit

$$-R_T u - j\omega M^* u = F + \frac{K^E}{j\omega} u.$$

Für die Geschwindigkeit u der Masse M^* folgt

$$u = \frac{j\omega F}{\omega^2 M^* - j\omega R^* - K^E}. \quad (3.3)$$

Die Geschwindigkeit wird für die Frequenz ω_p maximal, für die der Nenner in (3.3) verschwindet. Dieser Fall wird auch als Resonanz bezeichnet. Es folgt

$$\omega_p = -\frac{R^*}{2M^*} \pm j\sqrt{\frac{K^E}{M^*} - \left(\frac{R^*}{2M^*}\right)^2} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_r^2 - \alpha^2}, \quad (3.4)$$

mit der Resonanzfrequenz $\omega_r = \sqrt{K^E/M^*}$ und der Dämpfung $\alpha = R^*/2M^*$. Für den Gütefaktor Q_m folgt damit

$$Q_m = \frac{\omega_r}{2\alpha} = \frac{1}{R^*} \sqrt{K^E M^*}.$$

Über den Gütefaktor wird auch die Bandbreite $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ des Systems im Zusammenhang mit der Leistung definiert

$$Q_m = \frac{\omega_r}{\omega_2 - \omega_1} \Rightarrow \Delta\omega = Q_m \omega_r, \quad (3.5)$$

mit ω_1 und ω_2 als obere und untere Frequenz, bei der der Emitter die Hälfte (-3 dB) seiner maximalen Leistung $P_{max} = P(\omega_r)$ erreicht. Diese Relation für Q_m gilt nur für eine konstante Eingangsspannung.

3.1.2.2. Antriebsstapel

Wie in Abschnitt 3.1.2.1 erwähnt sind K^E und $F(V)$ Eigenschaften des Antriebsstapels, der aus mehreren piezokeramischen Lochscheiben besteht. Um dies zu motivieren, betrachtet man die Kraft F_P , die eine Piezokeramik auf eine Masse wirkt. Der Antriebsstapel habe dabei die Querschnittsfläche A_0 und die Länge L . Des Weiteren wird angenommen, dass sich der Piezo bei angelegter Spannung V nur longitudinal ausdehnt bzw. zusammenzieht (sog. *33-mode*). Mit diesen Annahmen lassen sich die charakteristischen Gleichungen einer Piezokeramik [45, 31] vereinfachen zu

$$S_3 = s_{33}^E T_3 + d_{33} E_3 \quad (3.6)$$

$$D_3 = d_{33} T_3 + \epsilon_{33}^T E_3, \quad (3.7)$$

mit der Dehnung $S_3 = \Delta L/L$, der elastischen Nachgiebigkeit s_{33}^E , der mechanische Spannung T_3 , der Ladungskonstanten d_{33} , dem angelegtem elektrischen Feld E_3 , der elektrischen Flussdichte D_{33} und der Dielektrizitätszahl ϵ_{33}^T in longitudinaler Richtung. Für die Kraftwirkung F_P folgt damit

$$F_P = -A_0 T_3,$$

mit (3.6) und $E_3 \stackrel{\Delta L \ll L}{\approx} \frac{V}{L}$ als elektrisches Feld im Piezozylinder folgt

$$F_P = - \underbrace{\frac{A_0}{s_{33}^E L}}_{\equiv K^E} \Delta L + \underbrace{\frac{A_0 d_{33}}{s_{33}^E L}}_{\equiv N} V. \quad (3.8)$$

Die Kraftwirkung der Piezokeramik kann also durch eine Feder mit $K^E = \frac{A_0}{s_{33}^E L}$ und eine Kraft proportional zu der angelegten Spannung $F(V) = NV$ dargestellt werden, wie bereits in den Gleichungen (3.1) und (3.2) angenommen wurde. Häufig wird auch statt der Federkonstante K^E die mechanische Steifigkeit $C^E = 1/K^E$ des Piezomaterials betrachtet.

Während (3.6) die mechanischen Eigenschaften der Piezokeramik beschreibt, liefert (3.7) die elektrischen Eigenschaften. Für die Ladung folgt

$$Q = A_0 D_3 \stackrel{(3.6)}{=} \frac{A_0 d_{33}}{s_{33}^E L} \Delta L + \frac{\epsilon_{33}^T A_0}{L} \left(1 - \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}^T s_{33}^E} \right) V.$$

Mit einer sinusförmigen Spannung $V(t) = Ve^{j\omega t}$ und $u_3 = dL/dt$ ergibt sich damit für den Strom

$$I = \dot{Q} = \underbrace{\frac{A_0 d_{33}}{s_{33}^E L}}_{\equiv N} \Delta L + j\omega \underbrace{\frac{\epsilon_{33}^T A_0}{L} \left(1 - \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}^T s_{33}^E}\right)}_{\equiv C_0} V, \quad (3.9)$$

mit der Kurzschlusskapazität $C_0 = C_f(1 - k_{33}^2)$, der freien Kapazität $C_f = \epsilon_{33}^T \frac{A_0}{L}$ und dem Kopplungsfaktor $k_{33}^2 = \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}^T s_{33}^E}$. Die Gleichungen (3.8) und (3.9) zeigen, dass elektrische und mechanische Größen durch den Übertragungsfaktor $N = \frac{A_0 d_{33}}{s_{33}^E L}$ miteinander verbunden sind.

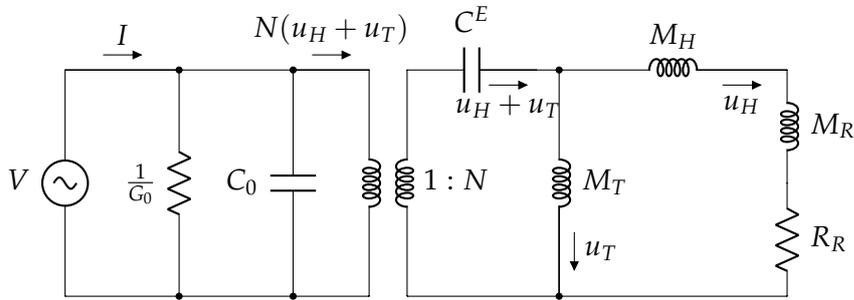
Erweitert man nun das Ersatzschaltbild des Tonpils-Projektors aus Abbildung 3.4 (a) mit dem Modell für den Antriebsstapel, erhält man das elektromechanische Ersatzschaltbild in Abbildung 3.5 (a). Zudem wurde das Schaltbild um den Widerstand $R_0 = 1/G_0$ und die sog. Strahlungsmasse M_R erweitert. Diese modelliert zusammen mit dem Strahlungswiderstand R_R die akustische Impedanz $Z_R = R_R + jM_R$ des Emitters, während $G_0 = \omega C_f \tan \delta$ die ohmschen Verluste der Piezokeramik beschreibt. Der Transformator mit dem Windungsverhältnis von $1 : N$ veranschaulicht die Trennung der elektrischen Komponenten auf der Primärseite von den mechanischen Größen auf der Sekundärseite. Abbildung 3.5 (b) ist elektrisch identisch mit (a), verzichtet aber auf den Transformator. Diese Darstellung ist nützlich für elektronische Simulationen, da die Anzahl der Bauteile damit reduziert wird. Die mechanischen und akustischen Impedanzen sind entsprechend mit N bzw. N^2 skaliert. Zudem kann aus dem Schaltbild die minimale Impedanz R_e aus dem Resonanzfall direkt abgelesen werden.

Unter der Bedingung $R_r \ll \omega(M_h + M_t)$ kann das Schaltbild in Abbildung 3.5 (b) zu (c) vereinfacht werden, wie bereits in Abschnitt 3.1.2.1 erläutert. Dieses vereinfachte elektromechanische Ersatzschaltbild wird beschrieben durch seine elektrische Leitfähigkeit

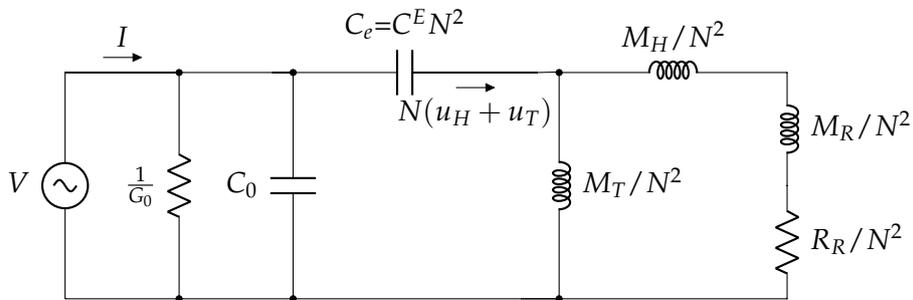
$$Y(\omega) = \frac{I}{V} = G_0 + j\omega C_0 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_e} + j\omega L_e + R_e}. \quad (3.10)$$

Im Resonanzfall wird die Leitfähigkeit maximal, während sie bei Antiresonanz minimal wird. Die Pol- und Nullstellen von (3.10) sind gegeben durch

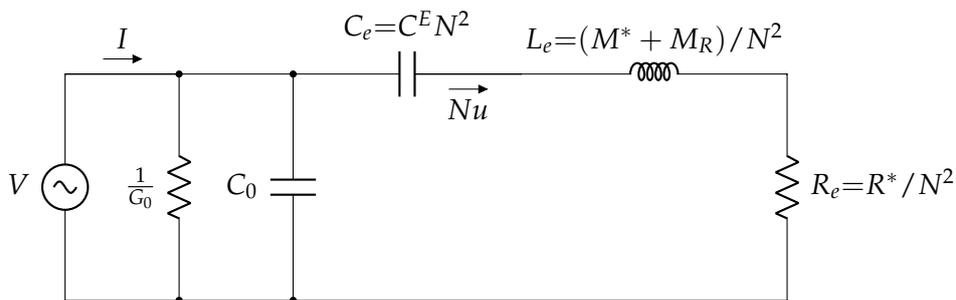
$$\begin{aligned} \omega_p &= -\frac{R_e}{2L_e} \pm j\sqrt{\frac{1}{C_e L_e} - \left(\frac{R_e}{2L_e}\right)^2} \\ \omega_z &= -\frac{R_e}{2L_e} \pm j\sqrt{\frac{1}{C^* L_e} - \left(\frac{R_e}{2L_e}\right)^2}. \end{aligned}$$



(a) Vollständiges Ersatzschaltbild mit Transformator 1 : N



(b) Vollständiges Ersatzschaltbild ohne Transformator



(c) Vereinfachtes Ersatzschaltbild ohne Transformator

Abb. 3.5.: Verschiedene Darstellungen des elektromechanische Ersatzschaltbild eines Tonpilz-Projektors

Für die Pol- und Nullstellen wurde G_0 vernachlässigt und $C^* = C_0 C_e / (C_0 + C_e)$ benutzt. Daraus ergeben sich der Gütefaktor Q_m , die Resonanzfrequenz ω_r und die Antiresonanzfrequenz ω_a mit

$$Q_m = \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_e}{C_e}}, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_e L_e}}, \quad \omega_a = \frac{1}{\sqrt{C^* L_e}}. \quad (3.11)$$

In vielen praktischen Anwendungen in Luft und Wasser ist der Effekt der Dämpfung α auf die (Anti-)Resonanz vernachlässigbar gering. Im Resonanzfall addieren sich die Spannungsabfälle über C_e und L_e zu Null (Kurzschluss) und die gesamte Eingangsspannung V fällt über R_e ab. Analog heben sich bei Antiresonanz die Ströme von C_0 , C_e und L_e auf (offene Leitung). Es ist

$$Y_{\max} = Y(\omega_r) \approx \frac{1}{R_e}. \quad (3.12)$$

Besteht der Antriebsstapel nicht aus einer massiven Piezokeramik der Länge L , sondern aus n identischen Scheiben der Dicke t , die mechanisch in Serie und elektrisch parallel geschaltet sind (wie in Abbildung 3.2 dargestellt) addieren sich die Federkonstanten K_i^E der einzelnen Scheiben reziprok und die freien Kapazitäten $C_{f,i}$ linear. Die Parameter des Ersatzschaltbildes sind dann gegeben durch

$$\begin{aligned} G_0 &= \omega C_f \tan \delta, \quad k_{33}^2 = \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}^T s_{33}^E}, \quad N = \frac{d_{33} A_0}{s_{33}^E t} \\ C_f &= n \epsilon_{33}^T \frac{A_0}{t}, \quad C_0 = C_f (1 - k_{33}^2), \quad C^E = n s_{33}^E \frac{t}{A_0} \\ L_e &= (M^* + M_r) / N^2, \quad R_e = R^* / N^2. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Im folgenden Abschnitt wird die elektromechanischen Ersatzschaltbilder aus Abbildung 3.5 (b) und (c) genutzt, um den Verlauf der Leitfähigkeit des APU-Pingers zu beschreiben.

3.1.3 Vorbereitende Studien

Mit dem elektromechanischen Ersatzschaltbildern aus Abbildung 3.5 kann durch analytische Evaluierung oder numerische Simulation das elektrische Verhalten des Emitters quantitativ beschrieben werden. Mit den Eigenschaften des Werkstoffs aus dem Datenblatt und dem mechanischen Aufbau des Emitters können die Parameter aus (3.13) berechnet und wichtige Charakteristika wie ω_r , ω_a und Y_{\max} bestimmt werden. Dabei ist zu beachten, dass die mechanischen und elektrischen Eigenschaften einer piezoelektrischen Keramik stark von ihrer Form abhängen. Daher legen die Hersteller von Keramiken ein Messprotokoll bei, das die tatsächlich gemessenen Eigenschaften des Werkstoffs beschreibt. In Anhang E ist ein solches Protokoll von CeramTec für die im APU-Pinger verwendeten Lochscheiben zu finden. Gemessen wurden unter anderem der effektive Kopplungsfaktor k_{eff} , die Kapazität der Lochscheibe C , der Verlustfaktor $\tan \delta$ und die Ladungszahl d_{33} . Da die Lochscheibe in erster Näherung ein Plattenkondensator mit der Fläche A_0 und dem Plattenabstand t ist, kann die Dielektrizitätszahl ϵ_{33}^T bestimmt werden durch

$$C = \epsilon_{33}^T \frac{A_0}{t}.$$

Die Größen d_{33} , k_{33} , ϵ_{33}^T und s_{33}^E sind verbunden über die Gleichung

$$d_{33} = k_{33} \sqrt{\epsilon_{33}^T \cdot s_{33}^E} \geq k_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{33}^T \cdot s_{33}^E} \quad [4].$$

Mit diesem Zusammenhang kann eine Obergrenze für das effektive s_{33}^E abgeschätzt werden. Tabelle 3.1 zeigt den Unterschied zwischen den Werkstoffwerten aus dem Datenblatt für Sonox P4 [5] (ideal) und den gemessenen Werten für die verwendeten Lochscheiben aus dem Protokoll von CeramTec (real). Die Werte aus dem Datenblatt stellen lediglich Mittelwerte dar und können, laut Hersteller, um bis zu 20 % abweichen [4].

Die Werte in Tabelle 3.1 zeigen die starke Abhängigkeit der Materialeigenschaften der Geometrie der Keramik. Kopplungsfaktor k_{33} (−45 %) und Ladungskonstante d_{33} (−15 %) fallen geringer aus und die Nachgiebigkeit s_{33}^E (+184 %) ist deutlich höher als im Datenblatt angegeben. Dies beeinflusst C^E , C_0 und den Übertragungsfaktor N signifikant und damit auch die Positionen der Resonanzen.

Im Folgenden wird die Auswirkung der Abweichungen von Datenblatt- und Protokollwerten auf die analytische und numerische Evaluierung des APU-Pingers diskutiert.

Tab. 3.1.: Vergleich der Eigenschaften von Sonox P4 aus dem Datenblatt (ideal) und dem Protokoll (real)

	Sonox P4	ideal	real
Dielektrizitätszahl	$\epsilon_{33}^T / \epsilon_0$	1300 ± 260	1099 ± 35
Verlustfaktor	$\tan \delta [10^{-3}]$	$3 \pm 0,6$	$0,97 \pm 0,17$
Kopplungsfaktor	$k_{33} [\%]$	$68 \pm 13,6$	$36,97 \pm 1,01$
Ladungskonstante	$d_{33} [10^{-12} \text{ C/N}]$	310 ± 62	262 ± 4
Elast. Nachgiebigkeit	$s_{33}^E [10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$	$18,1 \pm 3,6$	$51,5 \pm 3,62$

3.1.3.1. Analytische Evaluierung

Die analytische Evaluierung des APU-Pingers basiert auf dem vereinfachten elektromechanischen Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.5 (c), dessen Leitfähigkeit durch (3.10) beschrieben wird. Die Parameter des Ersatzschaltbildes wurden anhand der mechanischen und elektrischen Eigenschaften der verwendeten Bauteile mit (3.13) bestimmt.

Um die reduzierte Masse M^* zu berechnen, wurden die Bauteile des APU-Pingers gewogen. Die Heckmasse M_T setzt sich aus der Mittelmasse (1,45 kg) und dem Heck bestehend aus APU-Hülle (2,61 kg), APU-Heck (1,23 kg), Trägerstruktur (0,41 kg) und Elektronik (0,70 kg) zusammen. Die Kopfmasse besteht aus dem Schmelzkopf mit Heizpatronen (2,30 kg). Da die Verteilung der Masse des Antriebsstapels und des Gewindebolzens auf Heck- und Kopfmasse stark von der mechanischen Kopplung abhängt und schwierig vorherzusagen ist, wird diese Masse konservativ als Unsicherheit $\sigma_M = 0,37 \text{ kg}$ auf M_H und M_T angenommen. Damit ist

$$\begin{aligned}
 M_T &= (6,40 \pm 0,37) \text{ kg} , M_H = (2,30 \pm 0,37) \text{ kg} \\
 \Rightarrow M^* &= (1,69 \pm 0,20) \text{ kg}.
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

Für den Antriebsstapel mit dem Außen- und Innenradius r_o bzw. r_i ergibt sich die Auflagefläche A_0

$$\begin{aligned}
 r_i &= 7,5 \text{ mm} , r_o = 25 \text{ mm} \\
 \Rightarrow A_0 &= \pi(r_o^2 - r_i^2) \approx 1786 \text{ mm}^2.
 \end{aligned}$$

Wie bereits in Abschnitt 3.1.1 erwähnt, besteht der Antriebsstapel aus $n = 8$ Lochscheiben der Dicke $t = 2 \text{ mm}$ aus Sonox P4. Durch das Anlegen von 70 N m am Gewindebolzen ergibt sich bei einer Gewindesteigung von 2 mm eine mechanische

Tab. 3.2.: Bauteilwerte für das Ersatzschaltbild und Ergebnisse der analytischen Evaluierung des APU-Pingers

Parameter		ideal	real
Verlustwiderstand	R_0 [k Ω]	64,46 \pm 18,23	235,47 \pm 44,45
Kurzschlusskapazität	C_0 [nF]	44,24 \pm 17,61	60,14 \pm 4,25
Übertragungsfaktor	N [N/V]	15,30 \pm 4,33	4,54 \pm 0,33
Mech. Steifigkeit	C^E [10^{-12} m/N]	162,02 \pm 32,40	460,70 \pm 32,34
Reduzierte Masse	M^* [kg]	1,69 \pm 0,20	1,69 \pm 0,20
Resonanz	f_r [kHz]	9,62 \pm 1,12	5,70 \pm 0,39
Antiresonanz	f_a [kHz]	13,11 \pm 2,34	6,14 \pm 0,41

Vorspannung von $T_3 = 19,6$ MPa. Dadurch reduziert sich die Dicke einer einzelnen Scheibe um

$$\Delta t = s_{33}^E T_3 \cdot t.$$

Mit diesen Größen lassen sich die Parameter des Ersatzschaltbildes aus (3.13) und damit die Resonanz- f_r und Antiresonanzfrequenz f_a durch (3.11) bestimmen. Die Ergebnisse dieser Berechnungen sind in Tabelle 3.2 aufgeführt.

Die Resonanzfrequenzen f_r und f_a sind für reale und ideale Materialeigenschaften deutlich unterschiedlich und stimmen auch im Rahmen der Unsicherheiten nicht miteinander überein. Dies zeigt, dass die Materialeigenschaften aus den Datenblättern nur für eine grobe Abschätzung der Eigenschaften des akustischen Emitters genutzt werden können. Aufgrund der starken Abhängigkeit der Werkstoffeigenschaften von der Form der gefertigten Keramik sind die Werte aus dem Messprotokoll deutlich realitätsnäher, wie auch die Labormessungen in Abschnitt 3.1.4 zeigen.

3.1.3.2. Numerische Evaluierung

Mit Simulationssoftware für analoge Schaltungen kann das vollständige Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.5 (a) für Tonpilz-Projektoren simuliert und die Leitfähigkeit des APU-Pingers evaluiert werden. Für die Simulationsstudien wurde die SPICE-basierte Simulationsumgebung *NI-Multisim*² von *National Instruments* genutzt. Abbildung 3.6 zeigt das Ersatzschaltbild des APU-Pingers, gezeichnet in NI-Multisim. Bauteilwerte und Toleranzen wurden aus Tabelle 3.2 entnommen.

²Hersteller Website: <http://www.ni.com/de-de/shop/electronic-test-instrumentation/application-software-for-electronic-test-and-instrumentation-category/what-is-multisim.html> (Juni 2019)

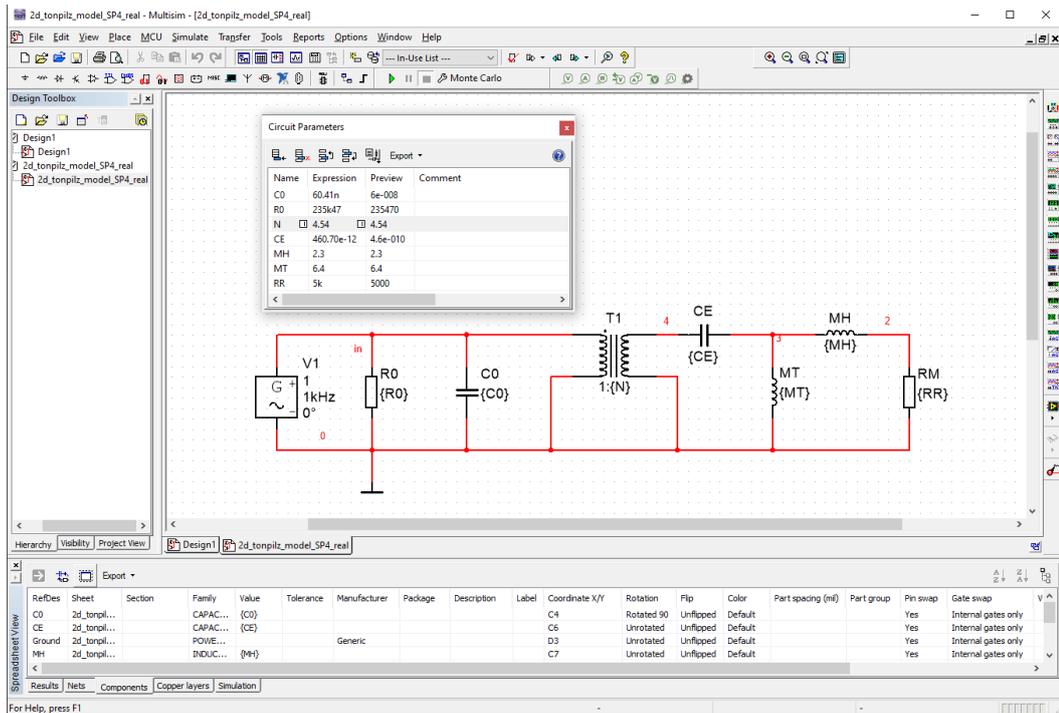


Abb. 3.6.: Schaltplan für das vollständige elektromechanische Ersatzschaltbild in NI-Multisim Simulationsumgebung

Für den Vergleich der Leitfähigkeit der beiden APU-Pinger Konfigurationen wird ein mechanischer Widerstand $R_R = R_M = (5000 \pm 0)$ Ns/m angenommen.

Die Leitfähigkeit Y des Modells kann über das Verhältnis von Strom und Spannung der Spannungsquelle $V1$ aus Abbildung 3.6 bestimmt werden. Die Frequenzabhängigkeit ergibt sich dann aus einer AC-Analyse der Schaltung. Für jede Konfiguration des APU-Pingers wurden insgesamt 200 Monte-Carlo Simulationen mit AC-Analyse durchgeführt, in denen die Bauteilwerte im Rahmen ihrer Toleranzen zufällig variiert wurden. Abbildung 3.7 zeigt das Resultat dieser Simulationen. Abgebildet sind die Leitfähigkeit für die Nominalwerte der Bauteile (durchgezogene Linien) und minimale bzw. maximale Variation durch die Toleranzen der Bauteilwerte (gestrichelte Linien) für den APU-Pinger mit idealen und realen Materialeigenschaften. Als Resonanz und Antiresonanz ergeben sich

$$f_r = (9,53 \pm 0,75) \text{ kHz} , f_a = (13,19 \pm 1,75) \text{ kHz} \quad (\text{ideal})$$

$$f_r = (5,61 \pm 0,35) \text{ kHz} , f_a = (6,24 \pm 0,40) \text{ kHz} \quad (\text{real}).$$

Betrachtet man den Verlauf der Magnituden für die beiden Modelle sieht man große Unterschiede in der Höhe der Resonanz: Da $Y_{max} \propto N^2$ für $R_M = const$ ist, ist die Resonanz des realen Modells mit $N = 4,54 \text{ N/V}$ sehr viel geringer als die des idealen Modells mit $N = 15,30 \text{ N/V}$. Die niedrigere Resonanz- und Antiresonanzfrequenz des realen Modells lässt sich durch die geringere elastische

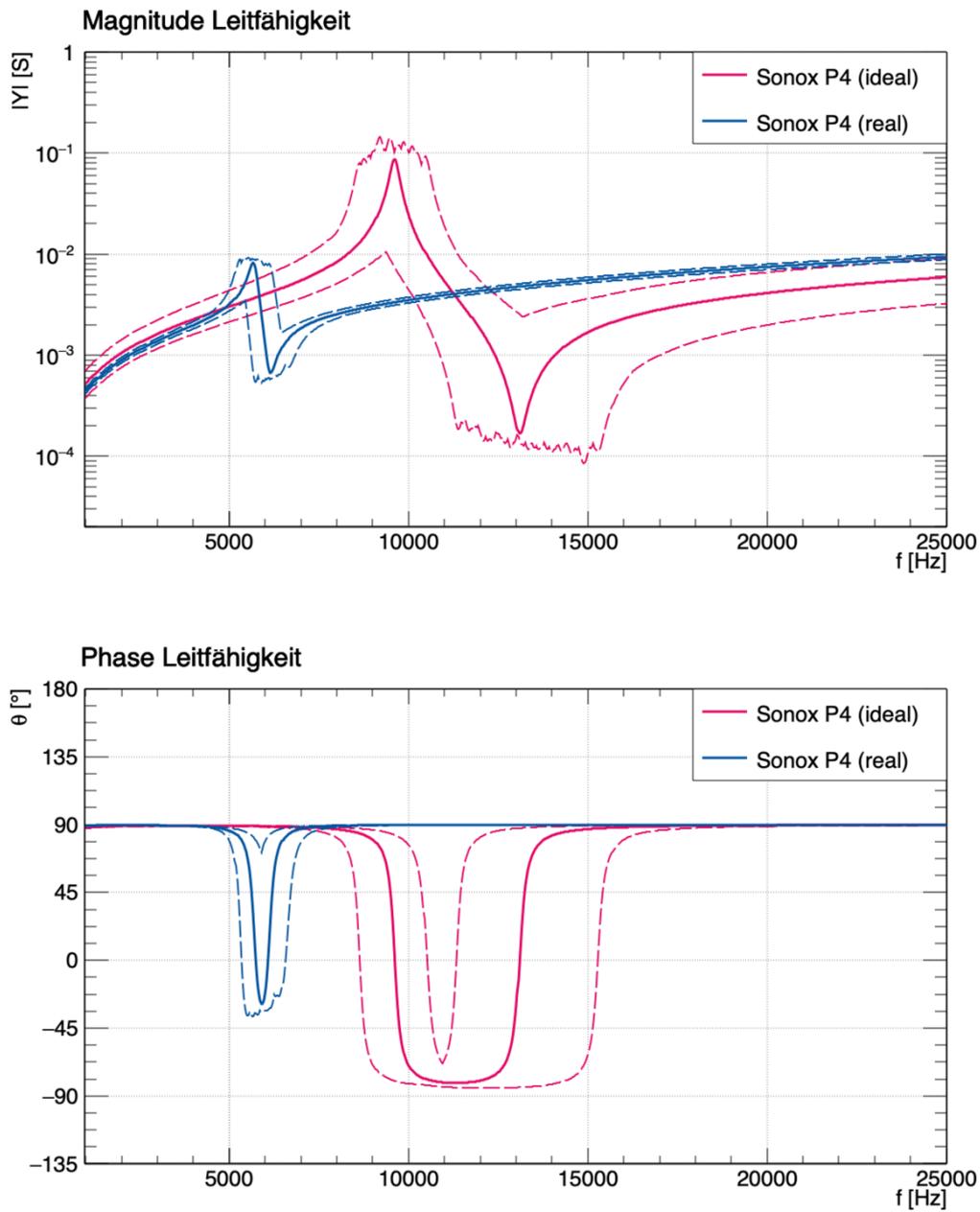


Abb. 3.7.: Ergebnis der Simulationen für Magnitude (oben) und Phase (unten) der Leitfähigkeit des APU-Pingers mit Nominalwerten (durchgezogene Linie) und Bauteiltoleranzen (gestrichelte Linie).

Nachgiebigkeit s_{33}^E erklären. Der reale Werkstoff fällt mit $C^E = 460,70 \cdot 10^{-12} \text{ m/N}$ wesentlich weicher aus als der ideale mit $C^E = 162,02 \cdot 10^{-12} \text{ m/N}$. Auch ist leicht zu erkennen, dass die Leitfähigkeit des idealen Modells aufgrund der hohen Materialtoleranzen von 20 % sehr viel größere Unsicherheiten hat als das reale Modell.

3.1.3.3. Fazit

Die analytische und numerische Evaluierung haben gezeigt, dass sich die Werte für die Materialeigenschaften aus dem Datenblatt der Piezokeramiken nur eignen, um das Verhalten des Emitters grob abzuschätzen. Aufgrund der Abhängigkeit der Eigenschaften von der Geometrie der Keramik können Größen wie der Kopplungsfaktor k_{33} und die elastische Nachgiebigkeit s_{33}^E um 45 – 65 % abweichen und damit das Verhalten des Emitters signifikant verändern. Die Resonanzfrequenz des APU-Pingers ist mit den Materialeigenschaften aus dem Protokoll von CeramTec mit $f_r = 5,6 \text{ kHz}$ etwa 40 % niedriger als mit Werten aus dem Datenblatt mit $f_r = 9,5 \text{ kHz}$. Auch die Höhe der Resonanz ist aufgrund des geringeren elektromechanischen Übertragungsfaktor von $N = 4,54 \text{ N/V}$ (real) etwa eine Größenordnung niedriger als mit $N = 15,30 \text{ N/V}$ (ideal).

Zudem haben die Evaluierungen gezeigt, dass mit den typischen Toleranzen der Materialeigenschaften aus dem Messprotokoll von 3 – 6 % beide Methoden die Resonanz- und Antiresonanzfrequenz mit einer Genauigkeit von 6 – 8 % vorher-sagen können. Diese Vorhersagen werden im Folgenden durch Labormessungen überprüft und das Ersatzschaltbild genutzt, um die Materialeigenschaften der verwendeten Werkstoffe zu analysieren.

3.1.4 Labormessungen

Im Rahmen der Labormessungen wurden die elektroakustischen Eigenschaften des APU-Pingers untersucht und das elektromechanische Ersatzschaltbild genutzt, um die mechanische Konstruktion des Emitters zu analysieren. Hierfür wurde die Leitfähigkeit $Y(f)$ für verschiedene Konfigurationen des APU-Pingers vermessen, die im Folgenden erläutert werden. Aus den Ergebnissen der Messungen wurden dann Resonanzfrequenz f_r , Resonanzhöhe Y_{\max} bzw. effektiver elektrischer Widerstand R_e und der mechanische Gütefaktor Q_m bestimmt.

Zunächst werden der Messaufbau und die Methodik zur Bestimmung der Leitfähigkeit vorgestellt. Anschließend werden die Befestigung des Hecks an der Mittelmasse, der Einfluss der Pingerhülle, die Verhaltensreproduzierbarkeit baugleicher APU-Pinger und die Effekte von Dauerbelastung untersucht.

3.1.4.1. Versuchsaufbau

Um die Leitfähigkeit Y des APU-Pingers zu bestimmen, wird der Emitter mit einem bekannten Messwiderstand R_t in Serie geschaltet. Diese Schaltung wird mit einer sinusförmigen Eingangsspannung $V_1(t)$ mit der Frequenz $\omega = 2\pi f$ von einem Rigol DG5072 Funktionsgenerator [41] gespeist. Sowohl der Transient der Spannung $V_1(t)$ als auch des Spannungsabfalls über den APU-Pinger $V_2(t)$ werden von einem Rigol DS1072Z Oszilloskop [42] aufgezeichnet. Der gesamte Aufbau wird von einem dedizierten Messrechner über USB gesteuert und ausgelesen. Aus den Amplituden $|V_1|$ und $|V_2|$, den Phasen ϕ_1 und ϕ_2 und dem Messwiderstand R_t kann dann die Leitfähigkeit Y berechnet werden. Eine schematische Darstellung ist in Abbildung 3.8 und ein Bild des Versuchsaufbaus in Abbildung 3.9 zu finden.

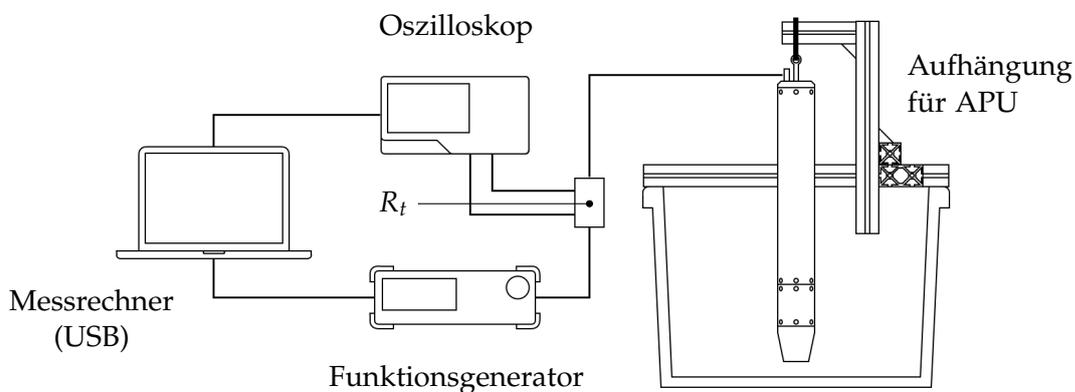


Abb. 3.8.: Versuchsaufbau für die Messung der Leitfähigkeit des APU-Pingers

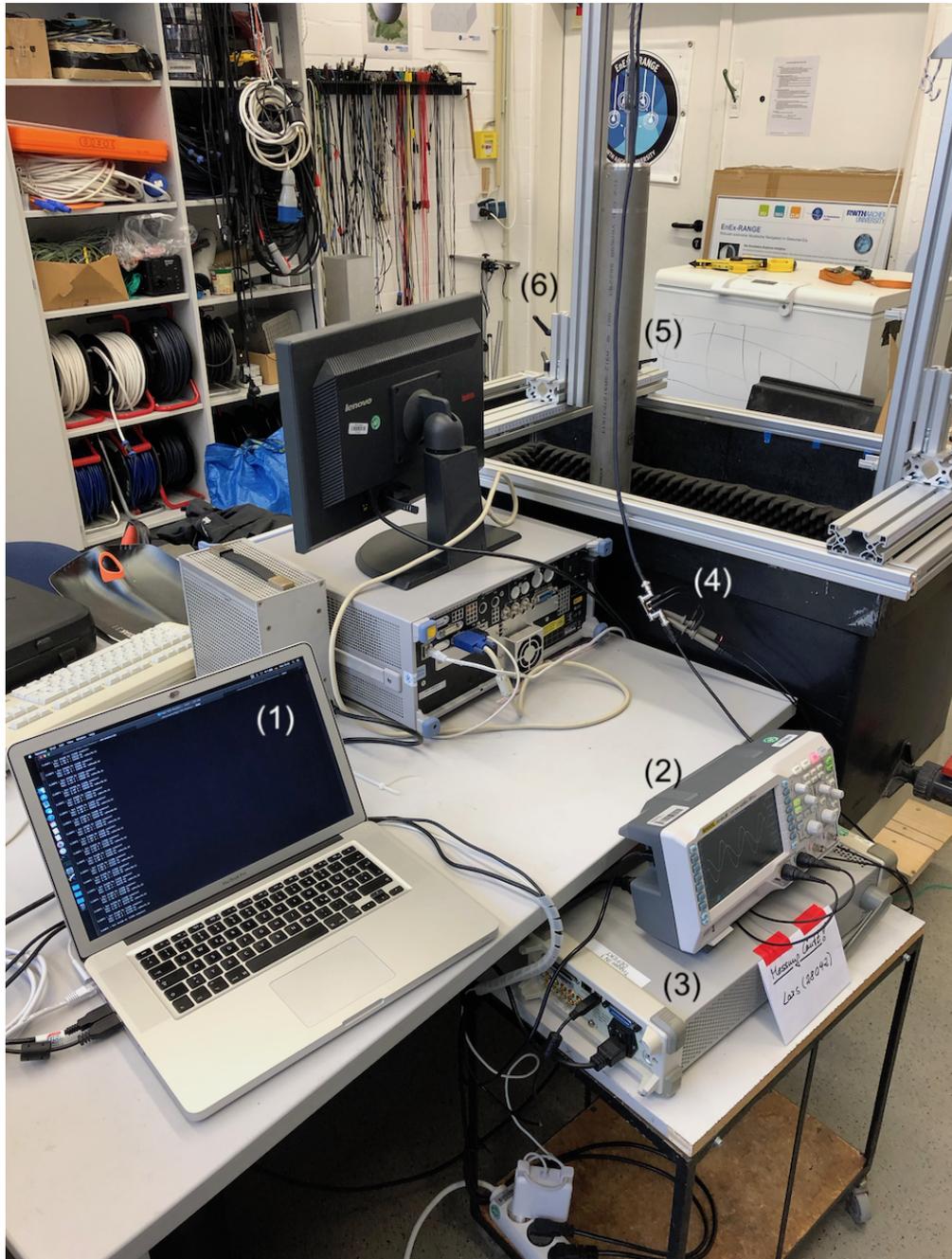


Abb. 3.9.: Vollständiger Versuchsaufbau im Akustiklabor mit (1) Messrechner, (2) Rigol DS1072Z Oszilloskop, (3) Rigol DG5072 Funktionsgenerator, (4) Messwiderstand mit Messspitzen, (5) APU und (6) Aufhängung für die APU

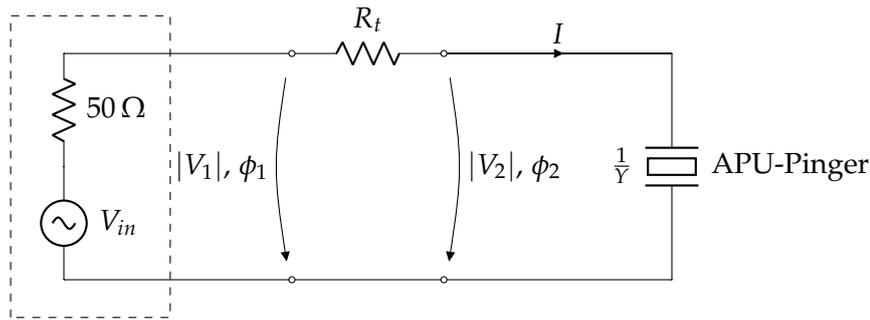


Abb. 3.10.: Schaltung für die Messung der Leitfähigkeit des APU-Pingers

Abbildung 3.10 zeigt die elektrische Verschaltung der einzelnen Komponenten und die gemessenen Größen. Für die Bestimmung der Leitfähigkeit werden zunächst die Spannungen V_1 und V_2 betrachtet. Es sei

$$\begin{aligned} V_1(t) &= |V_1|e^{j(\omega t + \phi_1)} \\ V_2(t) &= |V_2|e^{j(\omega t + \phi_2)}. \end{aligned}$$

Betrachtet man die Schaltung in Abbildung 3.10, ist leicht zu erkennen, dass R_t und $1/Y$ einen Spannungsteiler bilden. Für die Leitfähigkeit Y folgt

$$\begin{aligned} Y &= G_t \left(\frac{|V_1|}{|V_2|} e^{j\Delta\phi} - 1 \right) \\ \Rightarrow \operatorname{Re}(Y) &= G_t \left(\frac{|V_1|}{|V_2|} \cos \Delta\phi - 1 \right) \\ \Rightarrow \operatorname{Im}(Y) &= G_t \left(\frac{|V_1|}{|V_2|} \sin \Delta\phi \right), \end{aligned}$$

mit $G_t = 1/R_t$ und dem Phasenunterschied $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$. Betrag und Phase der komplexen Leitfähigkeit $Y = |Y|e^{j\theta}$ lassen sich dann berechnen durch

$$\begin{aligned} |Y| &= \sqrt{\operatorname{Re}(Y)^2 + \operatorname{Im}(Y)^2} \\ \tan\theta &= \frac{\operatorname{Im}(Y)}{\operatorname{Re}(Y)}. \end{aligned}$$

Um den mechanischen Gütefaktor Q_m korrekt zu bestimmen, muss die Wirkleistung P für eine konstante Eingangsspannung gemessen werden. Aufgrund des Messwiderstands R_t ist die Spannung V_2 am APU-Pinger für diesen Aufbau lastabhängig und damit nicht konstant. Um dennoch Q_m anhand dieser Messung bestimmen zu können, wird die Wirkleistung P um die Amplitude $|V_2|^2$ korrigiert:

$$P = \operatorname{Re}(S) = |V_2|^2 \cdot \operatorname{Re}(Y) \Leftrightarrow \frac{P}{|V_2|^2} = \operatorname{Re}(Y).$$

Um $\Delta\omega$ für Q_m zu bestimmen, wird also der Realanteil der Leitfähigkeit $\operatorname{Re}(Y)$ statt der Wirkleistung P betrachtet.

Für die Messungen wurde der Frequenzbereich $f = 1 - 25$ kHz mit einer Amplitude von $|V_1| = 10$ V in der Schrittweite $\Delta f = 50$ Hz abgetastet. Im Bereich der Resonanzen wurde die Schrittweite auf $\Delta f = 10$ Hz reduziert. Als Messwiderstand wurde ein 1 k Ω Widerstand mit 5% Toleranz verwendet und mit einem Multimeter zu $R_t = (975 \pm 1)$ Ω vermessen.

Jede Messung wurde mindestens drei Mal mit zwei verschiedenen APU-Pingern (APU09 und APU10) durchgeführt. Die Emitter wurden in Luft vermessen, da der Strahlungswiderstand R_R in Luft wesentlich geringer ist als der mechanische Widerstand R_M und vernachlässigt werden kann. Um die Amplituden, Frequenzen und Phasen zu bestimmen, wurden die Signalformen $V_1(t)$ und $V_2(t)$ ausgelesen und ein Sinus an die Daten angepasst. Aus den Anpassungen wurden dann die Parameter $|V_{1/2}|$, $\phi_{1/2}$ und f extrahiert. Ein Beispiel für eine erfolgreiche Anpassung und der Verlauf der Amplituden $|V_1|$ und $|V_2|$ ist in Abbildung 3.11 zu sehen.

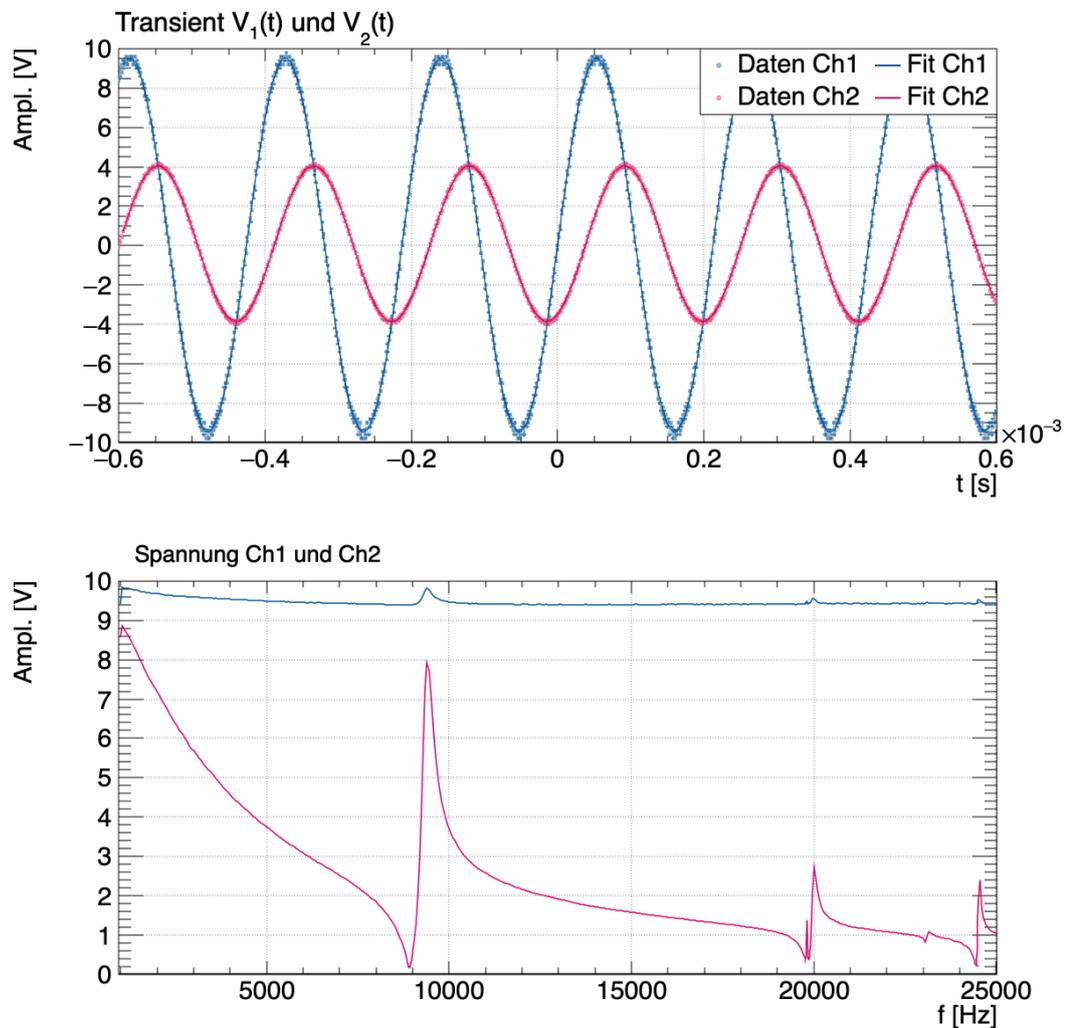


Abb. 3.11.: Beispiel für eine Sinusanpassung (oben) und den Verlauf der Amplituden $|V_1|$ und $|V_2|$ in Abhängigkeit der Signalfrequenz f (unten)

3.1.4.2. Bestimmung der Modellparameter

Mit der gemessenen Leitfähigkeit und dem elektromechanischen Ersatzschaltbild können die Bauteilwerte aus (3.13) und damit die Eigenschaften des APU-Pingers und des im Antriebsstapel verwendeten Werkstoffs berechnet werden. Die Leitfähigkeit des vereinfachten elektromechanischen Ersatzschaltbildes ist durch (3.10) gegeben

$$Y(\omega) = G_0 + j\omega C_0 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_e} + j\omega L_e + R_e}.$$

Betrachtet man das Verhalten der Leitfähigkeit für Frequenzen $\omega \ll \omega_r$ unterhalb der Resonanz, erhält man

$$Y_a(\omega) \stackrel{\omega \ll \omega_r}{\approx} G_0 + j\omega C_0 + j\omega C_e \stackrel{(3.13)}{=} \omega \tan \delta C_f + j\omega C_f.$$

Damit lassen sich der Verlustfaktor $\tan \delta$ und die freie Kapazität C_f aus dem Niederfrequenzverhalten von Y bestimmen mit

$$\tan \delta = \frac{\operatorname{Re}(Y_a)}{\operatorname{Im}(Y)} \quad \text{und} \quad C_f = \frac{\operatorname{Im}(Y)}{\omega}.$$

Unter Verwendung von (3.11) lässt sich der effektive Kopplungsfaktor k_{eff} aus der Antiresonanz- und Resonanzfrequenz bestimmen durch

$$\begin{aligned} \frac{f_r^2}{f_a^2} &\stackrel{(3.11)}{=} \frac{C_e}{C_0 + C_e} = 1 - k_{\text{eff}}^2 \\ \Leftrightarrow k_{\text{eff}}^2 &= 1 - \frac{f_r^2}{f_a^2}. \end{aligned}$$

Mit C_f und k_{eff}^2 lassen sich anschließend durch (3.11) die Kurzschlusskapazität C_0 und effektive Kapazität C_e berechnen. Mit der Resonanzfrequenz f_r und C_e lässt sich dann L_e und bei bekannter reduzierter Masse M^* auch der elektromechanische Übertragungsfaktor N bestimmen über

$$L_e = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_e} \quad \text{und} \quad N = \sqrt{\frac{M^*}{L_e}}.$$

Mit N und C_e lassen sich die mechanische Steifigkeit C^E und die elastische Nachgiebigkeit s_{33}^E durch (3.13) berechnen. Aus der Höhe der Resonanz Y_{max} folgt der effektive Widerstand R_e und mit N auch der mechanische Widerstand R_M durch

$$Y_{\text{max}} \approx \frac{1}{R_e} \approx \frac{N^2}{R_M}.$$

Im Folgenden werden die Bestimmung der Leitfähigkeit und obige Berechnungen genutzt, um den APU-Pingers zu analysieren.

3.1.4.3. Ankopplung der Heckmasse

Das mechanische Schaltbild des Tonpilz-Projektors aus Abbildung 3.3 stellt eine starke Vereinfachung der Konstruktion des APU-Pingers dar. Eine genauere Beschreibung liefert das Schaltbild in Abbildung 3.12. Der Schmelzkopf M_H ist über einen starren Gewindebolzen mit der Mittelmasse M_M verbunden und fixiert damit den Antriebsstapel K^E . Das Heck der APU M_T wird mit sechs Halteschrauben und zwei O-Ringen an der Mittelmasse befestigt, wie in Abbildung 3.1 zu sehen. Diese Kopplung von M_T an M_H wird in Abbildung 3.12 durch die Elemente K_M und R_M modelliert. Die Qualität dieser Verbindung von Heck und Mittelmasse soll im Folgenden untersucht werden.

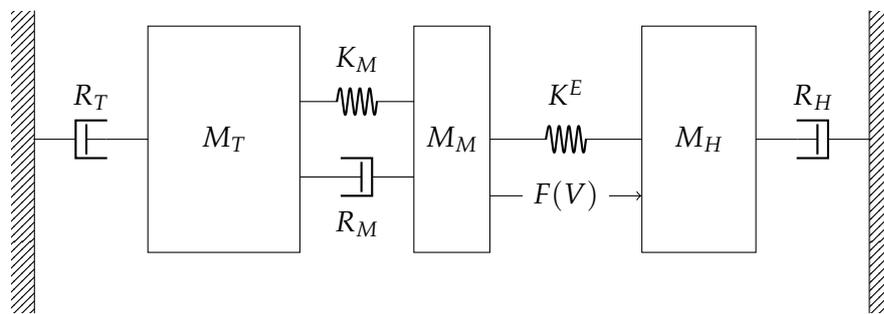


Abb. 3.12.: Mechanisches Schaltbild für den APU-Pinger unter Berücksichtigung der Ankopplung von Heck und Mittelmasse

Bei guter Ankopplung ist die Verbindung zwischen M_T und M_M starr und reibungsfrei (R_M gering und K_M groß), sodass sowohl M_T als auch M_M vollständig in die Berechnung der reduzierten Masse M^* eingehen

$$M_{\text{HMT}}^* = \frac{M_H(M_M + M_T)}{M_H + M_M + M_T}.$$

Ist die Ankopplung schlecht, ist die Verbindung flexibel und dämpfend (R_M groß und K_M gering). In diesem Fall würde der Tonpilz nur aus Kopf- und Mittelmasse bestehen. Damit würde M_T nicht in Berechnung der reduzierten Masse M^* eingehen

$$M_{\text{HM}}^* = \frac{M_H M_M}{M_H + M_M}.$$

Die Größe von M^* beeinflusst nach (3.11) die Resonanzfrequenz f_r direkt mit

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K^E}{M^*}}.$$

Mit dem Heck $M_H = 4,95 \text{ kg}$, der Mittelmasse $M_M = 1,45 \text{ kg}$, dem Schmelzkopf $M_H = 2,30 \text{ kg}$ und den Materialeigenschaften von Sonox P4 aus Tabelle 3.1 ergeben

sich bei analytischer Evaluierung der beiden Fälle die zwei auch im Rahmen der Toleranzen signifikant unterschiedlichen Resonanzfrequenzen von

$$f_r^{\text{HMT}} = (5,70 \pm 0,39) \text{ kHz} \quad \text{und} \quad f_r^{\text{HM}} = (7,86 \pm 0,72) \text{ kHz}.$$

Um die Art und Qualität der Ankopplung der Heckmasse an die Mittelmasse zu untersuchen, wurde die Leitfähigkeit des APU-Pingers in drei Konfigurationen vermessen:

- (A) Die APU-Hülle wurde entfernt und der APU-Pinger besteht nur aus Mittel- und Kopfmasse (siehe Abbildung 3.13). Diese Konfiguration stellt eine schlechte Ankopplung des Hecks an die Mittelmasse dar, da M_T keinen Einfluss auf die Resonanz f_r^A hat. Die Erwartung ist

$$M_A^* = (0,89 \pm 0,15) \text{ kg} \quad \Rightarrow \quad f_r^A = (7,86 \pm 0,72) \text{ kHz}.$$

- (B) Die APU-Hülle wurde entfernt und die Mittelmasse durch eine schwere Masse mit $M_S = (6,80 \pm 0,67) \text{ kg}$ ersetzt (siehe Abbildung 3.13). Die schwere Masse ist durch einen Gewindebolzen mit dem Schmelzkopf verbunden und mit einer Vorspannung von $T_A = 19,6 \text{ MPa}$ fixiert, wie die Mittelmasse zuvor auch. Konfiguration (B) stellt den Fall der optimalen Ankopplung dar. Die Resonanz f_r^B berechnet sich dann zu

$$M_B^* = (1,72 \pm 0,21) \text{ kg} \quad \Rightarrow \quad f_r^B = (5,66 \pm 0,65) \text{ kHz}.$$

- (C) Der vollständige APU-Pinger bestehend aus APU-Hülle, Mittel- und Kopfmasse wird vermessen. Aus dem Vergleich der Leitfähigkeit dieser Konfiguration mit (A) und (B) lassen sich Rückschlüsse auf die Qualität der Ankopplung des Hecks M_T ziehen.

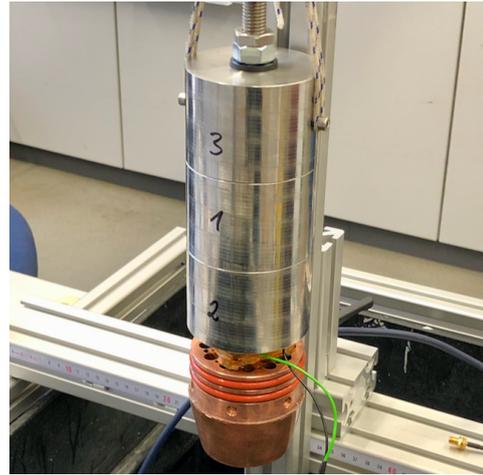
Abbildung 3.14 zeigt das Ergebnis der Referenzmessungen (A) und (B). Im Falle einer guten Kopplung des Hecks an die Mittelmasse sollten Resonanz und Verlauf der Leitfähigkeit von (C) ähnlich zu (B) sein. Liegt eine schlechte Ankopplung vor, gehen Resonanz und Verlauf in Richtung von (A). In Abbildung 3.15 wurde die Messung des APU-Pingers (C) hinzugefügt. Die gemessenen Resonanzfrequenzen, Gütefaktoren und effektiven Widerstände sind in Tabelle 3.3 aufgelistet.

Tab. 3.3.: Ergebnisse der Untersuchung der Ankopplung des Hecks an die Mittelmasse

Parameter	(A)	(B)	(C)
Resonanzfrequenz f_r [kHz]	$8,72 \pm 0,02$	$5,99 \pm 0,08$	$8,93 \pm 0,04$
mech. Gütefaktor Q_m	160 ± 44	162 ± 65	116 ± 23
eff. Widerstand R_e [Ω]	$15,36 \pm 1,75$	$30,31 \pm 2,67$	$22,04 \pm 0,04$



(a) APU-Pinger ohne Heck (A)



(b) APU-Pinger mit schwerer Mittelmasse (B)

Abb. 3.13.: APU-Pinger Konfigurationen zur Messung der Ankopplung von Heck an Mittelmasse

Anhand dieser Ergebnisse lassen sich die Vorhersagen der analytischen Evaluierung von (A) und (B) überprüfen: Während die Resonanzfrequenz f_r^B den Erwartungen entspricht, liegt f_r^A etwa 13% höher als erwartet und liegt nur im 2σ -Bereich der Vorhersage. Dennoch lassen sich die Konfigurationen deutlich anhand des Verlaufs der Leitfähigkeiten unterscheiden.

Vor allem aber zeigen die Messungen, dass die Ankopplung des Hecks an die Mittelmasse schlecht ist: Resonanz und Verlauf der Leitfähigkeit von (C) stimmen mit (A) gut überein. Die Höhe der Resonanz ist allerdings 30% niedriger. Das bedeutet, dass das Heck nur den mechanischen Widerstand R_M des Emitters um 30% erhöht und nicht in die reduzierte Masse M^* eingeht.

Da das Gewicht des Hecks nicht als Masse in die Kinematik des APU-Pingers eingeht, besteht die Heckmasse des Tonpilz-Projektors nur aus der Mittelmasse und ist damit leichter als die Kopfmasse. Dadurch wird der Großteil der kinetischen Energie in der Mittelmasse M_M deponiert. Aus dem Verhältnis der Massen folgt

$$\frac{M_M}{M_H} = \frac{u_h}{u_m} \Rightarrow \frac{E_{\text{kin}}^h}{E_{\text{kin}}^t} = \frac{M_H u_h^2}{M_M u_m^2} = \frac{M_M}{M_H} = 0,61.$$

Dieses Verhältnis zeigt, dass fast doppelt so viel kinetische Energie in die Bewegung der Mittelmasse fließt wie in den Schmelzkopf, der akustische Signale in das Eis auskoppeln soll. Dadurch geht ein Großteil der Energie in die Bewegung der Mittelmasse ein und damit für die Schallerzeugung verloren. Eine Erhöhung der Mittelmasse auf das Gewicht des Schmelzkopfes würde die Energie fast verdoppeln.

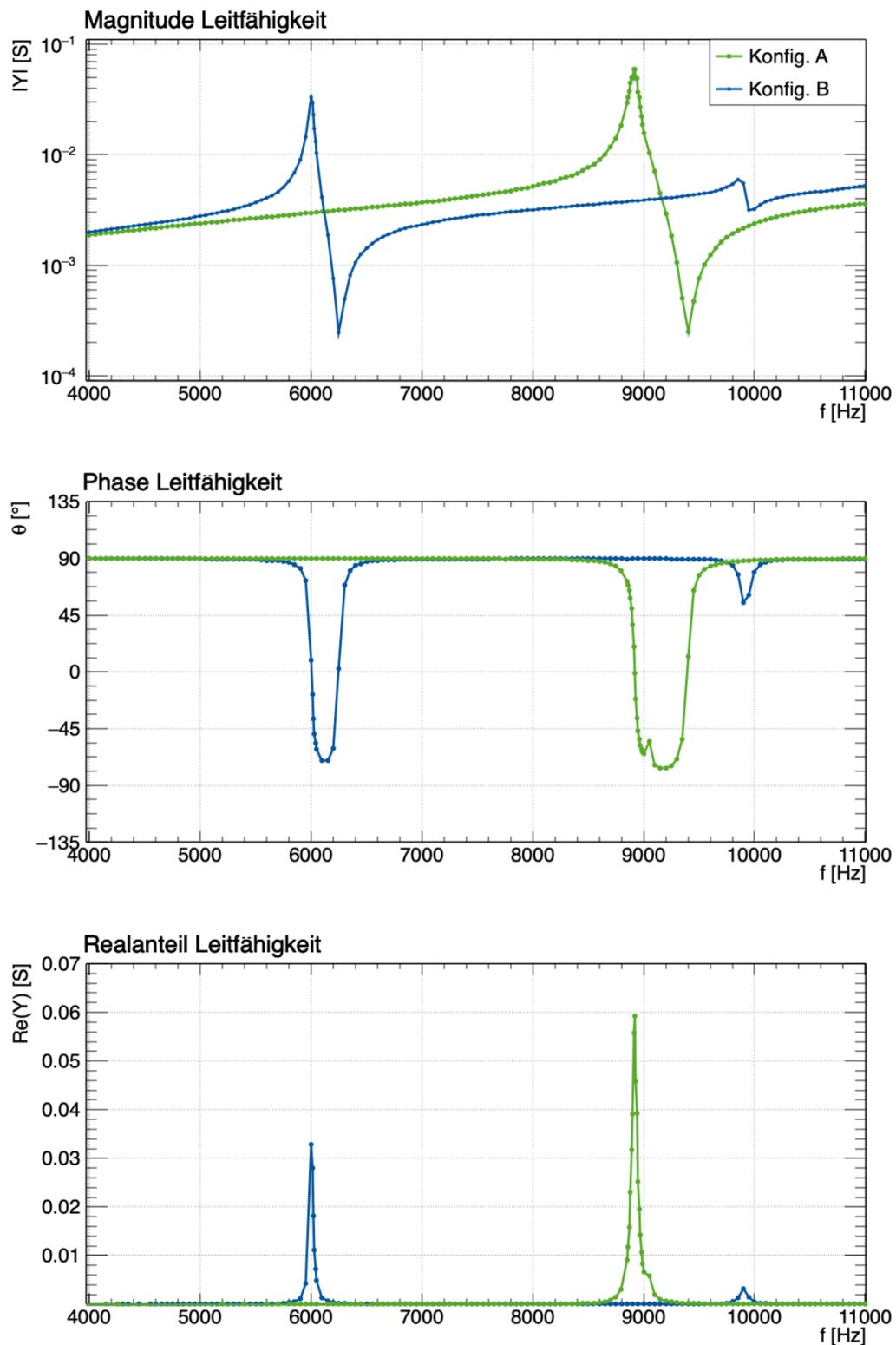


Abb. 3.14.: Referenzmessungen (A) und (B) für die Analyse der Kopplung der Heck- an die Mittelmasse

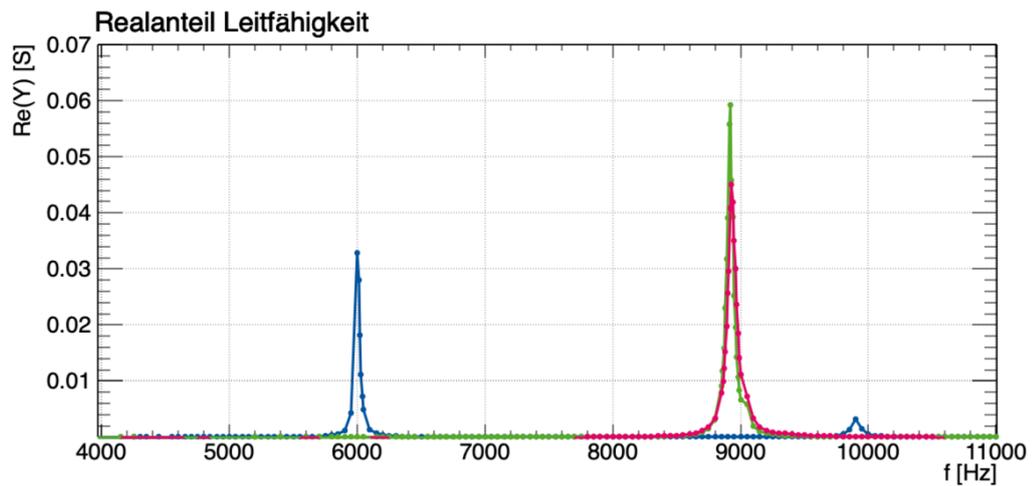
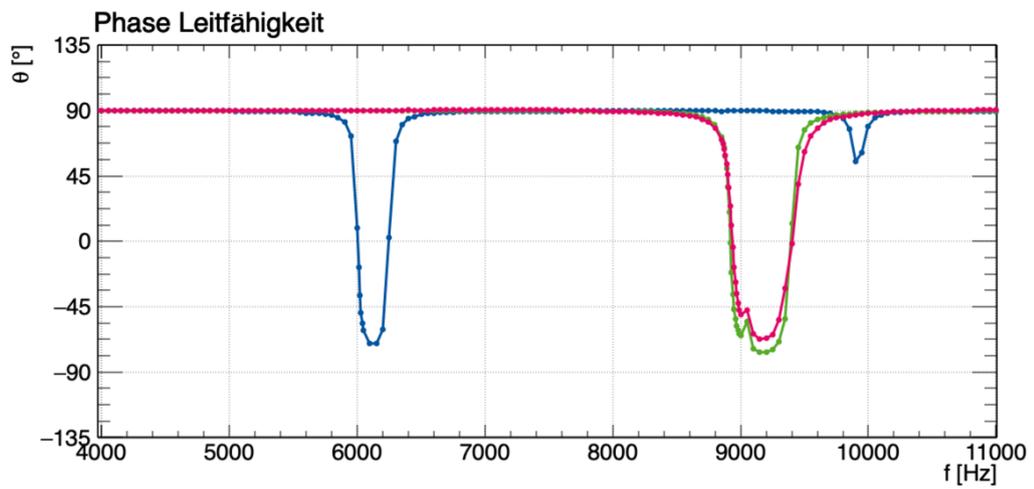
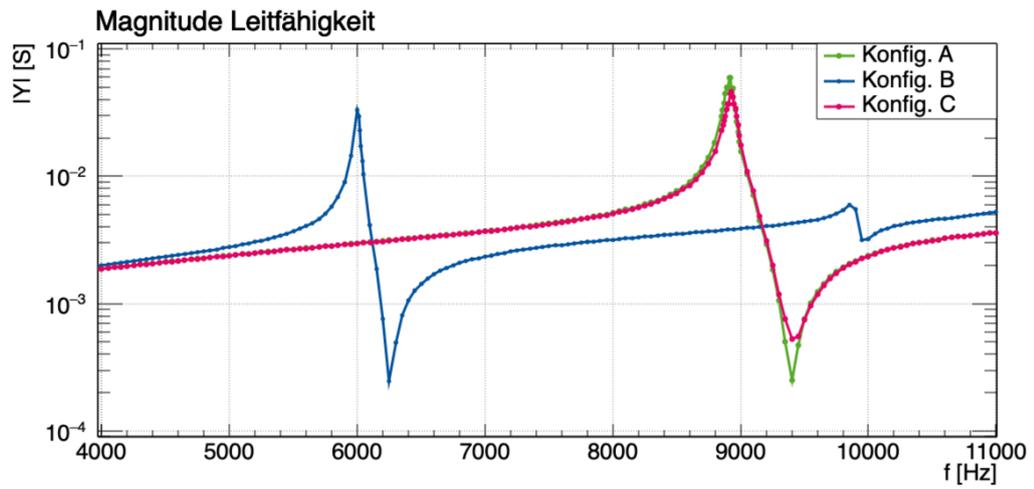


Abb. 3.15.: Vergleich der Leitfähigkeit des APU-Pingers (C) mit den beiden Referenzmessung aus Abbildung 3.14

3.1.4.4. Ankopplung der Pingerhülle

Um den Einfluss der Pingerhülle, die sich zwischen Schmelzkopf und Mittelmasse befindet, auf die Eigenschaften des APU-Pingers zu untersuchen, wurde die Leitfähigkeit des Emitters mit und ohne Pingerhülle vermessen und mit dem Ersatzschaltbild analysiert. Da die vorhergehenden Messungen gezeigt haben, dass die Heckmasse nur dissipativ einkoppelt, wurde diese für die Messungen entfernt. In Abbildung 3.16 sind die beiden Konfigurationen zu sehen.



(a) APU-Pinger ohne Pingerhülle.



(b) APU-Pinger mit Pingerhülle.

Abb. 3.16.: APU-Pinger Konfigurationen für die Messung des Einflusses der Pingerhülle auf den Emitter

Abbildung 3.17 zeigt das Resultat der Messungen. Der Vergleich der Leitfähigkeiten zeigt, dass die Pingerhülle das Verhalten des APU-Pingers kaum beeinflusst. Da sich die Resonanzfrequenz f_r mit und ohne Pingerhülle nicht signifikant ändert, aber $Re(Y)$ in Resonanz mit Pingerhülle leicht niedriger ist, scheint die Pingerhülle, wie bereits beim Heck beobachtet, nur dissipativ an Mittelmasse und Schmelzkopf zu koppeln. Durch die Pingerhülle nimmt der mechanische Widerstand des Emitters um etwa 17 % zu. Die Resonanzfrequenzen, Gütefaktoren und effektiven Widerstände sind in Tabelle 3.4 aufgeführt.

Tab. 3.4.: Ergebnisse der Untersuchung der Ankopplung der Pingerhülle

Parameter	ohne Pingerhülle	mit Pingerhülle
Resonanzfrequenz f_r [kHz]	$8,89 \pm 0,02$	$8,89 \pm 0,03$
mechanischer Gütefaktor Q_m	148 ± 36	129 ± 27
effektiver Widerstand R_e [Ω]	$16,92 \pm 0,01$	$20,24 \pm 0,08$

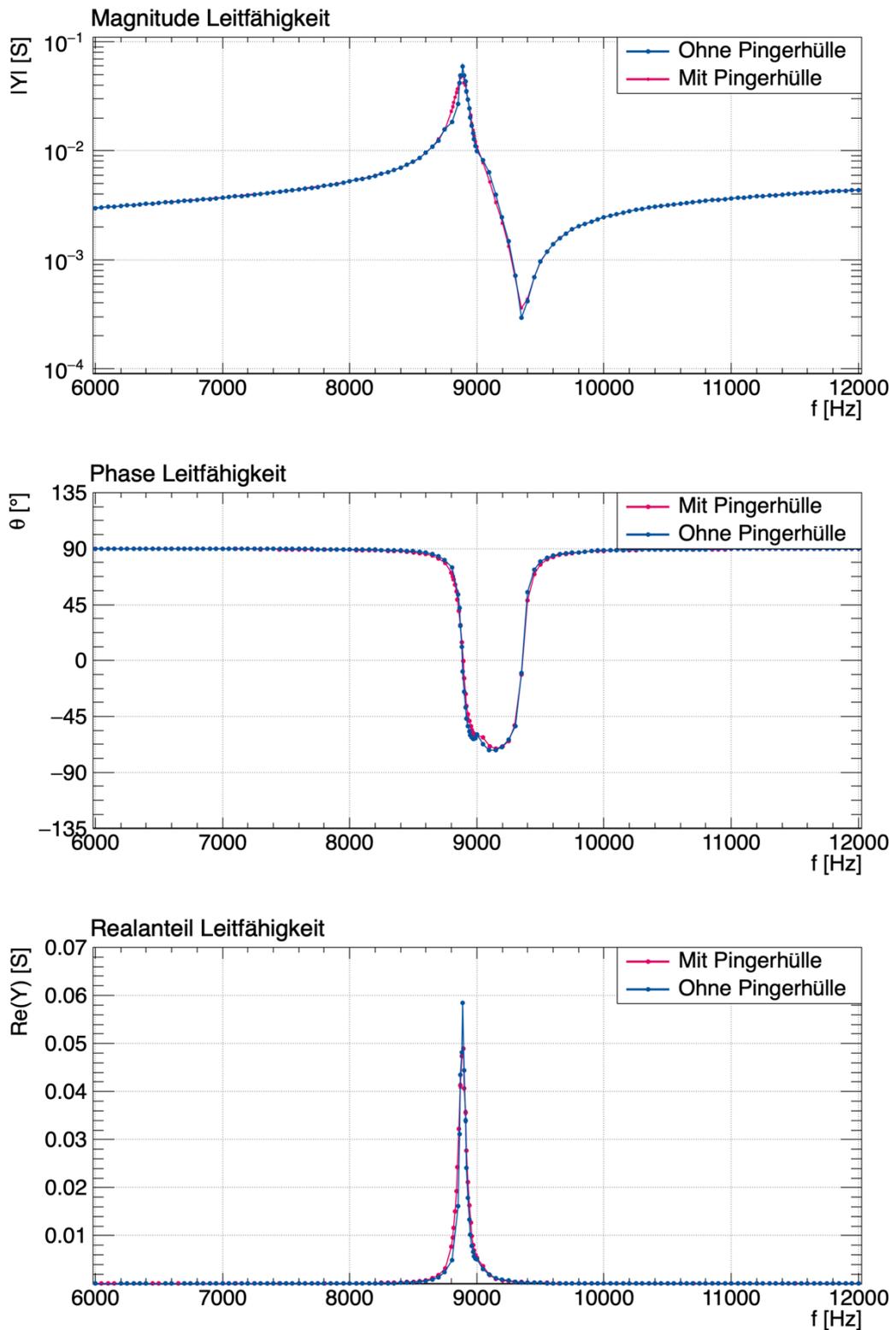


Abb. 3.17.: Messung der Leitfähigkeit des APU-Pingers mit und ohne Pingerhülle

3.1.4.5. Verhaltensreproduzierbarkeit

Wie zu Beginn des Kapitels erwähnt, wurden alle Messungen mindestens drei Mal mit den Emittlern von zwei verschiedenen, aber baugleichen APUs (APU09 und APU10) durchgeführt und zeigten ein konsistentes Verhalten. Während die Positionen von Resonanz und Antiresonanz bei beiden APU-Pingern gleich sind, weichen die Höhen der Resonanzen voneinander ab. Trotz gleicher Konstruktion ist das Verhalten der APU-Pinger also nicht vollständig reproduzierbar.

Abbildung 3.18 zeigt jeweils vier Wiederholungen einer Messung der Leitfähigkeit für APU09 und APU10 ohne Heckmasse und Pingerhülle. Während Resonanz- und Antiresonanzfrequenz im Rahmen der Bauteiltoleranzen gut miteinander übereinstimmen, ist die Höhe der Resonanz von APU09 konstant etwa 34 % niedriger als von APU10. Da $Y_{max} \approx 1/R_e$ und $R_e \approx R_m/N^2$ ist, ist der mechanische Widerstand von APU09 34 % größer als von APU10. Die relevanten Parameter sind in Tabelle 3.5 aufgelistet.

Mechanischer Widerstand kann in Form von Reibung an den großen Auflageflächen des Antriebsstapels zur Mittelmasse und zum Schmelzkopf entstehen, aber auch im Innengewinde und der Auflagefläche der Mutter, die zum Anlegen der Vorspannung genutzt wird. Abbildung 3.19 illustriert, wie sich die Auflagefläche der Mutter durch Verschieben oder Verkippen der Mittelmasse ändern und damit die Reibung beeinflusst. Der Einsatz von Tellerfedern kann zu Verbesserungen führen: Durch die elastischen konusförmigen Unterlegscheiben liegen Mutter und Mittelmasse stets auf den Kreisflächen der Tellerfeder auf. Dadurch können Unebenheiten ausgeglichen werden, wie in Abbildung 3.19 veranschaulicht wird. Die roten Stellen markieren die unterschiedlichen Auflageflächen von Mutter und Mittelmasse bei zentrierter, verschobener und verkippter Befestigung. An diesen Flächen kann Reibung entstehen und damit die unterschiedlichen Resonanzhöhen erklären. Mit dem Einsatz einer Tellerfeder kann diese Auflagefläche reduziert werden und bleibt auch in den dargestellten Fällen gleich. Damit die Elastizität der Tellerfeder die Federkonstante K^E des Antriebsstapels und damit die Resonanzfrequenzen f_r und f_a nicht beeinflusst, sollte die Tellerfeder wesentlich härter sein als K^E .

Tab. 3.5.: Ergebnis der Untersuchung zweier baugleicher APU-Pinger

Parameter	APU09	APU10
Resonanzfrequenz f_r [kHz]	$8,80 \pm 0,02$	$8,93 \pm 0,02$
mechanischer Gütefaktor Q_m	115 ± 23	129 ± 73
effektiver Widerstand R_e [Ω]	$20,47 \pm 0,08$	$13,50 \pm 0,01$

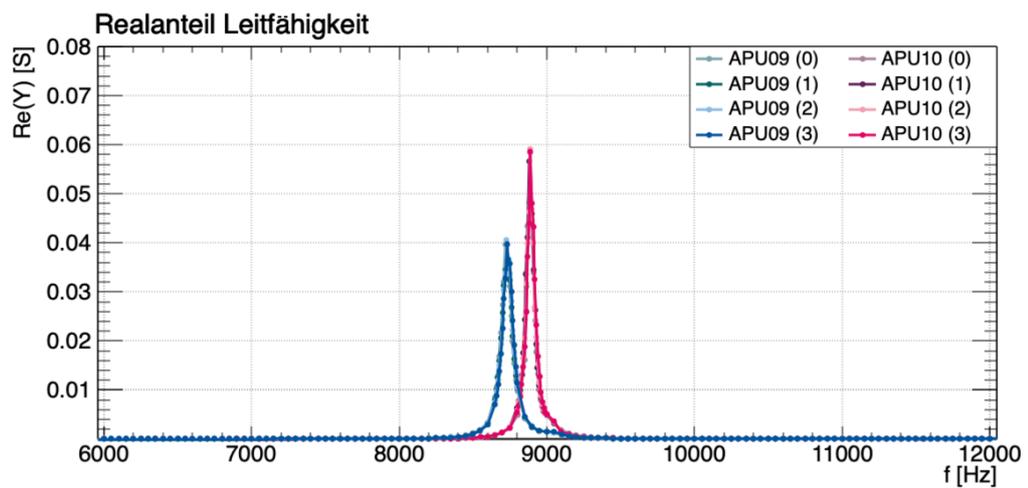
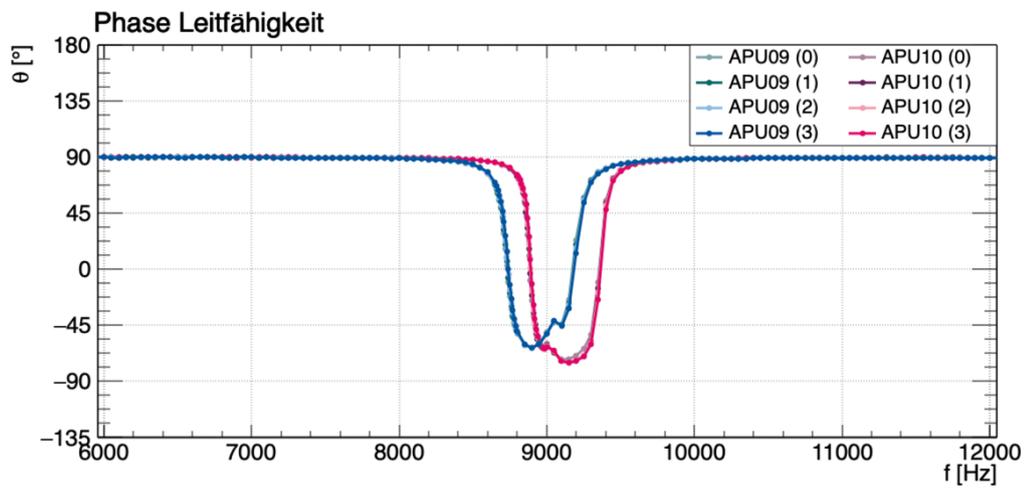
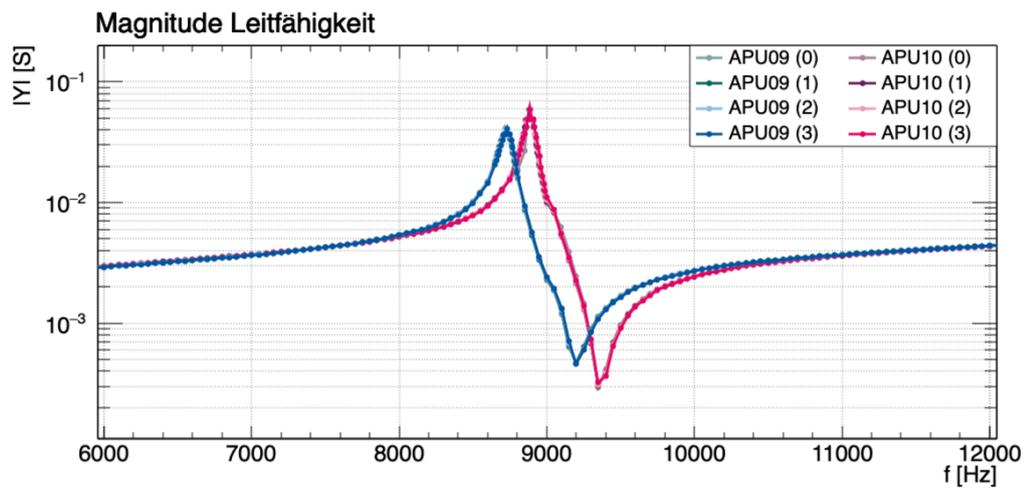


Abb. 3.18.: Jeweils vier Messungen (0 – 3) der Leitfähigkeit der APU-Pinger von APU09 und APU10 ohne Tellerfeder

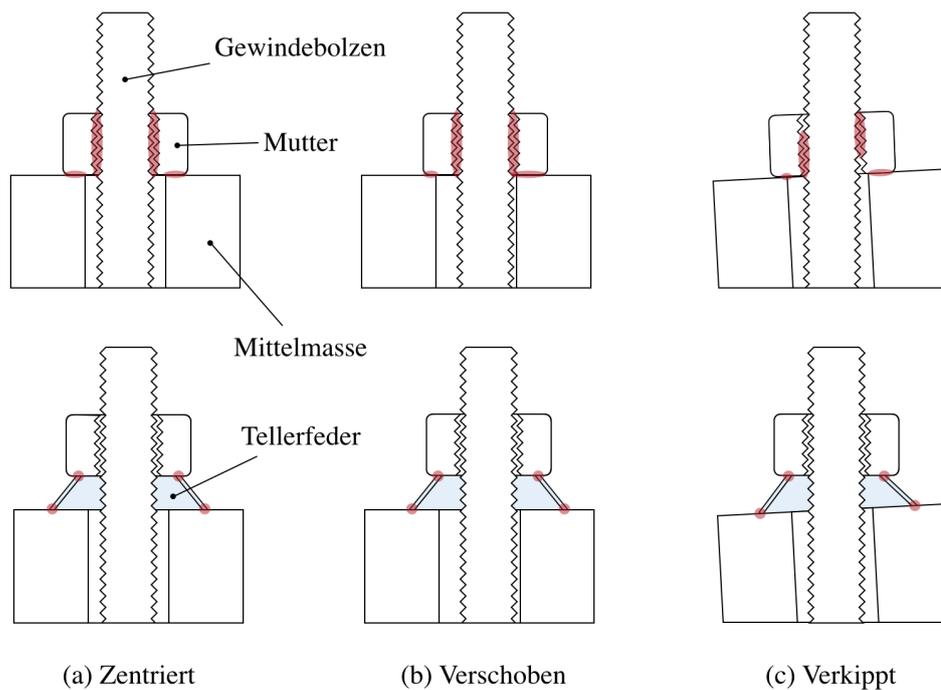


Abb. 3.19.: Unterschiedliche Ankopplungen der Mittelmasse mit und ohne Tellerfeder

Abbildung 3.20 zeigt jeweils vier Messungen für die gleichen APU-Pinger unter dem Einsatz von Tellerfedern. Im Vergleich zu Abbildung 3.18 sieht man hier eine wesentlich bessere Übereinstimmung der Leitfähigkeiten von APU09 und APU10. Sowohl Resonanzfrequenz als auch Höhe der Resonanz stimmen nun sehr gut überein. Der mechanische Widerstand von APU09 konnte durch den Einsatz einer Tellerfeder um 34% reduziert werden. Die Ergebnisse der Messung dieser Konfiguration sind in Tabelle 3.6 zusammengefasst. Auch hier zeigt sich, dass wichtige Charakteristika des APU-Pingers im 1σ -Bereich miteinander übereinstimmen. Festzuhalten ist, dass das Verhalten der APU-Pinger mit dieser Modifikation der Konstruktion sehr gut reproduzierbar ist.

Tab. 3.6.: Ergebnis der Untersuchung zweier baugleicher APU-Pinger mit Tellerfeder.

Parameter		APU09	APU10
Resonanzfrequenz	f_r [kHz]	$9,00 \pm 0,03$	$9,02 \pm 0,2$
mech. Gütefaktor	Q_m	197 ± 65	176 ± 50
eff. Widerstand	R_e [Ω]	$13,52 \pm 0,01$	$13,51 \pm 0,01$

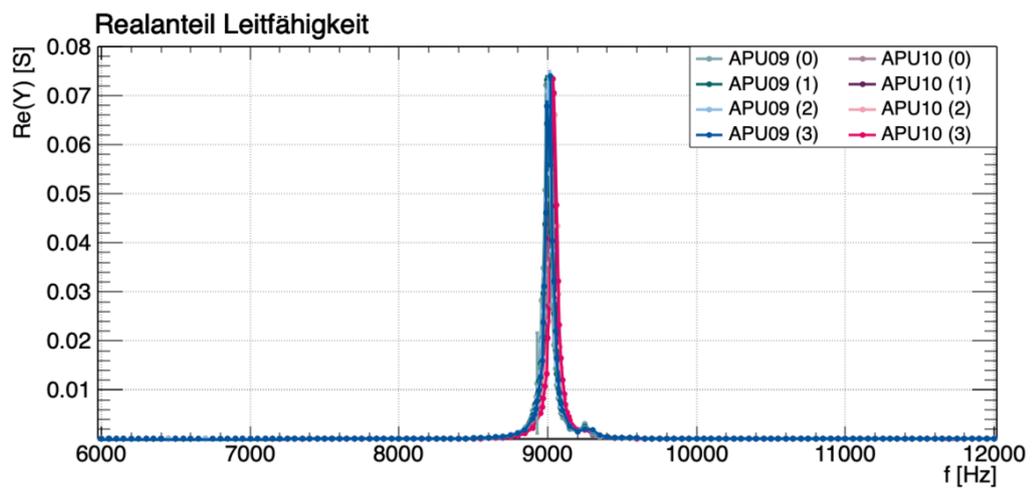
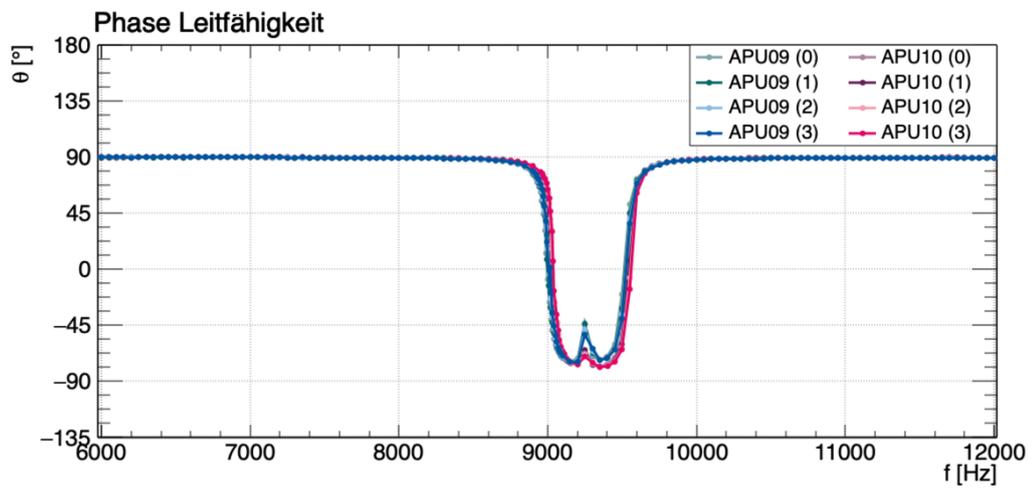
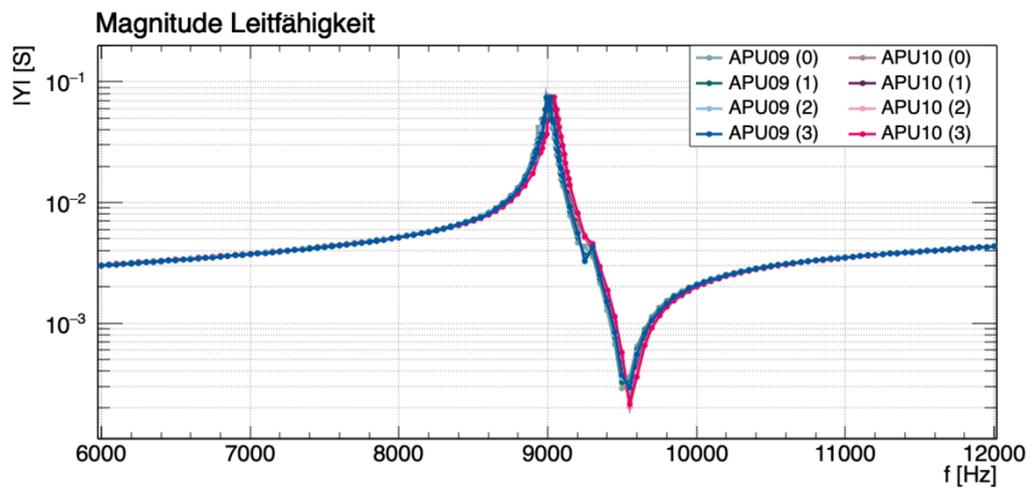


Abb. 3.20.: Jeweils vier Messungen (0 – 3) der Leitfähigkeit der APU-Pinger von APU09 und APU10 mit Tellerfeder

3.1.4.6. Dauerbelastung

Eine weitere Auffälligkeit betrifft das Verhalten des APU-Pingers nach dem Einsatz im Feld. In einem Feldtest auf einem Alpengletscher ist der Emitter starken Belastungen ausgesetzt: Neben extremen Temperaturschwankungen beim Einschmelzen (40 °C) und Messprozeduren im Eis (−5 °C) und den Erschütterungen beim Transport, ist auch der Dauerbetrieb des Emitters eine Belastung für seine mechanischen Komponenten. Abbildung 3.21 zeigt den Verlauf der Leitfähigkeit für APU-Pinger nach dem Einsatz im Feld (alt) und für dieselben APU-Pinger nach einer Generalüberholung (neu).

Für eine Generalüberholung wurde jeder APU-Pinger demontiert, die Keramiken gereinigt, die Elektroden neu verlötet und die Auflageflächen des Antriebsstapels an Mittelmasse und Schmelzkopf poliert. Danach wurde die Emitter zusammengesetzt und ein Drehmoment von $M_A = 70 \text{ N m}$ angelegt. Wie gezeigt, unterscheiden sich Position und Höhe der Resonanzen nach Generalüberholung deutlich. Eine Übersicht der Parameter ist in Tabelle 3.7 und 3.8 zu sehen.

Die Effekte von Temperaturschwankungen, Erschütterungen und Dauerbelastung können durch die Generalüberholung wieder rückgängig gemacht werden. Da sich vor allem Höhe und Position der Resonanz verändern, liegt die Vermutung nahe, dass sich die Vorspannung durch Lösen der Mutter an der Heckmasse ändert: Eine Verringerung der angelegten Vorspannung führt zu einer schlechteren Ankopplung der Mittelmasse, das wiederum zu einer Verringerung der reduzierten Masse M^* und das schließlich zu einer höheren Resonanzfrequenz f_r . Zudem nimmt die Reibung und dadurch der mechanische Widerstand R_m bei schlechter Kopplung stark zu.

Tab. 3.7.: Vergleich der Parameter APU09 vor (alt) und nach Generalüberholung (neu)

Parameter (APU09)		alt	neu
Resonanzfrequenz	f_r [kHz]	$9,55 \pm 0,01$	$8,80 \pm 0,02$
mechanischer Gütefaktor	Q_m	34 ± 5	115 ± 23
effektiver Widerstand	R_e [Ω]	$92,88 \pm 0,35$	$20,47 \pm 0,08$

Tab. 3.8.: Vergleich der Parameter APU10 vor (alt) und nach Generalüberholung (neu)

Parameter (APU10)		alt	neu
Resonanzfrequenz	f_r [kHz]	$9,35 \pm 0,01$	$8,93 \pm 0,02$
mechanischer Gütefaktor	Q_m	47 ± 2	129 ± 73
effektiver Widerstand	R_e [Ω]	$55,50 \pm 0,20$	$13,50 \pm 0,01$

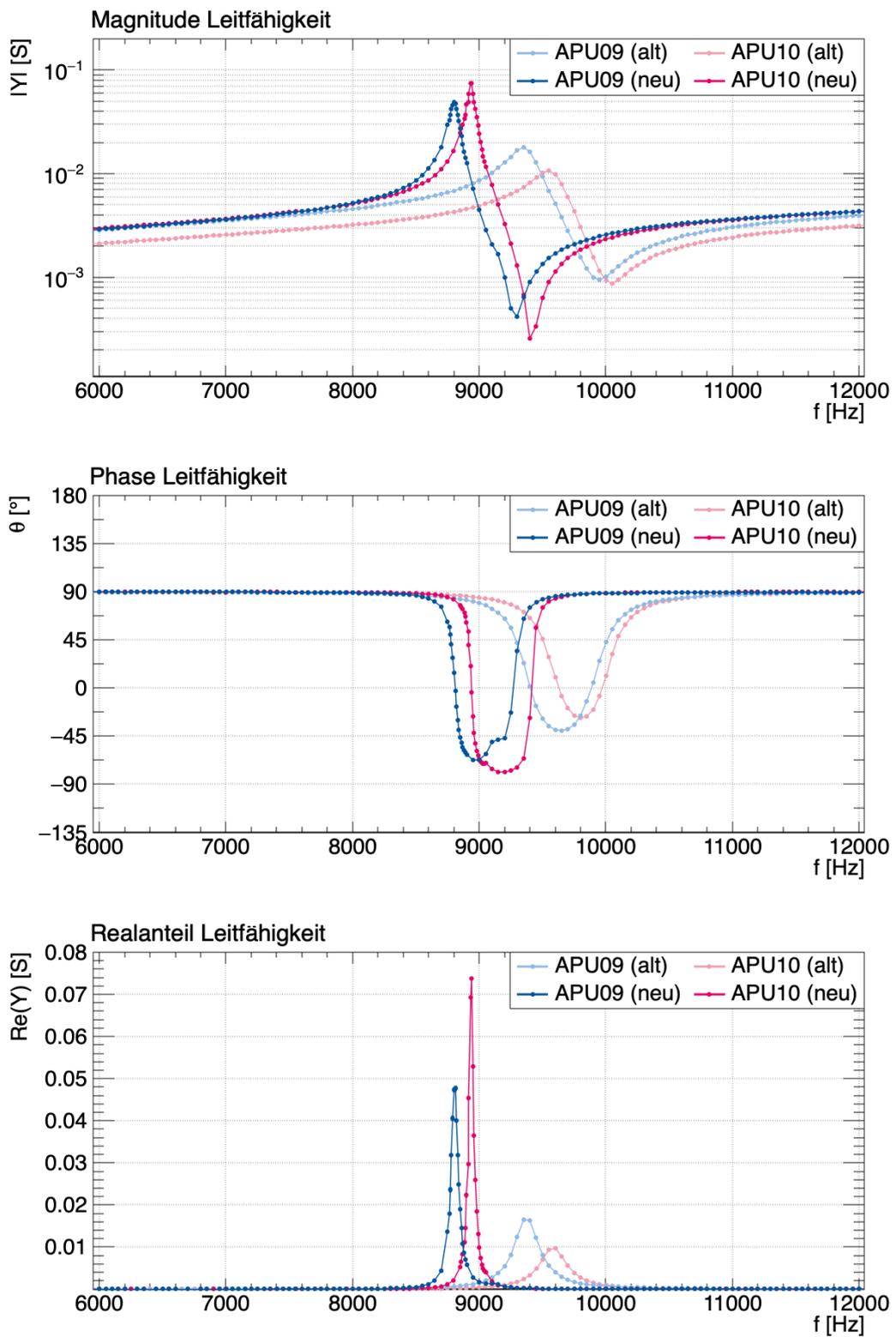


Abb. 3.21.: Leitfähigkeit der APU-Pinger von APU09 und APU 10 nach Verwendung im Feld (alt) und nach einer Generalüberholung (neu)

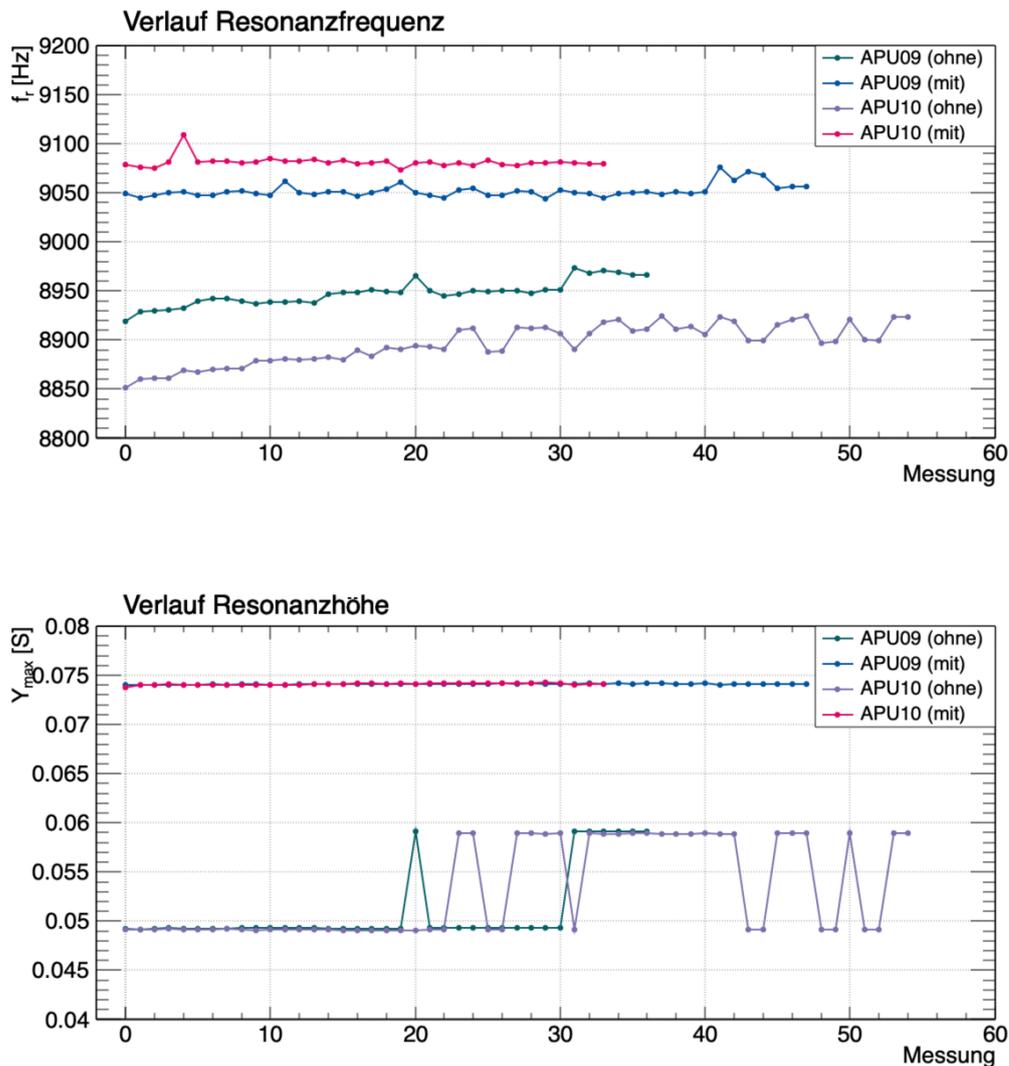


Abb. 3.22.: Verlauf von Resonanzfrequenz f_r und -höhe Y_{\max} bei wiederholter Benutzung des APU-Pingers mit und ohne Tellerfeder

Bei dauerhaftem Betrieb wirken auf die mechanische Konstruktion des APU-Pingers wiederholt große Kräfte, die vor allem auf Reibung basierende Verbindungen belasten. Durch den Einsatz von Tellerfedern zwischen Mittelmasse und Mutter kann diese Belastung reduziert werden. Um diese These zu prüfen, wurden jeweils 33 – 54 Messungen über einen Zeitraum von 8 – 13 Stunden für den APU-Pinger von APU09 und APU10 mit und ohne Tellerfedern durchgeführt. Abbildung 3.22 zeigt den Verlauf von Resonanzfrequenz und -höhe für die APU-Pinger in beiden Konfigurationen.

Im Falle der Konfiguration ohne Tellerfedern ist deutlich zu erkennen, dass die Resonanzfrequenz im Laufe der Zeit langsam ansteigt. Auch die Höhe der Resonanz ist bei späteren Messungen nicht stabil und springt zwischen 49 mS und 59 mS. Mit Tellerfedern sind Resonanzfrequenz und -höhe wesentlich stabiler.

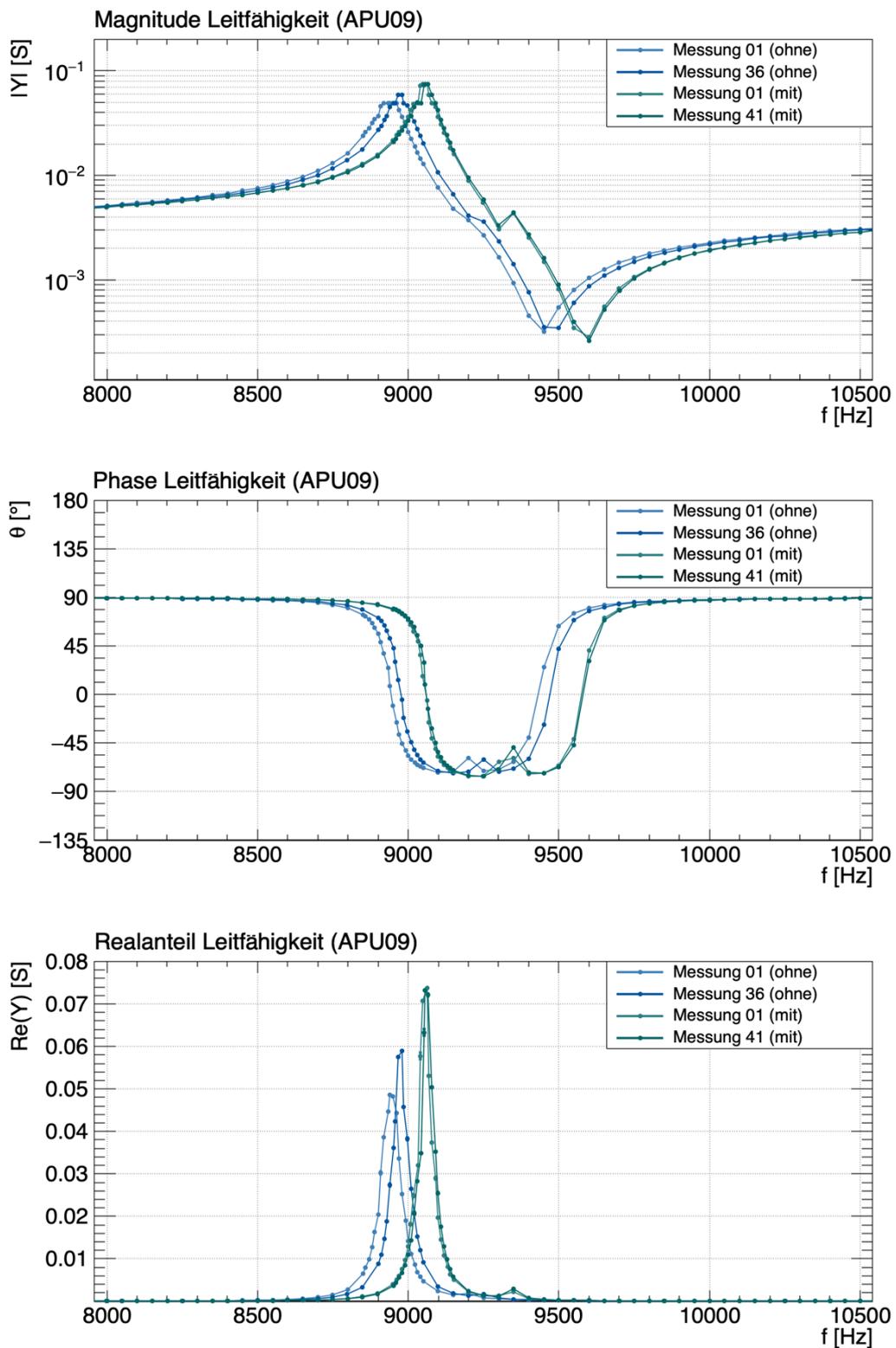


Abb. 3.23.: Vergleich der Leitfähigkeiten der APU-Pinger Konstruktion mit und ohne Tellerfeder zu Beginn und am Ende der Dauermessungen für APU09

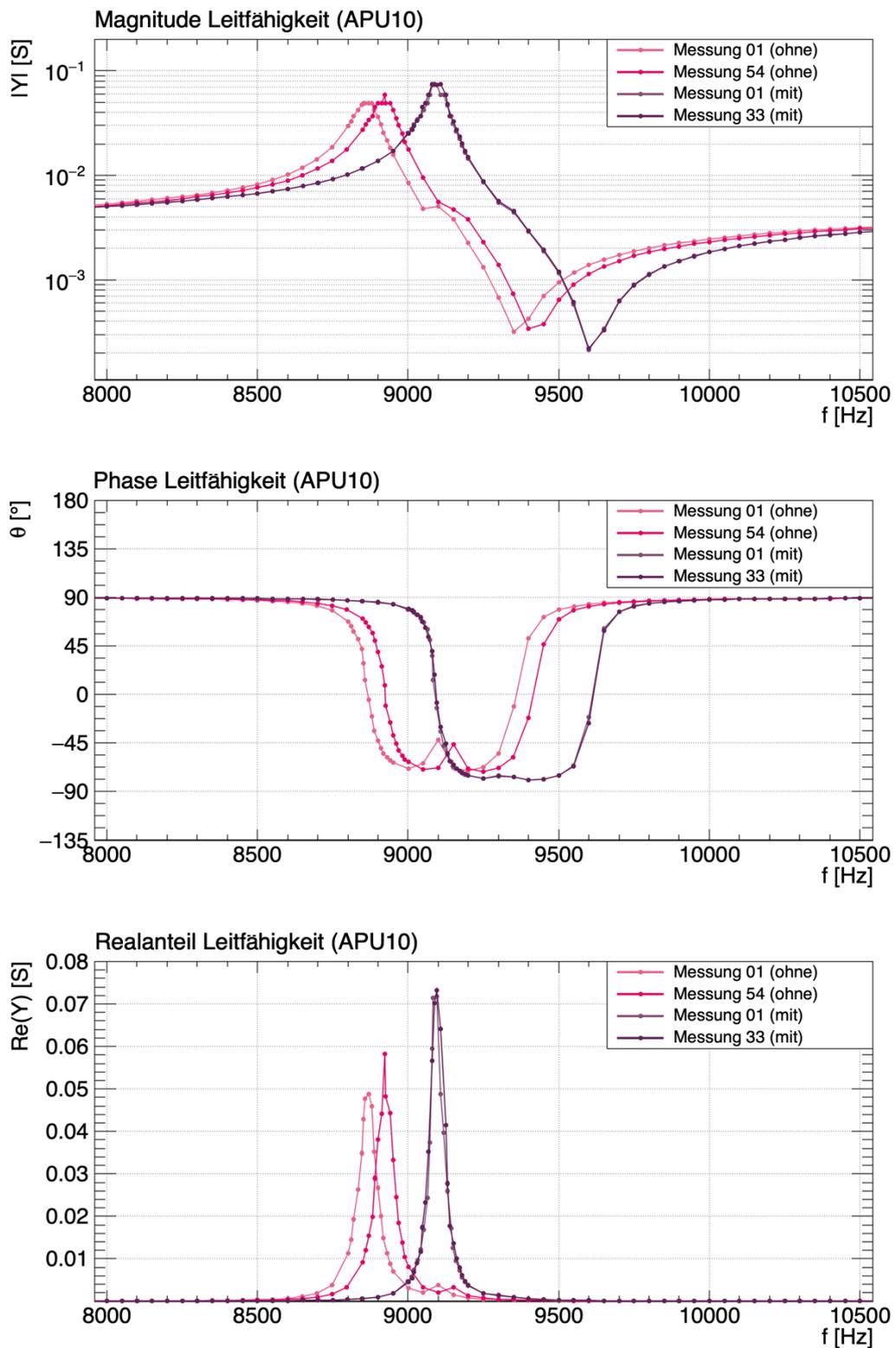


Abb. 3.24.: Vergleich der Leitfähigkeiten der APU-Pinger Konstruktion mit und ohne Tellerfeder zu Beginn und am Ende der Dauermessungen für APU10.

Darüber hinaus ist die Resonanzhöhe mit 74 mS deutlich höher als ohne Tellerfedern. Die Abbildungen 3.23 und 3.24 zeigen den Vergleich der ersten und letzten Messung der Leitfähigkeit mit und ohne Tellerfedern der APU-Pinger von APU09 und APU10. Auch hier ist deutlich zu sehen, dass der Unterschied von der ersten zur letzten Messung ohne Tellerfedern wesentlich größer ist als mit ihnen.

3.1.4.7. Fazit

Die Untersuchung der mechanischen Konstruktion des APU-Pingers durch Vermessung der Leitfähigkeit in Luft hat wichtige Erkenntnisse gebracht und mögliche Verbesserungen konnten erarbeitet werden:

Die Ankopplung des Hecks der APU an die Mittelmasse muss überarbeitet werden. Bei der aktuellen Konfiguration geht das Heck nicht als Masse, sondern als Dämpfer in die Kinematik des APU-Pingers ein, da sich durch Anbringen des Hecks die Resonanzfrequenz nicht ändert, der mechanische Widerstand aber um 30 % zunimmt. Da das Heck nicht zur Heckmasse des APU-Pingers beiträgt, reduziert sich diese auf die Masse der Mittelmasse (1,45 kg) und ist damit kleiner als die Masse des Schmelzkopfs (2,30 kg). Dies führt zu einem Verlust akustischer Leistung, da der größte Teil der kinetischen Energie in die Schwingung der Mittelmasse und nicht in die des Schmelzkopfs eingeht, der die akustischen Signale in das Eis auskoppeln soll. Des Weiteren konnte festgestellt werden, dass die Ankopplung der Pingerhülle keinen Einfluss auf die Position der Resonanzen hat. Aufgrund des mechanischen Widerstandes, den das Bauteil dem APU-Pinger hinzufügt, verringert sich die Höhe der Resonanz jedoch um etwa 17 %.

Während der Messungen konnte festgestellt werden, dass sich die Resonanzhöhen und damit der effektive Widerstand R_e zweier baugleicher APU-Pinger um bis zu 34 % unterscheiden können. Durch das Einsetzen von Tellerfedern zwischen Mutter und Mittelmasse der APU konnte dieser Mangel behoben werden. Ebenso konnte durch Einsetzen der Tellerfedern das Verhalten unter dauerhafter Nutzung verbessert werden: Während sich ohne die Tellerfedern die Resonanzfrequenz bereits nach etwa 30 Messungen um 50 Hz verändert hat, konnte nach mehr als 40 Messungen mit Tellerfeder keine Veränderung gemessen werden. Zudem war die Höhe der Resonanz bei beiden APU-Pingern nach 20 Messungen sehr instabil und schwankte um bis zu 17 %. Auch das konnte durch den Einsatz von Tellerfedern korrigiert werden. Insgesamt hat sich der Einsatz von Tellerfedern zwischen Mutter und Mittelmasse als eine simple und effektive Verbesserung erwiesen. Das Problem der schlechten Ankopplung des Hecks und damit zu geringen Heckmasse bzw. zu schweren Kopfmasse bleibt bestehen. Die Mittelmasse auf 6,8 kg zu erhöhen hat

Tab. 3.9.: Bauteilwerte für das Ersatzschaltbild des APU-Pingers mit und ohne Tellerfeder

Parameter		ohne Tellerfeder	mit Tellerfeder
Verlustfaktor	$\tan \delta [10^{-3}]$	$2,74 \pm 4,05$	$2,15 \pm 0,89$
Freie Kapazität	$C_f [\text{nF}]$	$74,80 \pm 0,60$	$75,10 \pm 0,36$
Kopplungsfaktor	$k_{33} [\%]$	$33,27 \pm 0,51$	$32,95 \pm 0,48$
Verlustleitfähigkeit	$G_0 [\mu\text{S}]$	$12,89 \pm 19,05$	$10,14 \pm 4,18$
Kurzschlusskapazität	$C_0 [\text{nF}]$	$67,01 \pm 1,61$	$66,94 \pm 1,43$
Übertragungsfaktor	$N [\text{N/V}]$	$4,66 \pm 0,07$	$4,85 \pm 0,06$
mechanische Steifigkeit	$C^E [10^{-12} \text{ m/N}]$	$358,19 \pm 2,49$	$346,43 \pm 1,23$
mechanischer Widerstand	$R_M [\text{Ns/m}]$	$418,38 \pm 43,93$	$138,98 \pm 6,42$

sich im Rahmen der Messungen als unpraktikabel erwiesen. Eine Zunahme auf die Masse des Schmelzkopfes von 2,3 kg scheint allerdings realistisch und würde die kinetische Energie des Schmelzkopfes bereits um 37 % erhöhen.

Das elektromechanische Ersatzschaltbild hat sich bei der Analyse der Leitfähigkeit als nützliches Werkzeug erwiesen und zeigt gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen der Messungen. Tabelle 3.9 führt die berechneten Parameter des vollständigen elektromechanischen Ersatzschaltbildes für den APU-Pinger mit und ohne Tellerfedern auf. Die Bauteilwerte wurden für beide Konfigurationen ohne Heck und Pingerhülle ermittelt. Abbildung 3.25 zeigt den simulierten Verlauf der Leitfähigkeiten. Dargestellt sind der Verlauf für die Nominalwerte der Bauteile (durchgezogene Linie) und minimale bzw. maximale Abweichung durch die Bauteiltoleranzen (gestrichelte Linie). Zudem können mit dem Ersatzschaltbild Transienten generiert und damit die Reaktion des APU-Pingers auf ein Eingangssignal simuliert werden. Abbildung 3.26 zeigt den zeitlichen Verlauf der Geschwindigkeiten u_H und u_T von Kopf- und Heckmasse eines APU-Pingers mit Tellerfedern in NI-Multisim. Als Eingangssignal wurde ein linearer Chirp im Frequenzbereich von 1 – 100 kHz über 10 ms genutzt. Auch hier zeigt sich, dass die Geschwindigkeit u_T geringer ist als u_H . Gut zu erkennen ist das Abklingverhalten des APU-Pingers für etwa 150 ms und die Resonanz bei etwa 9 kHz nach 1 ms. Diese Simulationen können beispielsweise als Muster für Kreuzkorrelationen genutzt werden, die bessere Ergebnisse erzielen als eine ideale Signalform, da sie die Charakteristika des Emitters berücksichtigen.

Auf die Analyse des akustischen Emitters folgt in den nächsten Abschnitten die Beschreibung der Elektronik des Emittersystems, die in den APUs verbaut ist, um den APU-Pinger zu treiben.

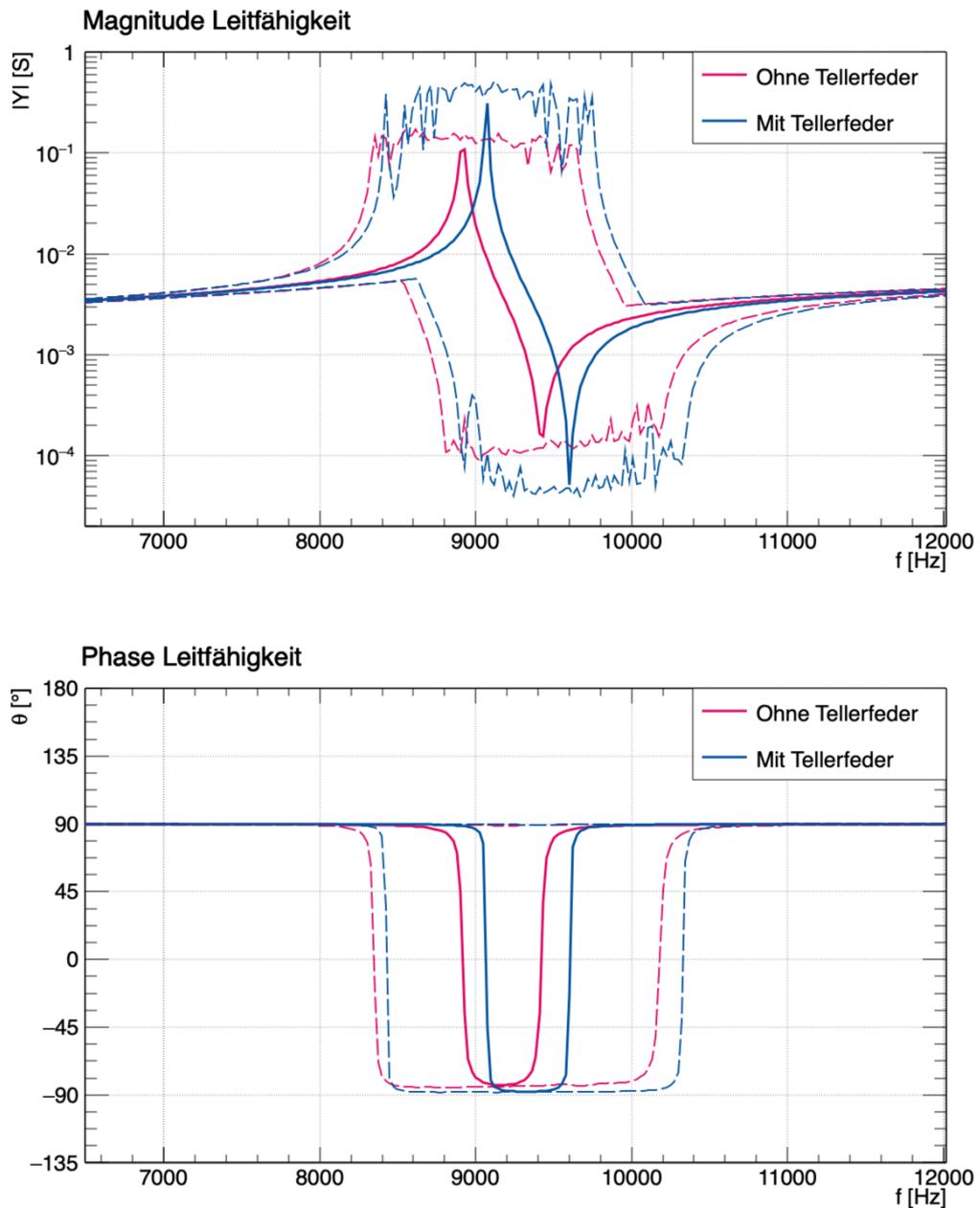


Abb. 3.25.: Ergebnis der Simulationen für Magnitude (oben) und Phase (unten) der Leitfähigkeit des APU-Pingers mit und ohne Tellerfeder für Nominalwerte (durchgezogene Linie) und Bauteiltoleranzen (gestrichelte Linie)

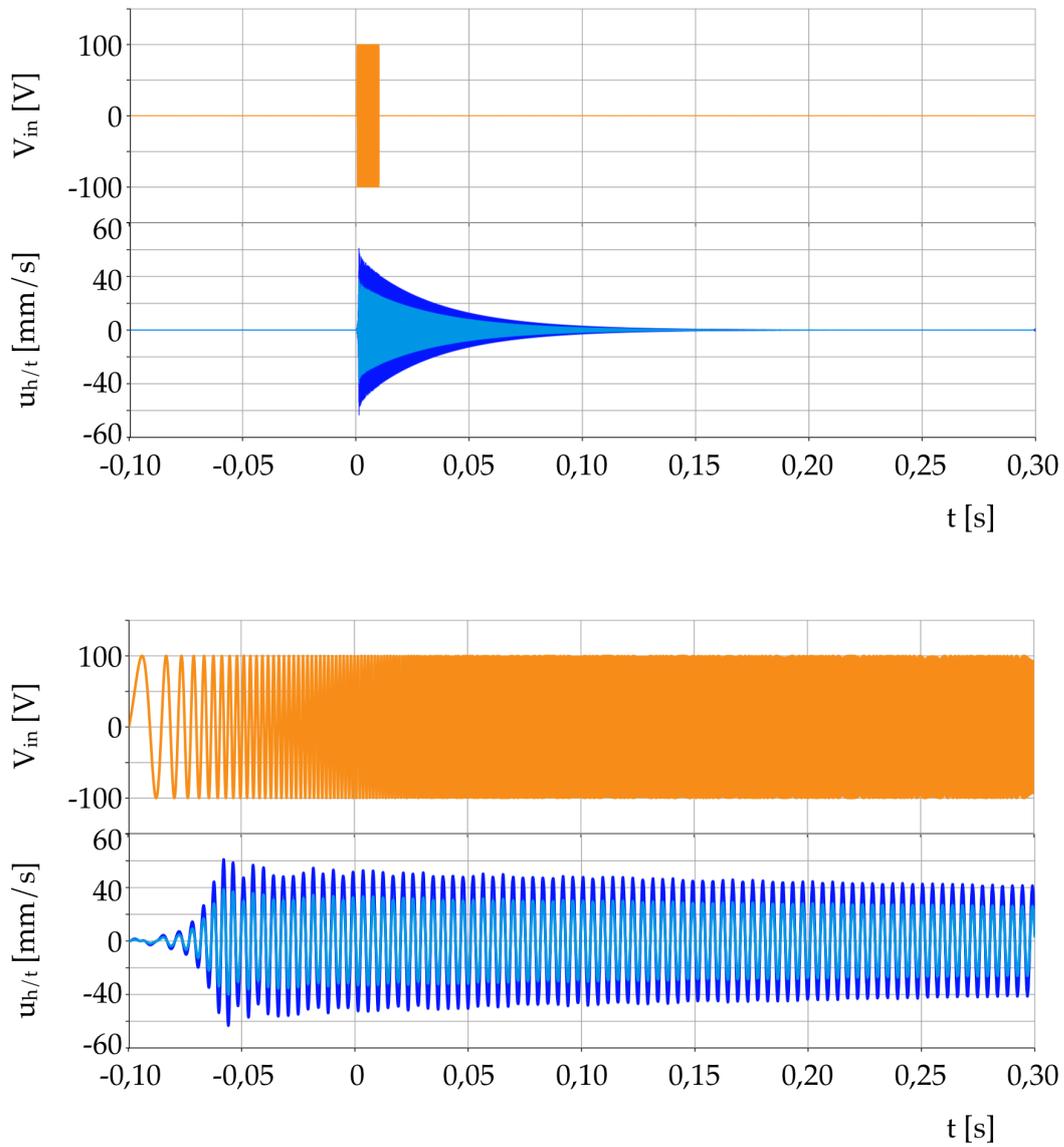


Abb. 3.26.: Simulierte Transienten der Geschwindigkeiten des APU-Pinger für Schmelzkopf (hellblau), Mittelmasse (dunkelblau) und angelegtem Signal (orange)

3.2 Pinger Front-End

Das Pinger Front-End (PFE) erzeugt und verstärkt Signale, mit denen der APU-Pinger getrieben wird. Abbildung 3.27 zeigt eine technische Zeichnung des PFE.

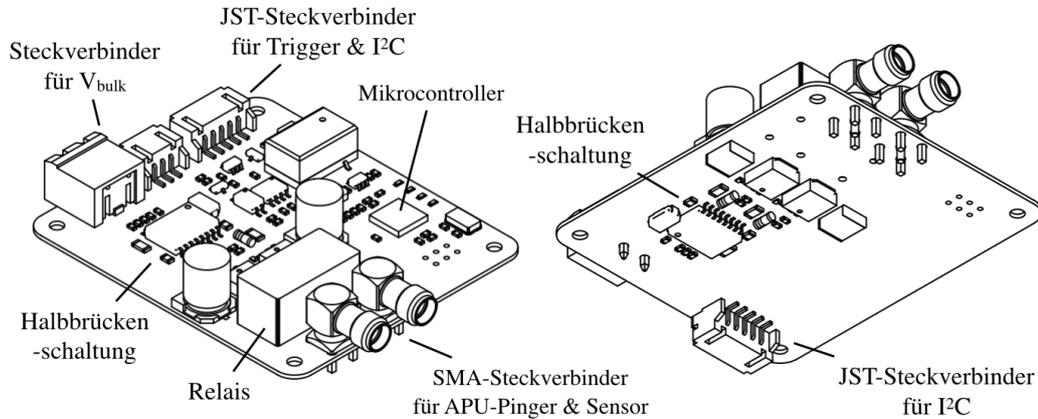


Abb. 3.27.: Technische Zeichnung des PFE

Das PFE lässt sich in drei funktionalen Einheiten unterteilen, die im Blockdiagramm in Abbildung 3.28 dargestellt sind. Die serielle Kommunikation stellt eine galvanisch isolierte I2C-Schnittstelle und Trigger-Leitung für den Funktionsgenerator zur Verfügung. Signalformen und weitere Befehle können so per I2C an den Funktionsgenerator übertragen werden. Durch Senden eines Pulses über die Trigger-Leitung kann das Emittieren einer vorher definierten Signalform ausgelöst werden. Die Signale werden vom Funktionsgenerator an die Endstufe, den Leistungsverstärker des PFE, übertragen. Bei der Endstufe handelt es sich um eine MOSFET H-Brücke, die bipolare Hochspannungspulse mit einer hohen Abtastrate und Flankensteilheit erzeugen kann. Da ein Anschluss des APU-Pingers mit der APU-Hülle und dadurch mit Schutzerde verbunden ist, benötigt das PFE eine von der Netzspannung galvanisch getrennte Hochspannungquelle, die ausreichend Leistung für den Betrieb des APU-Pingers liefern kann. Diese Spannung wird in der APU von der Spannungsversorgung Pinger (siehe Abschnitt 3.3) erzeugt und beträgt nominell $V_{\text{bulk}} = 300 \text{ V}$.

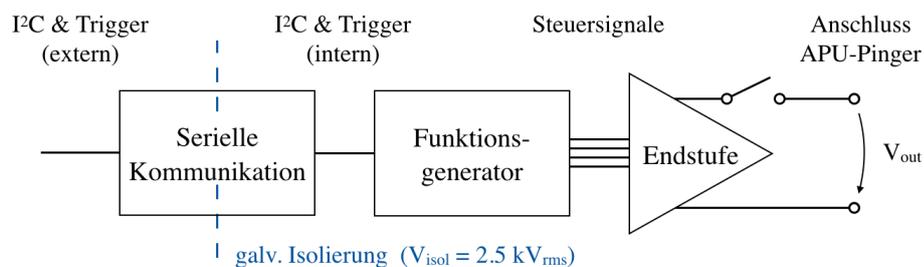
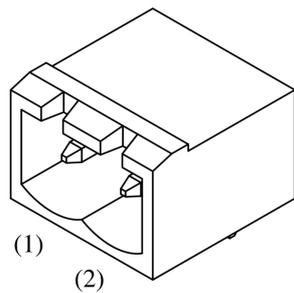
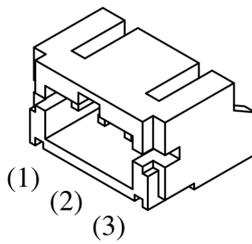


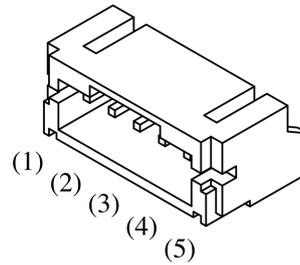
Abb. 3.28.: Blockdiagramm des PFE



(a) Steckverbinder Hochspannung (Würth Elektronik, 691313710002): (1) V_{BULK} , (2) GND



(b) Steckverbinder Trigger-Leitung (JST, S3B-PH-SM4-TB): (1) +3V3, (2) TRG, (3) GND



(c) Steckverbinder APU-I2C (JST, S5B-PH-SM4-TB): (1) +12V, (2) +3V3, (3) SDA, (4) SCL, (5) GND

Abb. 3.29.: Pinbelegung der Steckverbinder des PFE mit Hersteller und Bauteilnummer



Abb. 3.30.: EMI -Abschirmungen des Pinger Front-End (1) und der Spannungsversorgung Pinger (2 - 3)

Das PFE verfügt über ein 2-poliges Schraubterminal für den Anschluss der Hochspannung V_{bulk} . Zudem befinden sich zwei 5-polige JST-Steckverbinder für die I2C-Kommunikation und ein 3-poliger JST-Steckverbinder für die Trigger-Leitung auf der Platine. Die Pinbelegung der jeweiligen Stecker ist in Abbildung 3.29 zu sehen. Der APU-Pinger und die Vorschaltel Elektronik für den APU-Frontempfänger können über zwei SMA-Schraubverbinder angeschlossen werden. Die Verbindung des PFE zum APU-Pinger kann über ein Relais getrennt werden. Diese Trennung ermöglicht es, den APU-Pinger auch als Empfänger nutzen zu können.

Da auf dem PFE Rechteckspulse mit hoher Spannung und Leistung erzeugt werden, ist es eine Quelle für starke elektromagnetische Störungen. Um die Wirkung auf andere Systeme zu minimieren, befindet sich das PFE unter einer EMI -Schirmung mit Aussparungen für die Steckverbinder. Das auf der Trägerstruktur montierte PFE zusammen mit der Spannungsversorgung Pinger (siehe Abschnitt 3.3) inklusive Schirmung ist in Abbildung 3.30 zu sehen.

In den folgenden Abschnitten wird auf die serielle Kommunikation, den Funktionsgenerator und die Endstufe des PFE im Detail eingegangen und ihre Funktionen genauer erläutert. Die Registerübersicht und der Schaltplan des PFE befindet sich in Anhang C.1.6.

3.2.1 Serielle Kommunikation

Die Kommunikation mit dem PFE erfolgt über I²C mit einer Taktfrequenz von bis zu $f_{scl} = 400 \text{ kHz}$ mit der 7-bit Adresse $SLA = 0x28$. Da die Hochspannungsversorgung V_{bulk} von der Netzspannung galvanisch getrennt sein muss, wird die serielle Kommunikation des PFE durch einen ADuM1251 bidirektionalen I2C-Isolator galvanisch getrennt. Der Schaltplan der Kommunikationsschnittstelle ist in Abbildung 3.32 zu sehen.

Um auf ein Register zugreifen zu können, muss dieses zuerst durch einen Schreibzugriff adressiert werden. Hierzu wird $SLA + W$ ($0x51$) gefolgt von dem Adressbyte REG des Registers an das PFE übertragen. Anschließend können weitere Bytes an das Register REG übertragen werden oder der Inhalt des Registers mit einem Lesezugriff $SLA + R$ ($0x50$) ausgelesen werden. Abbildung 3.31 zeigt den Ablauf der Kommunikation.

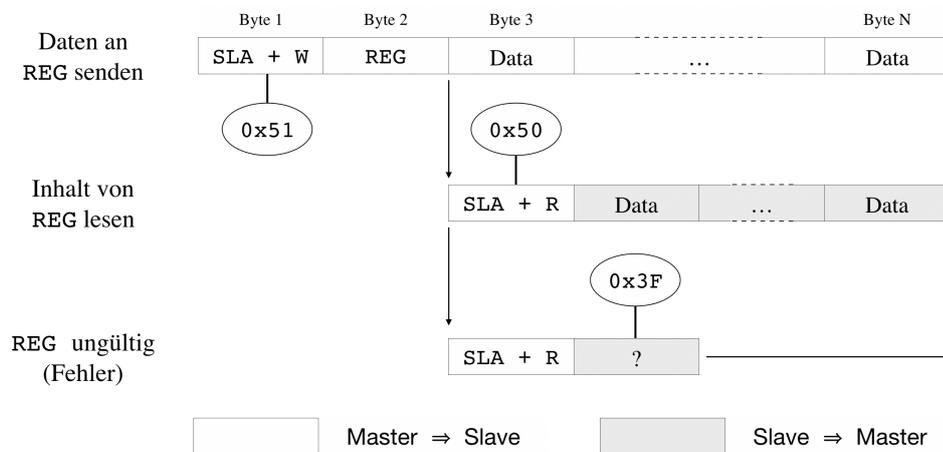


Abb. 3.31.: Datenfluss der I2C Kommunikation bei Lese- und Schreibzugriffen auf die Register des PFE

Das Register bleibt solange adressiert, bis $SLA + W$ ($0x51$) gefolgt von einer neuen Adresse übertragen wird. Wird eine Adresse nicht erkannt, sendet der Slave das ASCII-Zeichen '?' ($0x3F$) und kehrt in den nicht adressierten Zustand zurück.

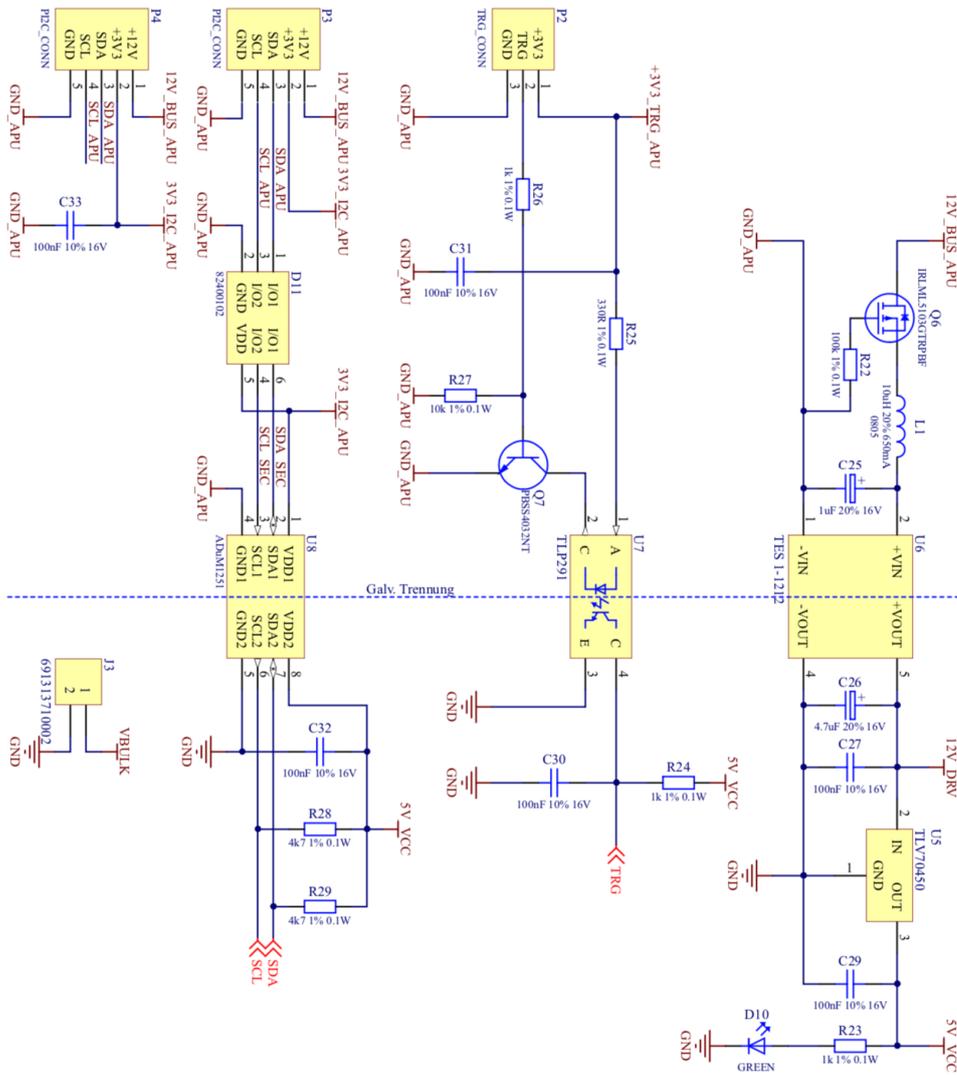


Abb. 3.32.: Schaltplan der Kommunikationsschnittstelle der PFE

Neben der I2C-Schnittstelle verfügt das PFE über den Trigger-Eingang *TRG*. Ein Signal wird über den Optokoppler *U7* an den Funktionsgenerator übertragen. Wird über *TRG* ein Puls mit einem Pegel von 3,3 V über mindestens $\Delta t = 40 \mu\text{s}$ gesendet, registriert der Funktionsgenerator ein Trigger-Signal, sendet eine vollständige Signalform und setzt das TRG-bit im Register '0x10 - PFE Status' (siehe Seite 123). Um Selbstauslöser durch EMI zu vermeiden, wird der Trigger-Eingang danach für $t_{\text{off}} = 13 \text{ ms}$ deaktiviert.

3.2.2 Funktionsgenerator

Die Endstufe des PFE wird vom einem ATmega328-AU Mikrocontroller gesteuert. Abbildung 3.33 zeigt den Schaltplan des Funktionsgenerators. Der Mikrocontroller verfügt über einen externen Taktgeber *Y1* mit $f_{\text{clk}} = 20 \text{ MHz} \pm 30 \text{ ppm}$ und kann über die Stiftleiste *P1* mit einem *In-System-Programmer* für AVR-Mikrocontroller programmiert werden.

Über das Register '0x10 - PFE Status' (siehe Seite 123) kann auf den Zustand des PFE zugegriffen werden. Hat das PFE ein Trigger-Signal registriert und eine vollständige Signalform *WVFRM* mit *LEN* Punkten und einer Zustandsschaltdauer von *NTICKS* gesendet, wird das Bit *TRG* gesetzt und kann ausgelesen werden. Nach einem Lesezugriff wird das Bit anschließend wieder gelöscht. Durch Setzen des Bits über einen Schreibzugriff, kann ebenso eine vollständige Signalform gesendet werden. Über das Bit *DIS* wird das Relais *U1* gesteuert. Durch Setzen der Bits wird das PFE vom APU-Pinger getrennt und durch Löschen des Bits wieder verbunden. Wird *ADIS* gesetzt, trennt sich das PFE automatisch nach dem Senden einer vollständigen Signalform. Dies ermöglicht beispielsweise die Messung von akustischen Reflexionen an den Grenzflächen zwischen akustischen Medien.

Die Steuerung der Endstufe erfolgt über *PORTC* (*PC0 - PC3*) mit den Signalen *A1*, *A2*, *B1* und *B2*. Mit *PORTC* = 0x09 werden die MOSFETs der Endstufe so geschaltet, dass die Ausgangsspannung am Anschluss für den APU-Pinger $V_{\text{out}} = +V_{\text{bulk}}$ ist, mit *PORTC* = 0x06 wird $V_{\text{out}} = -V_{\text{bulk}}$ und mit *PORTC* = 0x0A wird $V_{\text{out}} = 0 \text{ V}$.

Eine Signalform *WVFRM* der Länge *LEN* kann so als Folge der 8-bit Zeichen 0x09, 0x06 und 0x0A an die PFE durch *LEN*-fachen Schreibzugriff auf das Register '0x11 - Signalform' (siehe Seite 123) übertragen werden. Bei jedem Schreibzugriff wird das übertragene Zeichen in einem Array gespeichert und der 16-bit Zählindex des Arrays *POS* um 1 erhöht. Über die beiden Register '0x22, 0x23 - Zählindex' (siehe Seite 126) kann *POS* ausgelesen werden. Ein Schreibzugriff auf eines der Register setzt *POS* zurück auf 0. Bevor eine neue Signalform übertragen wird, muss der Zählindex *POS* zurückgesetzt werden. Die 16-bit Länge der Signalform *LEN*

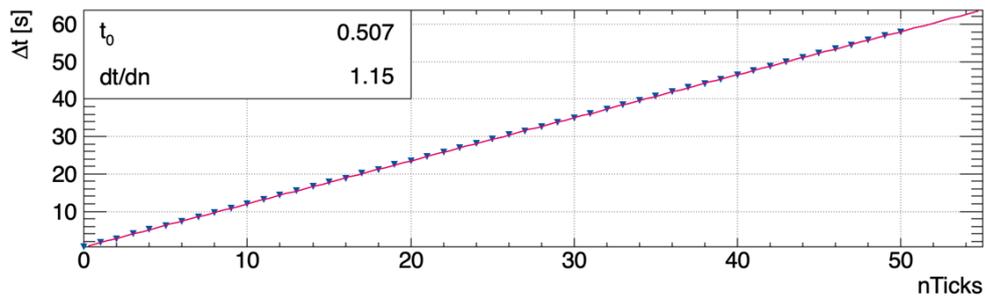


Abb. 3.34.: Messung der Schaltdauer Δt bei gesetztem NTICKS

Nachdem der Schaltzustand von PORTC gesetzt wurde (1), wird die Warteschleife (2) NTICKS-mal durchlaufen. Bei jedem Durchlauf wartet der Mikrocontroller für eine Mikrosekunde (3), bevor der Zählerindex dt der Warteschleife um 1 reduziert wird. Bei einer Taktfrequenz von $f_{\text{clk}} = 20 \text{ MHz}$ benötigt eine Instruktion des Befehlssatzes etwa $dt = 500 \text{ ns}$, um ausgeführt zu werden. Nach Betrachtung des assemblierten Codes benötigt das Aufrufen der Funktion etwa 10 Taktzyklen und die Warteschleife 3 Zyklen für das Prüfen der Abbruchbedingung (2) sowie zusätzliche 200 für den Wartebefehl (3). Diese Analyse wird bestätigt durch die Messung der aus den eingestellten NTICKS von 0 – 50 resultierende Schaltdauern Δt . Das Resultat dieser Messung ist in Abbildung 3.34 dargestellt. Ein linearer Zusammenhang ist deutlich zu erkennen. Das Resultat einer linearen Anpassung beträgt

$$\Delta t = (1,15 \cdot \text{NTICKS} + 0,5) \mu\text{s}.$$

Dies entspricht einer maximalen Abtastrate ($\text{NTICKS} = 0$) von $f_s = 2 \text{ MSps}$. Abbildung 3.36 in Abschnitt 3.2.3 zeigt eine Folge von Pulsen mit $\text{NTICKS} = 0$.

3.2.3 Endstufe

Die Endstufe des PFE besteht aus einer Vollbrückenschaltung (auch H-Brücke oder Vierquadrantsteller) aus MOSFETs mit Gate-Treibern. Der Schaltplan einer Halbbrücke inklusive Treiber ist in Abbildung 3.35 zu sehen. Als primäre Schaltelemente (Q2, Q3) werden STD7N80K5 in einem kompakten DPAK Gehäuse verwendet. Mit einer maximalen Drain-Source-Spannung von $V_{\text{DS}} = 800 \text{ V}$ und einem maximalen Drain-Source-Strom von $I_{\text{DS}} = 6 \text{ A}$ werden diese N-Kanal MOSFETs vorwiegend in AC/DC-Wandlern und Schaltnetzteilen verwendet. Obwohl die nominale Versorgungsspannung der PFE bei etwa $V_{\text{BULK}} = 300 \text{ V}$ liegt, können durch schnelle Schaltvorgänge und parasitäre Effekte deutlich höhere Spannungsspitzen entstehen. Durch $V_{\text{DS}} = 800 \text{ V}$ verfügen die MOSFETs des PFE dennoch über eine ausreichend große Spannungsfestigkeit.

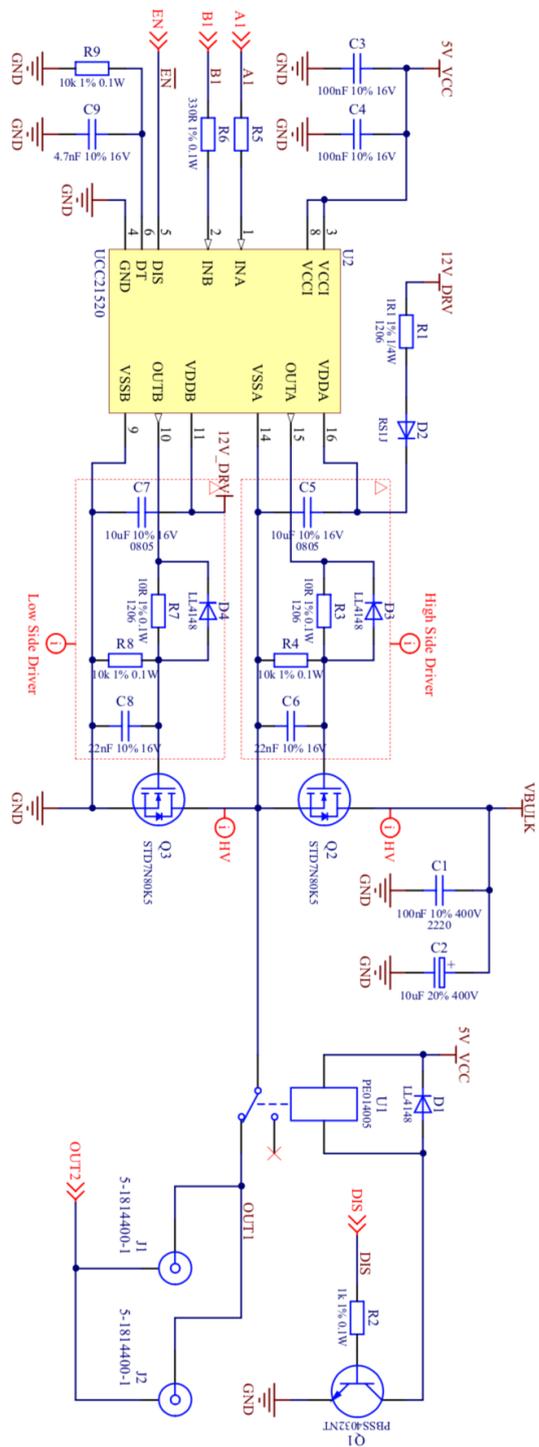


Abb. 3.35.: Schaltplan einer Halbbrücke des PFE mit Gate-Treiber

Um steile Flanken und schnelle Schaltzeiten zu ermöglichen, wird ein leistungsstarker Treiber für alle MOSFETs benötigt. Ein Halbbrückentreiber besteht aus dem UCC21520 isolierten Zweikanal-Gate-Treiber, einem *Low-Side-Driver* und einem *High-Side-Driver* (siehe Abbildung 3.35) und einem *Bootstrapping*-Netzwerk.

Die Komponenten *R7* und *C8* im *Low-Side-Driver* bilden einen Tiefpass am Gate von *Q3*. Dadurch wird der Einschaltvorgang des MOSFET verlangsamt und Oszillationen an den Flanken vermieden. Die Schaltdiode *D4* überbrückt *R7* und ermöglicht ein schnelles Entladen von *C8* und damit eine schnelle fallende Flanke des Ausgangssignals. *R8* setzt den DC-Arbeitspunkt von *Q3*. *C7* dient als Abblockkondensator für *VDDB*.

Der *High-Side-Driver* ist dem *Low-Side-Driver* sehr ähnlich, benötigt allerdings ein *Bootstrapping*-Netzwerk bestehend aus *R1*, *D2* und *C5*, da das Source-Potential von *Q2* nicht konstant ist. Um *Q2* zu schalten, muss die Gate-Source-Spannung V_{GS} die Schwellenspannung V_{th} überschreiten. Sobald aber *Q2* leitet und *Q3* sperrt, liegt an der Source von *Q2* die Spannung V_{bulk} an und zum Schalten wird eine Spannung von $V_{GS} = V_{bulk} + V_{th}$ benötigt. Da sowohl Eingangs- und Ausgangsseite, als auch die beiden Ausgänge des UCC21520 voneinander galvanisch getrennt sind ($V_{isol} = 5,7\text{ kV}$ bzw. $V_{isol} = 1,5\text{ kV}$), können an *VDDA/VSSA* und *VDDB/VSSB* unabhängige Potentiale angelegt werden. Wenn *Q2* sperrt und *Q3* leitet, liegt *VSSA* auf *GND*. Damit leitet der Gleichrichter *D2* über *R1* und lädt *C5* mit *12V_DRV* (12 V) auf. Wenn *Q2* jetzt leitet und *Q3* sperrt, liegt *VSSA* auf *VBULK* (300 V). Da über *C5* die Spannung *12V_DRV* abfällt, liegt *VDDA* auf 312 V und *D2* sperrt. Damit kann *VDDA* eine ausreichend hohe Spannung zum Schalten von *Q2* zur Verfügung stellen. Dieser Zustand kann allerdings nicht beliebig lange gehalten werden, da sich *C5* über *R4* entlädt.

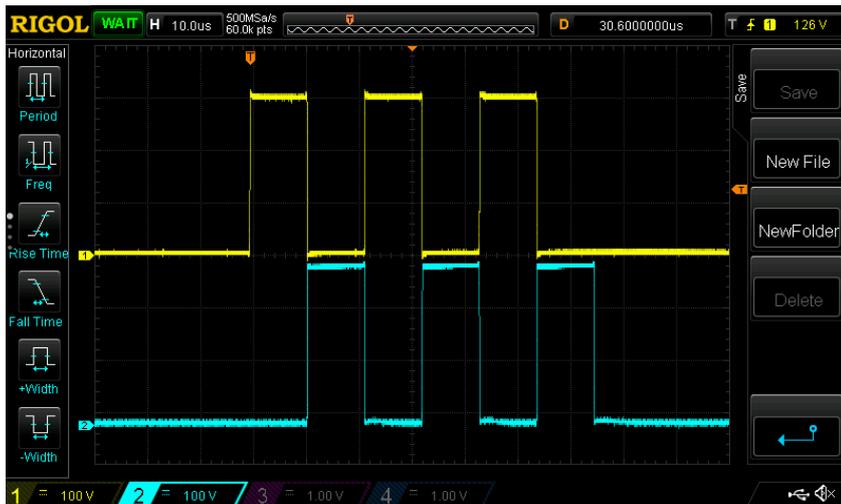
Die Ausgänge der beiden Halbbrücken *OUT1* und *OUT2* sind mit der Seele bzw. Schirmung der SMA-Steckverbinder *J1* und *J2* verbunden. Dadurch lassen sich drei Ausgangsspannungen V_{out} erzeugen:

1. $V_{out} = +V_{bulk}$ mit *OUT1* = *VBULK*, *OUT2* = *GND*.
2. $V_{out} = -V_{bulk}$ mit *OUT1* = *GND*, *OUT2* = *VBULK*.
3. $V_{out} = 0\text{ V}$ mit *OUT1* = *OUT2* = *GND* oder *OUT1* = *OUT2* = *VBULK*.

Abbildung 3.36 zeigt eine Folge von Rechteckspulsen mit $V_{out} = 300\text{ V}$ ohne Oszillationen oder Spannungsspitzen. Zusätzlich kann über das Relais *U1* der Ausgang *OUT1* zu- und weggeschaltet werden. Da die Ausgänge der Halbbrückenschaltungen sehr niederohmig sind (typisch $< 0,95\ \Omega$), ist dieses Relais notwendig, um den APU-Pinger als Kopfsensor nutzen zu können.



(a) NTICKS = 0 ($\Delta t = 0,5 \mu\text{s}$).



(b) NTICKS = 0x09 ($\Delta t = 10,85 \mu\text{s}$).

Abb. 3.36.: Vom PFE generierte Pulsfolge mit $V_{\text{out}} = 300 \text{ V}$ für *OUT1* (gelb) und *OUT2* (blau)

3.2.4 Fazit

Das PFE kann bipolare Hochspannungspulse mit einer Amplitude von 300 V bei einer Abtastrate von 2 MSps generieren und mit diesen Signalen den APU-Pinger treiben. Durch die einstellbare Zustandsschaltdauer und der 1,5 kS Speichertiefe lassen sich komplexe Signale wie *Chirps* und *Barkercodes* in einem breiten Frequenzbereich mit Rechteckspulsen erzeugen. Da die MOSFETs nur im sperrenden oder leitenden Zustand und nicht im linearen Bereich betrieben werden, kann das PFE hohe Leistungen liefern ohne große Kühlkörper zu benötigen. Dadurch ist das PFE trotz hoher Leistung sehr kompakt und eignet sich für den Einsatz in der APU mit ihren Platzeinschränkungen.

Das PFE kann auch als ein Klasse-D Verstärker genutzt werden, der durch Modulation der Breite von Rechteckspulsen analoge Signale annähern. Um hier eine gute Auflösung zu erreichen und komplexere Signalformen gut darstellen zu können, wird sowohl eine höhere Speichertiefe als auch Abtastrate benötigt. Durch Optimieren der in Abschnitt 3.2.2 gezeigten Funktion zum Senden von Signalformen kann die Abtastrate weiter erhöht werden. Eine weitaus größere Verbesserung kann durch das Ersetzen des ATmega328-AU Mikrocontrollers erreicht werden: Ein 32-Bit ARM-basierte Mikrocontroller kann bei gleicher Gehäusegröße und vergleichbaren Kosten wesentlich höhere Taktraten und größere Speichertiefe bieten. Die Mikrocontroller der STM32-F3-Serie können mit bis zu 72 MHz betrieben werden und stellen bis zu 128 kB Speicher für die Signalformen zur Verfügung.

Alles in allem erfüllt das PFE die Aufgaben, für die es entworfen wurde, in vollem Umfang und hat seine Funktionsfähigkeit in mehreren Feldtests unter Beweis gestellt.

3.3 Spannungsversorgung Pinger

Die Spannungsversorgung Pinger (SvP) generiert eine von der Netzspannung galvanisch getrennte Hochspannung V_{bulk} , die von der PFE zum Treiben des APU-Pingers genutzt wird. Abbildung 3.37 zeigt eine technische Zeichnung.

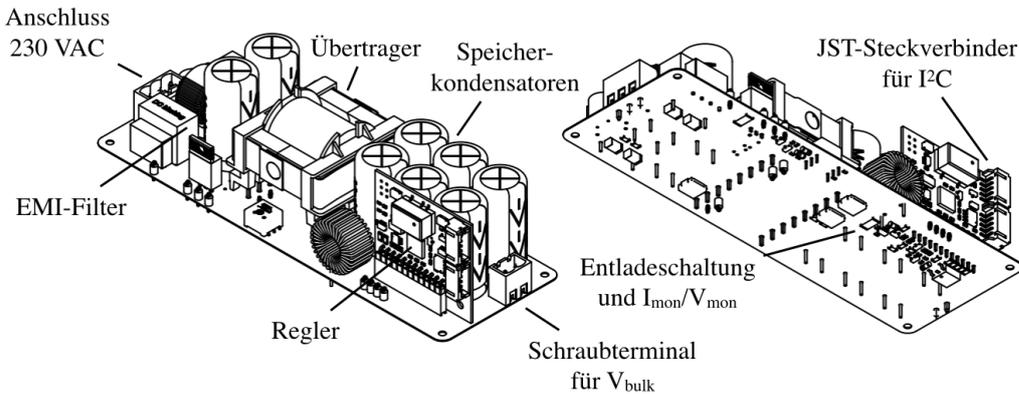


Abb. 3.37.: Technische Zeichnung der SvP

Die SvP setzt sich aus mehreren funktionalen Einheiten zusammen, die in Abbildung 3.38 in einem Blockdiagramm aufgeführt sind.

Der EMI-Filter entfernt Gleich- und Gegentaktstörungen auf der Netzspannung und verhindert die Rückkopplung von Rauschen aus der SvP zurück ins Netz. Die gefilterte Netzspannung wird vom AC/DC-Wandler in eine galvanisch getrennte Gleichspannung V_{bulk} gewandelt, die ein Kondensatornetzwerk mit einer Gesamtkapazität von $C_{\text{tot}} = 900 \mu\text{F}$ speist. Die Hochspannung V_{bulk} wird vom Regler über eine Regelschleife kontrolliert und kann Werte im Bereich von 100 – 350 V annehmen. Für den Betrieb der APU im Feld beträgt die Spannung nominal $V_{\text{bulk}} = 300 \text{ V}$. Mit der Kapazität C_{tot} kann die SvP die PFE mit einer Leistung

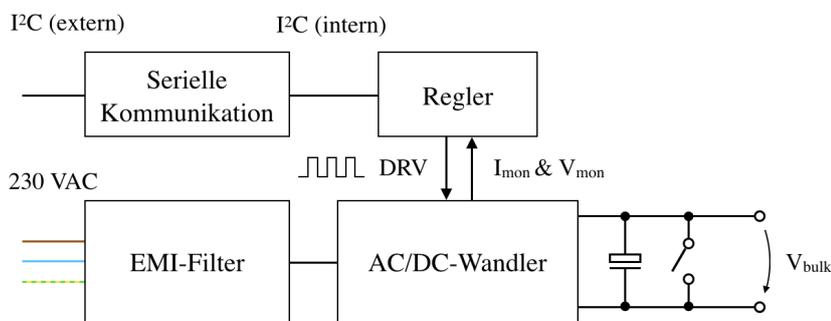
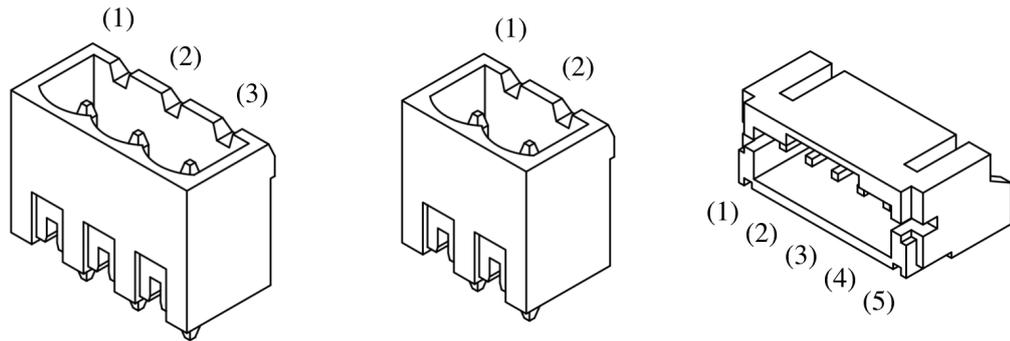


Abb. 3.38.: Blockdiagramm der SvP



(a) Steckverbinder Netzspannung (Würth Elektronik, 691311700103): (1) *L*, (2) *PE*, (3) *N* (b) Steckverbinder Hochspannung (Würth Elektronik, 691311700102): (1) *GND*, (2) *VBULK* (c) Steckverbinder APU-I2C (JST, S5B-PH-SM4-TB): (1) +12V, (2) +3V3, (3) *SDA*, (4) *SCL*, (5) *GND*

Abb. 3.39.: Pinbelegung der Steckverbinder der SvP mit Hersteller und Bauteilnummer

von $P_{\text{tot}} = 770 \text{ W}$ bei einer Signaldauer von $T = 10 \text{ ms}$ und einem maximalen Spannungsabfall von 10 % versorgen:

$$P_{\text{tot}} = \frac{C_{\text{tot}} \cdot (V_0^2 - V_1^2)}{2T} = \frac{900 \mu\text{F} \cdot ((300 \text{ V})^2 - (270 \text{ V})^2)}{2 \cdot 10 \text{ ms}} \approx 770 \text{ W}.$$

Der Regler der SvP überwacht die Ausgangsspannung und den Ladestrom des Kondensatornetzwerks und passt den Steuerpuls des primären Schaltelements des AC/DC-Wandlers an, um eine stabile und geregelte Ausgangsspannung zu erhalten. Falls nötig, kann der Regler die Speicherkondensatoren über eine Entladeschaltung schnell und sicher entladen. Über die serielle Kommunikation kann die Funktion des Reglers überwacht und die geregelte Ausgangsspannung eingestellt werden.

Der Regler der SvP verfügt über zwei 5-polige JST-Steckverbinder für die I²C-Kommunikation und Spannungsversorgung. Auf der Hauptplatine befindet sich ein 3-poliges Schraubterminal für die Netzspannung und ein 2-poliges Schraubterminal für die Ausgangsspannung V_{bulk} . Die Pinbelegung der Steckverbinder ist Abbildung 3.39 dargestellt.

Auf der SvP werden ähnlich wie bei der PFE aus Abschnitt 3.2 Rechteckspulse mit hoher Spannung und Leistung erzeugt. Wie jedes Schaltnetzteil ist auch die SvP eine Quelle von elektromagnetischen Störungen und muss daher von der restlichen Elektronik abgeschirmt werden. Die auf der Trägerstruktur montierte SvP mit Abschirmung ist in Abbildung 3.30 zu sehen.

In den folgenden Abschnitten werden der EMI-Filter, AC/DC-Wandler und der Regler der SvP genauer beschrieben. Da der Übertrager des AC/DC-Wandlers

eigens für die SvP entwickelt und gefertigt wurde, wird zudem auf die Konstruktion dieses Bauteils im Detail eingegangen. Die serielle Kommunikation über I²C ist mit der PFE identisch (siehe Abschnitt 3.2.1) und der Regler der SvP ist als I²C *Slave* mit der 7-bit Adresse SLA = 0x38 konfiguriert. In Anhang D.1.5 befindet sich die Registerübersicht und der Schaltplan der SvP.

3.3.1 EMI-Filter und AC/DC Wandler

Der Schaltplan des EMI -Filters mit Gleichrichter und Speicherkondensatoren ist in Abbildung 3.40 zu sehen. Die Netzspannung wird über den Steckverbinder *J1* eingespeist. Vor dem eigentlichen Filter befinden sich die Sicherung *F1*, ein Varistor *MOV1*, der Spannungsspitzen aus dem Netz abfängt, und der Thermistor *RTH1* mit negativem Temperaturkoeffizienten (NTC) zur Reduktion des Einschaltstroms. Die Drossel *L1* und die Kondensatoren *CX1*, *CX2* und *CY1* bis *CY4* bilden den EMI-Filter: Die Drossel *L1* fungiert dabei zusammen mit den Y-Kondensatoren als Gleichtaktdrossel zur Unterdrückung der Gleichtaktstörungen, aber auch als zwei separate Induktivitäten, die mit den X-Kondensatoren einen Tiefpassfilter für die Gegentaktstörungen bilden. Der Gleichrichter *D1* speist die beiden Speicherkondensatoren *C1* und *C2* mit $V_B = 325\text{ V}$ Gleichspannung, die vom AC/DC-Wandler genutzt wird.

Der AC/DC-Wandler der SvP ist ein primärgetakteter, sekundärseitig geregelter Eintaktdurchflusswandler [29, 44]. Der Schaltplan ist in Abbildung 3.41 zu sehen. Der MOSFET *Q2* ist das primäre Schaltelement der SvP und wird durch das Steuersignal *G* des Reglers gesteuert. Bei dem Steuersignal handelt es sich um pulswertenmodulierte Rechteckpulse mit einem definierten Abtastgrad *D* und der Periodendauer *T*. Während der Einschaltphase $t_{\text{on}} = D \cdot T$ leitet *Q2*; während der Sperrphase $t_{\text{off}} = (1 - D) \cdot T$ sperrt *Q2*.

Sperrt der MOSFET, fällt über die Primärwicklung des Übertragers *T1* keine Spannung ab. Leitet *Q2*, dann fällt über der Wicklung die gleichgerichteten Netzspannung $V_B = 325\text{ V}$ ab. Der darauf folgende, ansteigende Stromfluss induziert in *T1* ein Magnetfeld, das über den Ferritkern des Übertragers auf die Sekundärseite übertragen wird. Die dadurch induzierten, bipolaren Rechteckpulse der Sekundärseite werden von die Gleichrichterioden *D4* und *D5* gerichtet und vom LC-Tiefpass geglättet, der aus der Funkentstördrossel *L2* und dem Kondensatornetzwerk aus den Elektrolytkondensatoren *C7* bis *C12* besteht. Abhängig vom Abtastgrad *D* des Steuersignals und vom Verhältnis der Primär- und Sekundärwicklung N_p bzw. N_s kann somit die Ausgangsspannung V_{out} erzeugt werden mit

$$V_{\text{out}} = D \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_B. \quad (3.15)$$

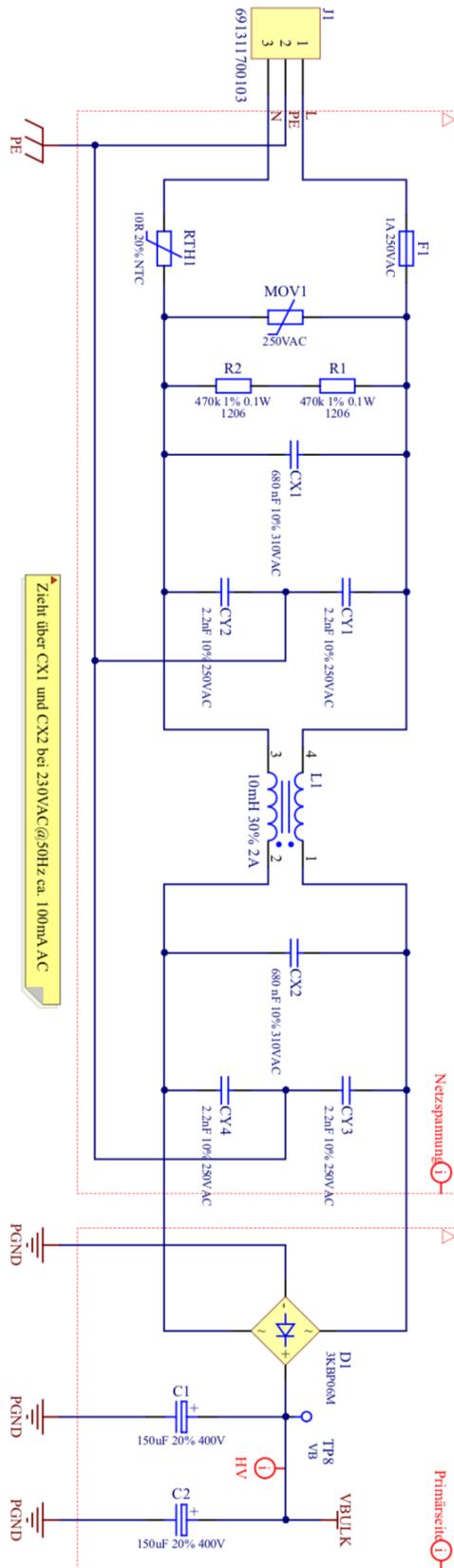


Abb. 3.40.: Schaltplan des EMI -Filters mit Gleichrichter und Speicherkondensatoren

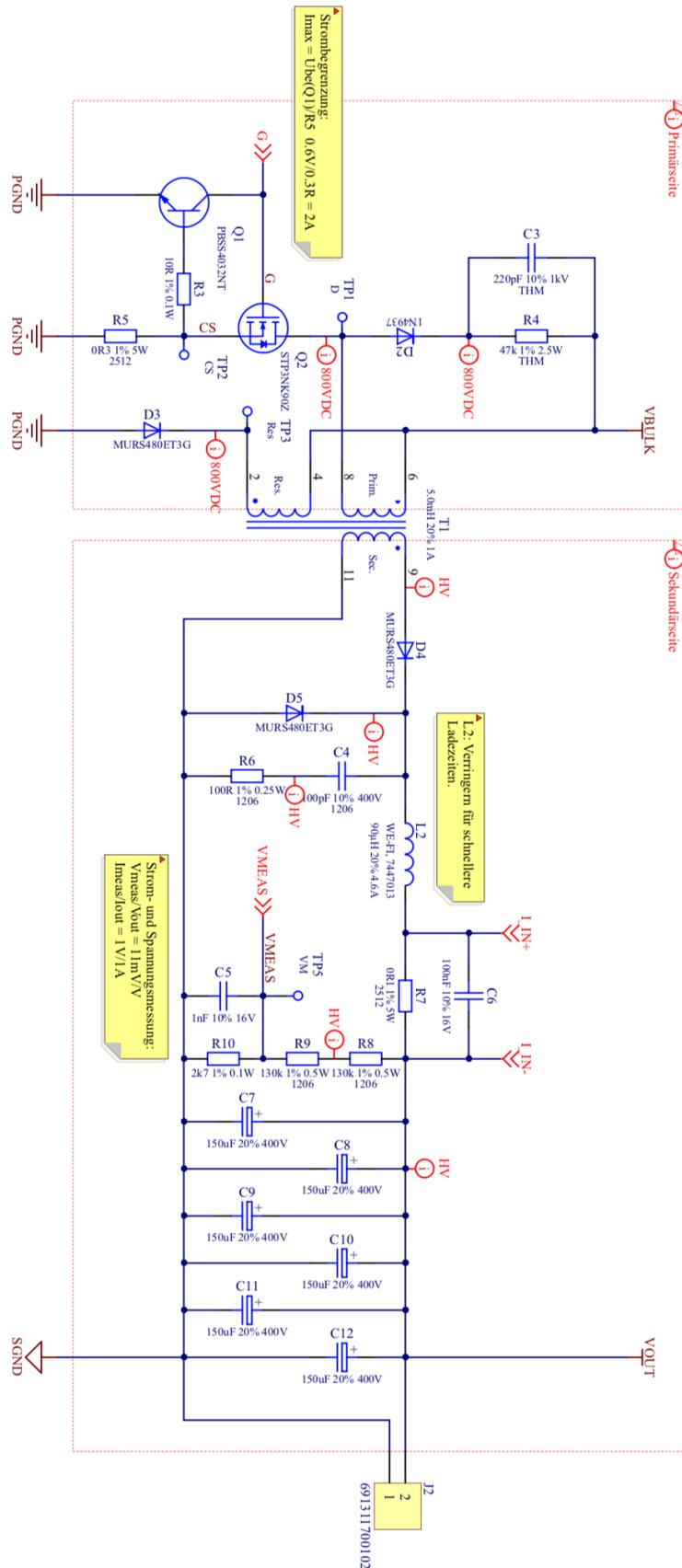


Abb. 3.41.: Schaltplan des Eintaktdurchflusswandlers mit Speicherkondensatornetzwerk

Am Ende der Einschaltphase t_{on} sperrt Q2 und das aufgebaute Magnetfeld entlädt sich über die Entmagnetisierungswicklung N_R . Haben N_R und N_P die gleiche Wicklungszahl, dauert die Entmagnetisierung genau solange wie die Einschaltphase. Während der Entmagnetisierung wird über N_R die Spannung $-V_B$ induziert. Aufgrund der Polarisierung von N_R beträgt die Drain-Spannung des MOSFETs Q2 für die Entmagnetisierungsphase $V_D = 2V_B$. Sobald der Magnetisierungsstrom I_{mag} abgeflossen ist, fällt V_D wieder auf V_B . Für einen Schaltzyklus $0 \leq t \leq T$ gilt für die Drain-Spannung V_D

$$V_D(t) = \begin{cases} 0 \text{ V,} & \text{für } 0 \leq t < t_{\text{on}} \\ 2V_B, & \text{für } t_{\text{on}} \leq t < 2t_{\text{on}} \\ V_B, & \text{für } 2t_{\text{on}} \leq t < T. \end{cases}$$

Abbildung 3.42 zeigt den Verlauf des Steuersignals V_G mit $D = 20\%$ am Gate des MOSFETs Q2 (a) und die resultierende Drain-Spannung V_D (b - c) über mehrere Schaltzyklen. Der Fall (b) stellt eine Idealisierung dar und berücksichtigt die parasitären Eigenschaften des MOSFETs und des Übertragers nicht. Die Leckinduktivität L_L und Wicklungskapazität C_W des Übertragers bilden mit dem Widerstand der Leiterbahn und der Drain-Kapazität des MOSFETs einen RCL-Schwingkreis und beeinflussen den Verlauf der Drain-Spannung. Der Fall (c) zeigt das Resultat einer Simulation des Flusswandlers der SvP unter Berücksichtigung der parasitären Eigenschaften aller Bauteile. Die Simulation beschreibt die in Abbildung 3.43 gezeigten gemessenen Spannungsverläufe sehr gut. Das Entlastungsnetzwerk D2, C3 und R4 fängt zu hohe Spannungsspitzen ab und speichert die überschüssige Energie kurzzeitig in C3, um sie nach der Entmagnetisierung über R4 zurückzuspeisen.

Der Bipolartransistor Q1 dient zur Strombegrenzung. Wird der Spannungsabfall über dem Messwiderstand R_5 größer als die Basis-Emitter-Spannung V_{BE} von Q1, schaltet der Transistor durch, zieht die Gate-Spannung von Q2 auf 0 V und sperrt somit den MOSFET Q2. Dies schützt den MOSFET Q2 und den Übertrager T1 vor zu hoher Strombelastung. Für den maximalen Spitzenstrom I_{pk} gilt

$$I_{\text{pk}} = \frac{V_{BE}}{R_5} \approx \frac{600 \text{ mV}}{300 \text{ m}\Omega} = 2 \text{ A.}$$

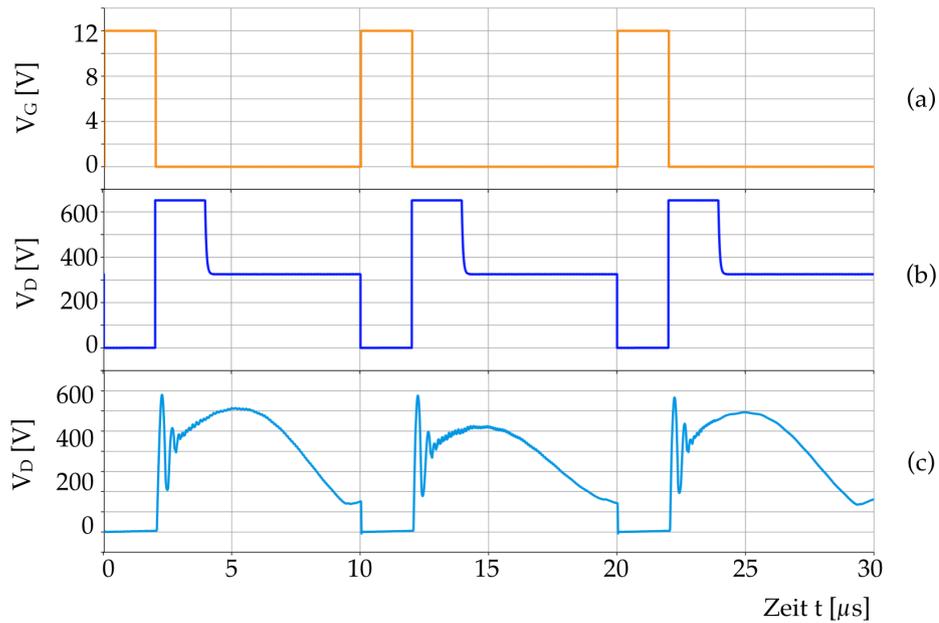
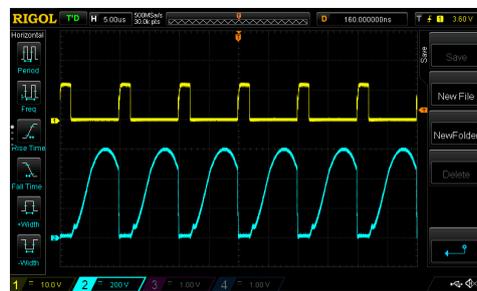


Abb. 3.42.: Schaltzyklen des MOSFETs Q_2 mit dem Verlauf der Gate-Spannung V_G (a) und Drain-Spannung V_D für einen idealen Flusswandler (b) und einen realen Flusswandler (c)



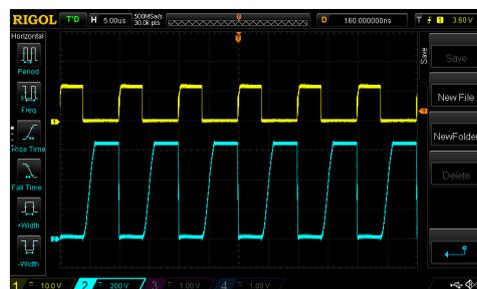
(a) $D = 0,2\%$, mit Last



(b) $D = 0,2\%$, ohne Last



(c) $D = 0,4\%$, mit Last



(d) $D = 0,4\%$, ohne Last

Abb. 3.43.: Messung der Gate-Spannung V_G (CH1) und Drain-Spannung V_D (CH2) von MOSFET Q_2

3.3.2 Übertrager

Der Übertrager $T1$ ist das zentrale Bauteil des Schaltnetzteils. Er ermöglicht die galvanische Trennung von Primär- und Sekundärseite und regelt nach (3.15) die Ausgangsspannung. Der Übertrager wurde eigens für die SvP entwickelt, gefertigt und getestet. Als Spulenkörper wurde ein ETD39/20/18-Gehäuse mit einem N87-Ferritkern ohne Luftspalt von EPCOS gewählt [15]. Das Steuersignal des Reglers hat eine Periodendauer von $T = 10 \mu\text{s}$ ($f_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$). Aufgrund der Magnetisierung und Entmagnetisierung während der Periode ist der Abtastgrad des Steuersignals auf 50 % begrenzt. Aus Sicherheitsgründen wird der maximale Abtastgrad reduziert auf $D_{\text{max}} = 0,45$. Die Anzahl der Primärwicklungen N_P muss so gewählt werden, dass mit der Querschnittsfläche $A_E = 125 \text{ mm}^2$ des Ferritkerns, der angelegten Spannung $V_B = 325 \text{ V}$ und der maximalen Schaltzeit $t_{\text{max}} = D_{\text{max}}T$ das Sättigungsmagnetfeld des Ferritkerns von $B_{\text{sat}} = 300 \text{ mT}$ nicht erreicht wird. Mit dem Induktionsgesetz folgt

$$N_P = \frac{V_B D_{\text{max}} T}{A_E B_{\text{sat}}} = \frac{325 \text{ V} \cdot 4,5 \mu\text{s}}{125 \text{ mm}^2 \cdot 300 \text{ mT}} \approx 39.$$

Mit der Induktivitätskonstante $A_L = 2700 \text{ nH}$ pro Wicklung ergibt sich eine Primärinduktivität L_P von

$$L_P = N_P^2 A_L = 39^2 \cdot 2700 \text{ nH} = 4,11 \text{ mH}. \quad (3.16)$$

Um eine bessere Regulierung zu erreichen und die Aufladezeit der Kondensatoren auf eine Nominalspannung von $V_{\text{bulk}} = 300 \text{ V}$ zu reduzieren, bietet es sich an die Sekundärspannung auf $V_S = 250 \text{ V}$ zu erhöhen. Damit ergibt sich für die Anzahl der Sekundärwicklungen

$$N_S = \frac{V_S}{V_B} N_P = \frac{250 \text{ V}}{325 \text{ V}} \cdot 39 = 30.$$

Die Entmagnetisierungswicklung N_R hat die gleiche Anzahl an Wicklungen wie die Primärwicklung

$$N_R = N_P = 39.$$

Mit der Primärinduktivität aus (3.16) ergibt sich ein maximaler Magnetisierungsstrom von

$$I_{\text{mag}} = \frac{V_P D_{\text{max}} T}{L_P} = \frac{325 \text{ V} \cdot 4,5 \mu\text{s}}{4,11 \text{ mH}} = 0,36 \text{ A}.$$

Für eine geforderte Leistung von $P_{\text{tot}} = 200 \text{ W}$ ergibt sich ein durchschnittlicher Primärstrom von

$$I_P = \frac{P_{\text{tot}}}{V_B D_{\text{max}}} + \frac{I_{\text{mag}} D_{\text{max}}}{2} = \frac{200 \text{ W}}{325 \text{ V} \cdot 0,45} + \frac{0,36 \text{ A} \cdot 0,45}{2} = 1,45 \text{ A}.$$

Der durchschnittliche Strom ist entscheidend für die Wahl des Drahtes für die einzelnen Wicklungen. Aufgrund des Skin-Effekts ist der effektiv nutzbare Durchmesser eines Kupferdrahtes bei hohen Frequenzen beschränkt auf die Eindring- oder Skin-Tiefe δ [8]. Die Eindringtiefe für ein Signal der Frequenz f in ein Material mit dem spezifischen Widerstand ρ und der Permeabilität $\mu = \mu_r \mu_0$ ist gegeben durch

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f \mu}} \approx 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}}$$

Für Kupfer mit $\mu_r \approx 1$ und $\rho \approx 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \text{ m}$ ergibt sich für die Schaltfrequenz $f_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$ eine Eindringtiefe von $\delta \approx 0,21 \text{ mm}$. Damit ist die Verwendung von Kupferdrähten mit einem Durchmesser d von mehr als $0,42 \text{ mm}$ nicht sinnvoll. Um trotzdem den vollen Laststrom führen zu können ($\Delta T < 25^\circ \text{C}$), bietet sich eine zweiadrige Wicklung für Primär- und Sekundärwicklung an. Da die Entmagnetisierungswicklung nur den Magnetisierungsstrom I_{mag} führen muss, reicht hier ein dünnerer Draht aus. Um eine ausreichend hohe Isolationsspannung zwischen Primär- und Sekundärseite zu erhalten, wird für die Sekundärwicklung dreifach isolierter Kupferdraht in Kombination mit Polyesterisolerband verwendet. Die Enden der Drähte werden zusätzlich mit Schrumpfschlauch isoliert.

Ein weiteres wichtiges Kriterium bei der Konstruktion eines Übertragers ist, dass die Wicklungen den Ferritkern möglichst gleichmäßig und geschlossen abdecken, um eine gute magnetische Kopplung zwischen den Wicklungen zu erhalten und die Leckinduktivität L_L zu verringern. Um diese Abdeckung zu erreichen, wurde die Anzahl der Wicklungen erhöht. Eine höhere Anzahl von Wicklungen bei gleichem Verhältnis erhöht die Primärinduktivität L_P und verringert somit die Strombelastung durch einen niedrigen Magnetisierungsstrom I_{mag} .

Die Tabellen 3.10 und 3.11 fassen die elektrischen Eigenschaften und die Konstruktion des finalen Übertragers zusammen. In Abbildung 3.44 ist eine technische Zeichnung und das entsprechende Schaltplansymbol des Übertragers mit Pinbelegung aufgeführt.

Tab. 3.10.: Elektrische Eigenschaften des finalen SvP-Übertragers

Wicklungsverhältnis	$N_P : N_S : N_R$	46 : 46 : 52
Primärinduktivität	L_P	5,7 mH
Sättigungsstrom	I_{sat}	0,26 A
Nennstrom	I_R	2 A
Volt-Sekunden-Produkt	$\int U dt$	1463 V μs

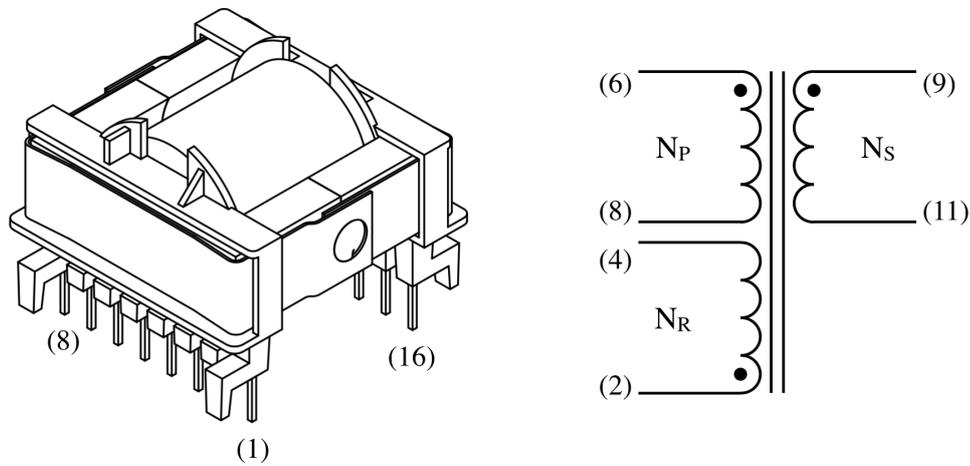


Abb. 3.44.: Technische Zeichnung (links) und Schaltplansymbol (rechts) des SvP-Übertragers mit Pinbelegung

Tab. 3.11.: Schichtweise Konstruktion des SvP-Übertragers (CUL = Kupferlackdraht, TWI = dreifach isolierter Kupferdraht)

Bezeichnung	Pinbelegung	Lagen	Dimension [mm]	Wicklungen	Material
CU-Schild	1 (PGND)	1	0,025	-	Kupferfolie
Isolation	-	1	-	-	Isolierband
Sek.	11 → 9	2	0,4 (zweiadrig)	52	TIW
Isolation	-	1	-	-	Isolierband
CU-Schild	11 (SGND)	1	0,025	-	Kupferfolie
Isolation	-	3	-	-	Isolierband
Entmagn.	4 → 2	2	0,22 (zweiadrig)	46	CUL
Isolation	-	1	-	-	Isolierband
Prim.	8 → 6	2	0,4 (zweiadrig)	46	CUL
Isolation	-	1	-	-	Isolierband
CU-Schild	1 (PGND)	1	0,025	-	Kupferfolie
Isolation	-	3	-	-	Isolierband

3.3.3 Regler

Der Regler der SvP befindet sich auf einer separaten Platine, die auf eine Buchsenleiste aufsteckt werden kann, wie in Abbildung 3.37 zu sehen. Über diese Steckerleiste erhält der Regler wichtige Informationen über den Zustand der Spannungsversorgung wie die aktuelle Ausgangsspannung und den Ladestrom des Kondensatornetzwerks. Der Regler der SvP nutzt diese Informationen und passt das Steuersignal V_{drv} für das primäre Schaltelement $Q2$ entsprechend an. Darüber hinaus kann der Regler das Speicherkondensatornetzwerk über die Steuerspannung V_{disc} sicher entladen. Die Abbildungen 3.45 und 3.46 zeigen den Schaltplan des Reglers und die auf der Hauptplatine der SvP befindlichen Mess- und Treiberschaltungen. Die Stiftleiste $J1$ bzw. die Buchsenleiste $P1$ sind die beschriebenen Steckverbinder von Regler- und Hauptplatine der SvP mit den Netzen DRV , $IMEAS$, $VMEAS$ und $DISC$.

Das Herzstück des Reglers ist der ATmega328-AU Mikrocontroller $U2$. Über einen internen 16-bit Timer kann ein pulswidenmodulierter Rechteckspuls mit einer Periodendauer von $T = 10 \mu\text{s}$ ($f_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$) und einem definierten Abtastgrad D erzeugt werden. Dieser Rechteckspuls wird von dem $ICC27511$ Gate-Treiber $U3$ verstärkt und an den Steckverbinder herausgeführt. Da sich der Regler auf der Sekundärseite des AC/DC-Wandlers befindet, der MOSFET $Q2$ aber auf der Primärseite, muss das Signal über eine galvanisch getrennte Schnittstelle übertragen werden. Diese Schnittstelle ist in Abbildung 3.45 zu sehen. Das Steuersignal wird über den $78601/9C$ Impulübertrager $T2$ auf die Primärseite übertragen. Um die Sättigung des Ferritkerns zu vermeiden, wird aus dem unipolaren Rechteckspuls über $C15$ ein bipolares Signal. Dieses Signal wird auf die Primärseite der SvP übertragen und erneut durch $C16$ AC-gekoppelt. Der DC-Arbeitspunkt wird durch die Diode $D6$ gesetzt. Das Signal wird dann über den Strombegrenzungswiderstand $R12$ an das Gate von $Q2$ angelegt.

Die Treiberschaltung, die aus der Schaltdiode $D7$, dem Transistor $Q3$ und dem Widerstand $R11$ besteht, ermöglicht ein schnelles Schalten des MOSFETs $Q2$. Liegt an der Anode von $D7$ ein 12 V-Pegel an, leitet die Diode. Dadurch kann sich die Eingangskapazität C_{iss} des MOSFETs schnell aufladen und der MOSFET schaltet durch. Liegen aber 0 V an, sperrt die Diode und die Ladung von C_{iss} muss langsam über $R13$ abfließen. Da nun aber die Spannung am Emitter von $Q3$ größer ist als die Spannung an der Basis, leitet der Transistor und C_{iss} kann schnell entladen werden, wodurch der MOSFET schneller sperrt.

Der Ladestrom I_{chg} wird vom Regler über das *IMEAS* überwacht. Der Spannungsabfall über dem Messwiderstand $R7$ aus Abbildung 3.41 wird von dem *INA138* Strommessverstärker $U1$ verstärkt und über $R26$ in die Messspannung V_{imeas} umgewandelt mit

$$V_{\text{imeas}} = \frac{R_7 R_{26}}{5 \text{ k}\Omega} \cdot I_{\text{chg}} \approx 1 \text{ V/A} \cdot I_{\text{chg}}.$$

Da der Verstärker über die Ausgangsspannung mit der 12 V-Zenerdiode $D9$ versorgt wird, müssen die Ausgangssignale von $U1$ über den Transistor $Q7$ in Niederspannungssignale umgewandelt werden.

Die Ausgangsspannung V_{out} wird durch den Spannungsteiler $R8$, $R9$ und $R10$ in Abbildung 3.41 in eine niedrigere Spannung V_{vmeas} umgewandelt, die direkt vom Mikrocontroller gemessen werden kann. Es ist

$$V_{\text{vmeas}} = \frac{R_{10}}{R_8 + R_9 + R_{10}} \cdot V_{\text{out}} \approx \frac{V_{\text{out}}}{100}.$$

Die beiden Spannungsfolger $U1A$ und $U1B$ puffern das Signal und durch die Tiefpässe werden hochfrequente Störungen gefiltert. Die Spannungen V_{vmeas} und V_{imeas} werden kontinuierlich mit einer Abtastrate von 38,4 kSps vom 8-Bit ADC des Mikrocontrollers digitalisiert. Über das Register '0x12 - Überwachung Ausgangsspannung' (siehe Seite 134) kann der ADC-Wert VMON ausgelesen werden. Da die analoge Referenzspannung des 8-Bit ADC $V_{\text{ref}} = 4,092 \text{ V}$ beträgt, lässt sich VMON berechnen durch

$$\text{VMON} [\text{counts}] = \frac{V_{\text{out}}}{100} \cdot \frac{256 \text{ counts}}{4,092 \text{ V}} = 0,625 \text{ counts/V} \cdot V_{\text{out}}. \quad (3.17)$$

Der Ladestrom kann über das Register '0x13 - Überwachung Ladestrom' (siehe Seite 135) ausgelesen werden. Für IMON gilt

$$\text{IMON} [\text{counts}] = 1 \text{ V/A} \cdot I_{\text{chg}} \cdot \frac{256 \text{ counts}}{4,092 \text{ V}} = 62,5 \text{ counts/A} \cdot I_{\text{chg}}. \quad (3.18)$$

Der über das Register ausgelesene Wert IMON ist der gleitende Mittelwert der letzten zehn Messungen. Mit diesen Messgrößen kontrolliert der Regler der SvP die Ausgangsspannung V_{out} . Abbildung 3.47 zeigt das Flussdiagramm der Regelroutine. Nach der Initialisierung des ADC wird automatisch mit der Digitalisierung gestartet. Sobald diese beendet ist, startet der Mikrocontroller eine *Interrupt Service Routine (ISR)*, in der er den aktuellen Wert von VMON und IMON ausliest.

Nachdem der gleitende Mittelwert von IMON berechnet wurde, werden VMON und VOUT miteinander verglichen. Der Wert VOUT kann über Zugriff auf das Register '0x11 - Setzen Ausgangsspannung' (siehe Seite 134) verändert werden. Ist $\text{VMON} = \text{VOUT}$, wurde die gewünschte Ausgangsspannung V_{out} erreicht und im

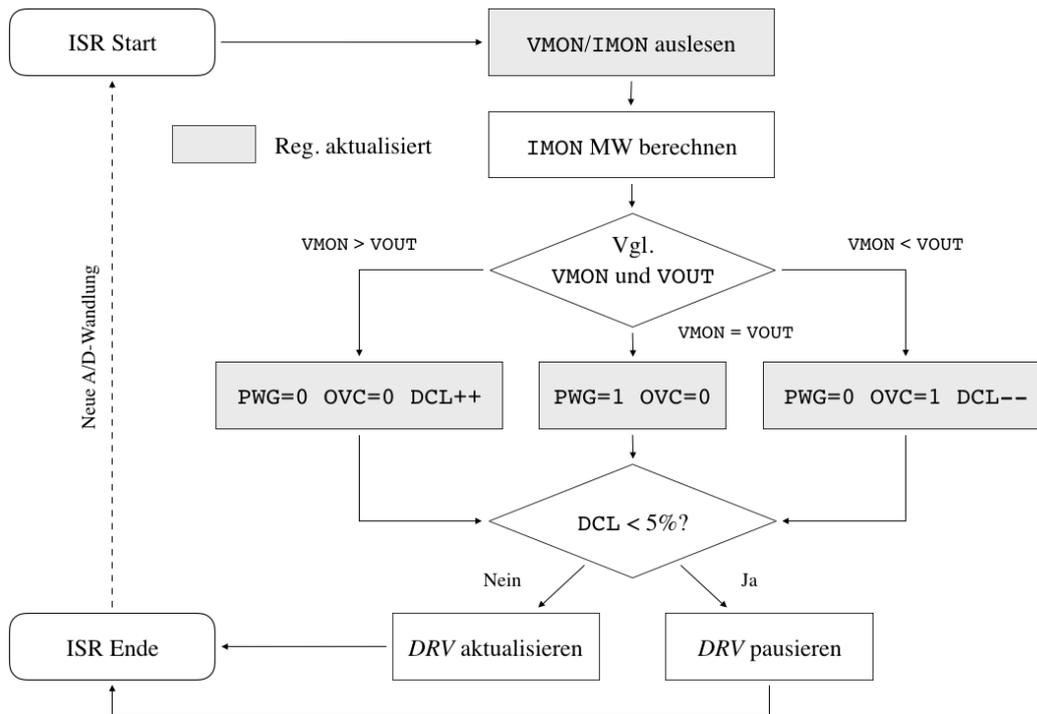


Abb. 3.47.: Flussdiagramm für die *interrupt*-basierte Regelroutine des Reglers der SvP

Register '0x10 - SvP Status' (siehe Seite 133) wird das Bit PWG gesetzt und OVC gelöscht. Ist $VMON > VOUT$ ist die Ausgangsspannung zu hoch und der Wert DCL des Abtastgrads wird verringert, das Bit PWG gelöscht und OVC gesetzt. Ist $VMON < VOUT$, ist die Ausgangsspannung zu gering und DCL wird erhöht, PWG und OVC gelöscht. Durch DCL wird der Abtastgrad $D = 0,5\% \cdot DCL$ des Steuersignals angepasst und somit die Ausgangsspannung mit (3.15) geregelt. Der aktuelle Abtastgrad kann über Zugriff auf das Register '0x15 - Abtastgrad' (siehe Seite 135) ausgelesen werden. Fällt DCL unter $D_{\min} = 5\%$ (0x0A), wird das Steuersignal ausgesetzt, bis der Abtastgrad D das Minimum D_{\min} wieder überschreitet. Abschließend wird die ISR beendet und eine neue A/D-Wandlung gestartet.

Um große Ladeströme beim Einschalten der SvP zu vermeiden, kann das Ladeverhalten des Reglers durch die Bits CH[1,0] im Register '0x10 - SvP Status' beeinflusst werden. Bis hin zur Grenzspannung V_{TH} wird der Abtastgrad $D = D_{\min}$ gesetzt. Ab $VMON > V_{TH}$ steuert der Regler die Ausgangsspannung wieder wie in Abbildung 3.47 beschrieben.

Über das Signal *DISC* kann der Regler die Entladeschaltung steuern, die in Abbildung 3.48 zu sehen ist. Liegt ein 0V-Pegel an oder wird der Regler entfernt, schaltet der MOSFET Q6 durch und das Kondensatornetzwerk der SvP wird über einen 10 kΩ-Widerstand bestehend aus R20 bis R24 entladen. Die Entladeschaltung kann über das Bit DIS im Register '0x10 - SvP Status' gesteuert werden.

3.3.4 Fazit

Die SvP kann eine geregelte Ausgangsspannung von 100 – 300 V bei einer kontinuierlichen Leistung von 150 W erzeugen und lädt damit ein Speicherkondensatornetzwerk mit einer Gesamtkapazität von 900 μF . Dadurch kann die SvP bei geladenem Kondensatornetzwerk das PFE mit einer Leistung von 770 W über einen Zeitraum von 10 ms bei einem Spannungsabfall von 300 V auf 270 V versorgen. Damit stellt die SvP für den Einsatz im Feld ausreichend elektrische Leistung zur Verfügung.

Auf dem Regler der SvP ist ein einfacher Algorithmus implementiert, der durch die Messung der Ausgangsspannung den Abtastgrad des primären Schaltelements der SvP steuert (siehe Abbildung 3.47). Dieser Algorithmus kann durch einen PID-Regler ersetzt und durch Anpassen der Regelgewichte weiter optimiert werden, um ein schnelleres und stabileres Aufladeverhalten zu erreichen. Des Weiteren kann der Ladestrom des Kondensatornetzwerks, der von dem Regler gemessen wird, auch als Regelgröße genutzt werden.

Die Ausgangsspannung und der Ladestrom werden mit einer Abtastrate von 38,4 kSps bei einer Auflösung von 8-Bit gemessen und werden damit im Verhältnis zur Frequenz des Steuersignals von 100 kHz langsam aktualisiert. Damit der Regler schneller und präziser reagieren kann, kann auch hier der ATmega328-AU durch einen 32-Bit ARM-basierten Mikrocontroller ersetzt werden. Der STM32F302 verfügt beispielsweise über zwei schnelle ADCs mit einer Abtastrate von 5 MSps bei einer Auflösung von 12-Bit. Dadurch kann die Regelzeit drastisch reduziert und die Auflösung der Ausgangsspannung erhöht werden. Aufgrund der hohen Abtastrate kann der instantane Ladestrom gemessen und damit die Strombegrenzung aus Abschnitt 3.3.1 durch einfache Firmware ersetzt werden.

Um die Konstruktion des Übertragers zu vereinfachen, kann der Eintaktdurchflusswandler der SvP durch einen Halbbrücken-Durchflusswandler ersetzt werden. Diese Topologie des Durchflusswandlers verzichtet auf die Entmagnetisierungswicklung N_R und benötigt nur ein weiteres Schaltelement.

Trotz vieler Verbesserungsmöglichkeiten hat sich die SvP in den verschiedenen Labor- und Feldtests als effektiv und zuverlässig erwiesen. Dabei ist sie wesentlich kompakter als eine Lösung mit vergleichbarer Leistung unter Verwendung eines 50 Hz-Netztransformator.

Gesamtsystemtest

In diesem Kapitel wird das Zusammenspiel aller Komponenten der elektronischen Steuerung der APUs durch ihren Einsatz in einem Gletschertest auf dem Langenferner demonstriert. Der Feldtest wurde in Zusammenarbeit mit den beteiligten Universitäten (siehe Abschnitt 4.1) geplant und durchgeführt. An dem Aufbau und der Durchführung der Messung, die in diesem Kapitel vorgestellt wird, waren der Autor sowie Studierende und Kollegen beteiligt. Die aufgezeichneten Daten wurden auch in der Arbeit von C. Vollbrecht [54] und in einer weiteren Veröffentlichung [19] verwendet. Zusätzlich wurden auf dem Langenferner Messungen zur akustischen Positionsbestimmung mittels Trilateration [66] und Tests eines neuen Systems zur akustischen Vorfelderkundung für den *IceMole* [32] durchgeführt.

Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt auf der Charakterisierung der akustischen Signalübertragung im Ortungsnetzwerk zwischen den APUs. Abschnitt 4.2.1 erläutert zunächst den Versuchsaufbau der Messung. Anschließend wird in Abschnitt 4.2.2 die Datenverarbeitung beschrieben und die Ergebnisse der Analysen werden in den Abschnitten 4.2.3 und 4.2.4 vorgestellt.

4.1 Gletschertest Langenferner

Im August 2018 fand der finale Gletschertest des EnEx-RANGE-Projekts in den italienischen Ortleralpen in der Lombardei auf dem Langenferner statt. Beteiligt waren das Cybernetics Lab IMA & IfU der RWTH Aachen, die Fachhochschule Aachen, die Universität Bremen, die technische Universität Braunschweig und das Unternehmen GSI¹. In diesem Feldtest wurde in mehreren Szenarien die Autonomie des Gesamtsystems aus 13 APUs und der EnEx-Sonde demonstriert. Bei mehreren Fahrten der EnEx-Sonde wurde das Zusammenspiel mit den APUs bei statischem und dynamischen Aufbau des akustischen Ortungsnetzwerks erfolgreich getestet.

Das Gletschercamp wurde auf dem Langenferner unter der Gletscherhütte Refugio Casati aufgeschlagen und war von dort aus fußläufig zu erreichen. Das Herzstück des Camps bildete das Operator-Zelt, in dem Material und Werkzeug gelagert

¹Gesellschaft für Systementwicklung und Instrumentierung mbH

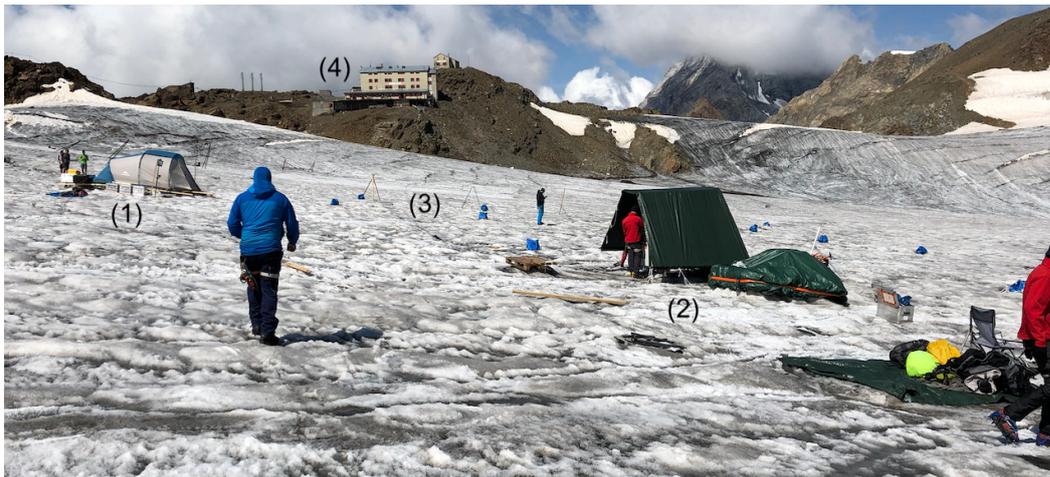


Abb. 4.1.: Übersicht des Gletschercamps des Gletschertests auf dem Langenferner. Zu sehen sind: (1) Operator-Zelt, (2) Generatorzelt, (3) Ausbringung APUs und (4) Gletscherhütte

wurden und dem Operator der APUs Schutz vor Umwelteinflüssen bot. Das Zelt war mit einem WLAN-Access Point ausgestattet, der kabellosen Zugriff auf das Netzwerk und damit die Steuerung der Sonden ermöglichte. Im Camp befand sich zudem das Generatorzelt, in dem insgesamt drei Generatoren für die Stromversorgung, das RCS und weitere Messrechner untergebracht waren. Abbildung 4.1 zeigt eine Übersicht des Camps.

4.2 Akustische Charakterisierung

Im Rahmen eines Nebenszenarios wurden die maximale Reichweite und die Übertragungscharakteristik der akustischen Signale der APUs unter realen Bedingungen in Eis vermessen. Im Folgenden werden der Versuchsaufbau und die Datenanalyse erläutert.

4.2.1 Versuchsaufbau

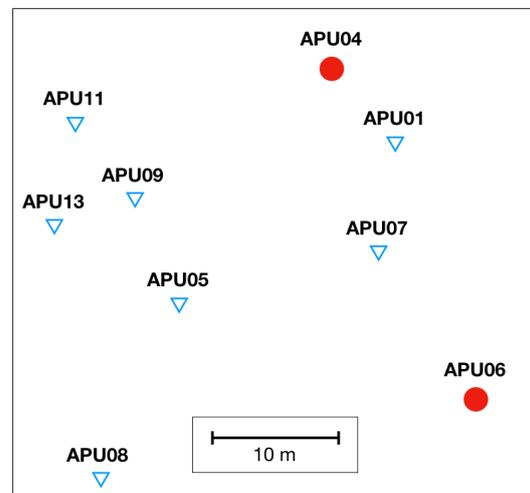
Für dieses Nebenszenario wurde ein Netzwerk aus insgesamt neun APUs aufgebaut. Hierfür wurden die APUs mithilfe eines Dreibeins senkrecht in den Gletscher eingeschmolzen und in einer Tiefe von 1,2 m unter der Gletscheroberfläche positioniert. Nach dem Ausbringen jeder APU wurde die Position des Schmelzlochs per GPS vermessen und mit den entsprechenden Tiefen in ein lokales Koordinatensystem übertragen. Aus den neun APUs, von denen zwei nacheinander senden, ergeben sich insgesamt 16 Abstände. Die Positionen der APUs sind in Tabelle 4.1 aufgeführt.

Tab. 4.1.: Aufbau des Ortungsnetzwerks für die Charakterisierung der APUs in Eis: APU04 und APU06 senden (rote Punkte), während die restlichen APUs Signale empfangen (blaue Dreiecke).

(a) Positionen der APUs im lokalen Koordinatensystem

APU Nr.	x [m]	y [m]	z [m]
APU01	76,78	30,93	77,93
APU04	73,10	36,51	77,34
APU05	58,18	28,93	78,56
APU06	78,07	15,55	80,02
APU07	73,55	25,42	78,29
APU08	49,12	20,36	78,98
APU09	56,81	34,26	77,32
APU11	54,00	39,80	76,27
APU13	50,32	34,27	77,15

(b) Darstellung der Positionen der APUs in der xy -Ebene auf dem Gletscher



Die neun APUs wurden über APU-Kabel mit dem RCS verbunden und über die *RunControl* von einem Messrechner aus gesteuert (siehe Abschnitt 1.4). Für die Stromversorgung wurde ein Honda EU30is Stromerzeuger genutzt, der für den Betrieb in Höhen über 1500 m NHN nachgerüstet wurde. Über das *Webinterface* der *RunControl* wurde die zu sendende Signalform eingestellt und die Messprozedur gestartet. Für eine Einzelmessung wurden alle APUs synchronisiert und die Auslese der akustischen Sensoren erfolgte zeitgleich mit dem Senden des Signals. Zusätzlich wurde 1 ms vor dem Senden des Signals aufgezeichnet, um das Rauschlevel zu bestimmen (*Pretrigger*). Eine vollständige Messprozedur besteht aus 64 Einzelmessungen, die in der nachfolgenden Analyse gemittelt wurden. Die Daten der akustischen Sensoren wurden zunächst lokal auf jeder APU gesichert und anschließend auf den Server des RCS übertragen.

Für die Analyse der Übertragungscharakteristik wurden die APU-Pinger der empfangenden APUs als Frontempfänger genutzt und nur Kanal 1 des Frontempfänger-Front-Ends mit einem Verstärkungsfaktor von 60 dB ausgewertet, da der Tiefpass mit $f_{-3\text{dB}} = 60\text{ kHz}$ das aufgezeichnete Signal am wenigsten beeinflusst (siehe Abschnitt 1.4). Die Digitalisierung erfolgte mit einer Abtastrate $f_s = 500\text{ kSps}$ ($\Delta t_s = 2\text{ }\mu\text{s}$). Abbildung 4.2 zeigt den schematischen Versuchsaufbau.

Für die Charakterisierung der Signalübertragung wurden Sinus-Bursts mit einer Frequenz von $f = 5 - 35\text{ kHz}$ mit einer Gesamtlänge von $T_{\text{tot}} = 4\text{ ms}$ gesendet. Die Signale werden von der PFE erzeugt und nähern eine einzelne Sinusschwingung

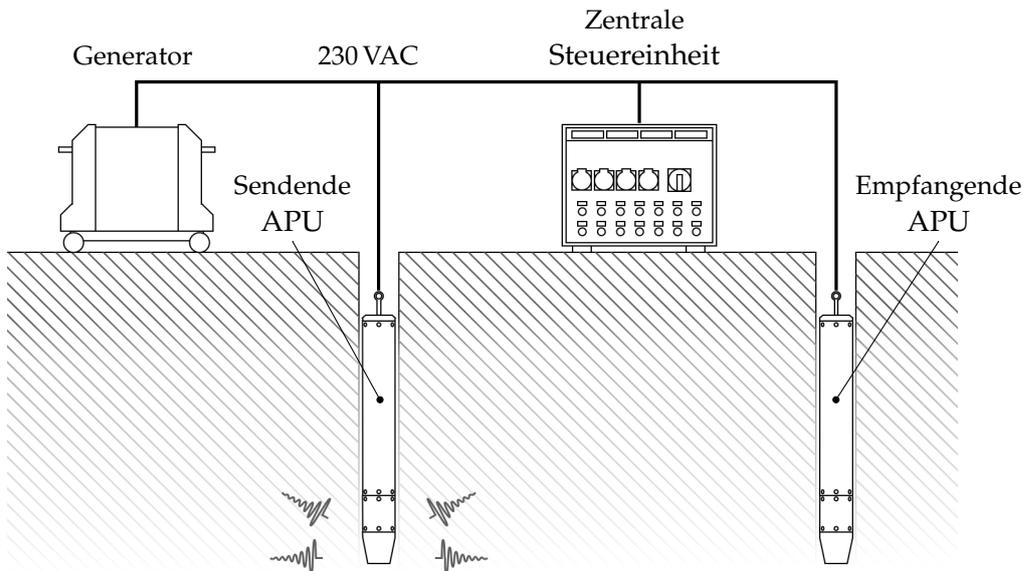


Abb. 4.2.: Versuchsaufbau auf dem Gletscher für die Charakterisierung des APU-Emittersystems

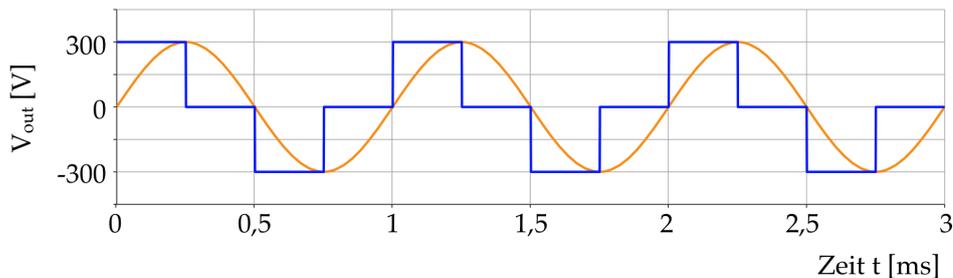
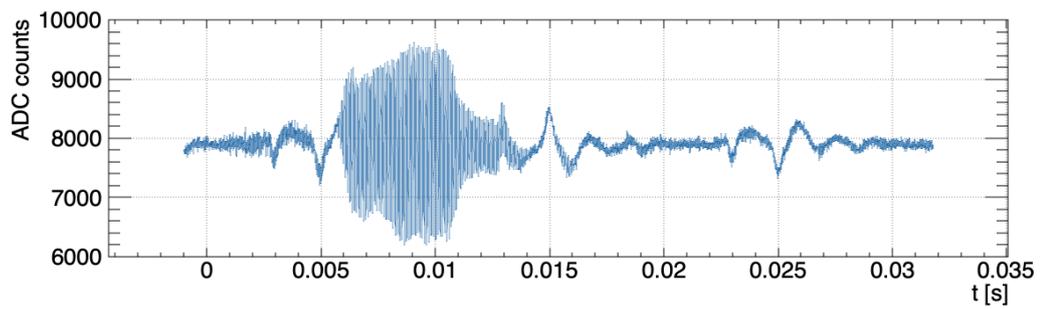


Abb. 4.3.: Sinus (gelb) und Approximation der PFE mit drei Schaltzuständen (blau) für $f = 10 \text{ kHz}$

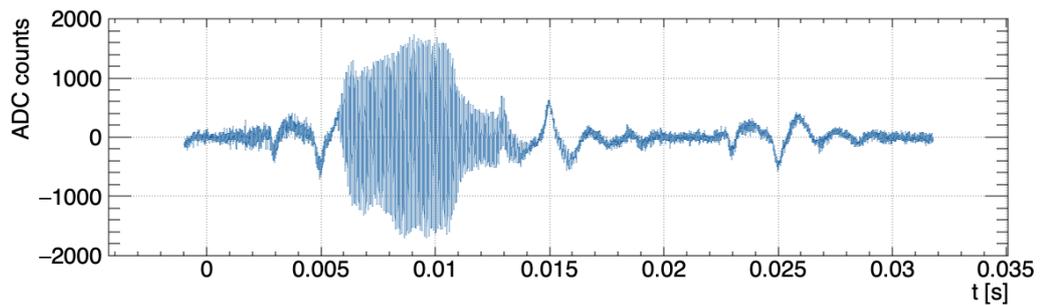
mit den 4 Schaltzuständen $\{0x09, 0x0A, 0x06, 0x0A\}$ und der Zustandsschalt-dauer $\Delta t = 1/4f$, wie in Abbildung 4.3 beispielhaft dargestellt ist. Im Frequenzbereich von 8 – 12 kHz wurden die Frequenzen mit einer Schrittweite von 500 Hz feiner abgerastert, da sich in diesem Bereich die Resonanzen befinden und die optimale Sendefrequenz vermutet wird. Insgesamt wurden für 24 Sendefrequenzen Messsequenzen durchgeführt und ausgewertet.

4.2.2 Datenprozessierung

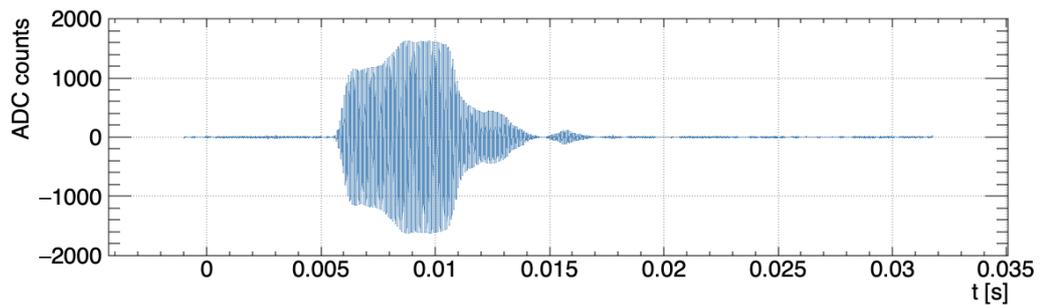
Um den RMS des Signals und das Signal-Rausch-Verhältnis zu bestimmen, müssen zuerst Start- und Stoppzeitpunkt des Signals t_{sta} bzw. t_{sto} aus den Daten extrahiert werden. Da die Dauer des Signals $T = 4 \text{ ms}$ bekannt ist, reicht es den Startzeitpunkt t_{sta} zu bestimmen. Abbildung 4.4 zeigt die Resultate der einzelnen Schritte der im Folgenden beschriebenen Datenprozessierung:



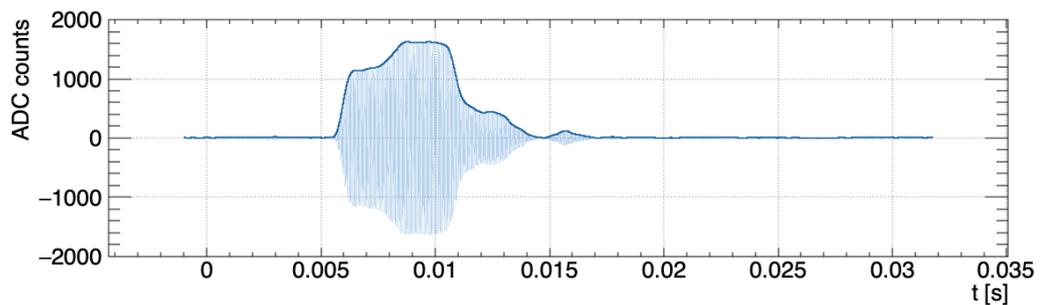
(a) Signal s_i nach der Mittelung aller 64 Einzelmessungen s_{ik}



(b) Signal s_i nach Entfernen der DC-Komponente \bar{s}



(c) Gefiltertes Signal \tilde{s}_i nach Anwendung des Frequenzfilters



(d) Gefiltertes Signal \tilde{s}_i mit der Einhüllenden e_i

Abb. 4.4.: Verlauf der Datenprozessierung für eine gemessene Signalfom von APU04 \Rightarrow APU11 bei einem Abstand von $d = 19,41$ m und einer Sendefrequenz von $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz

1. Jede der $n = 64$ Einzelmessungen für eine Frequenz f_{sig} und Distanz d besteht aus $m = 16384$ Punkten s_{ik} . Um unkorreliertes Rauschen während der Messung zu unterdrücken, werden die 64 Einzelmessungen zu einem Signal s_i gemittelt:

$$s_i(f_{\text{sig}}, d) = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^n s_{ik}(f_{\text{sig}}, d).$$

2. Da die DC-Komponente des Signals s_i für die Bestimmung des Startzeitpunkts t_{sta} irrelevant ist, wird diese Komponente durch Korrektur um den Mittelwert \bar{s} des Signals entfernt:

$$s_i \Rightarrow s_i - \bar{s} \quad \text{mit} \quad \bar{s} = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^m s_i.$$

3. Um das korrelierte Rauschen außerhalb der Sendefrequenz f_{sig} zu entfernen, wird ein Frequenzfilter auf das Signal s_i angewandt. Zunächst wird das Signal über eine diskrete Fouriertransformation in den Frequenzraum $S_k(f_{\text{sig}}, d)$ übertragen:

$$S_k(f_{\text{sig}}, d) = \sum_{i=0}^{m-1} s_i(f_{\text{sig}}, d) e^{-2\pi i \cdot j \cdot l / n} \quad \text{mit} \quad f_k = f_s \frac{k}{n}.$$

Dieses Spektrum wird mit einer Gaussfunktion mit $\mu = f_{\text{sig}}$ und $\sigma = 20\% f_{\text{sig}}$ gefaltet, um alle Frequenzkomponenten außerhalb der Signalfrequenz zu entfernen:

$$\tilde{S}_k(f_{\text{sig}}, d) = S_k \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{f_k - f_{\text{sig}}}{0,2 f_{\text{sig}}} \right)^2}.$$

Anschließend wird das gefilterte Spektrum \tilde{S}_k in den Zeitbereich rücktransformiert, um das gefilterte Signal \tilde{s}_i zu erhalten (siehe Abbildung 4.5). Um die Amplitudentreue zu wahren, wird die Signalform bei der Rücktransformation auf die Anzahl der Punkte m normiert:

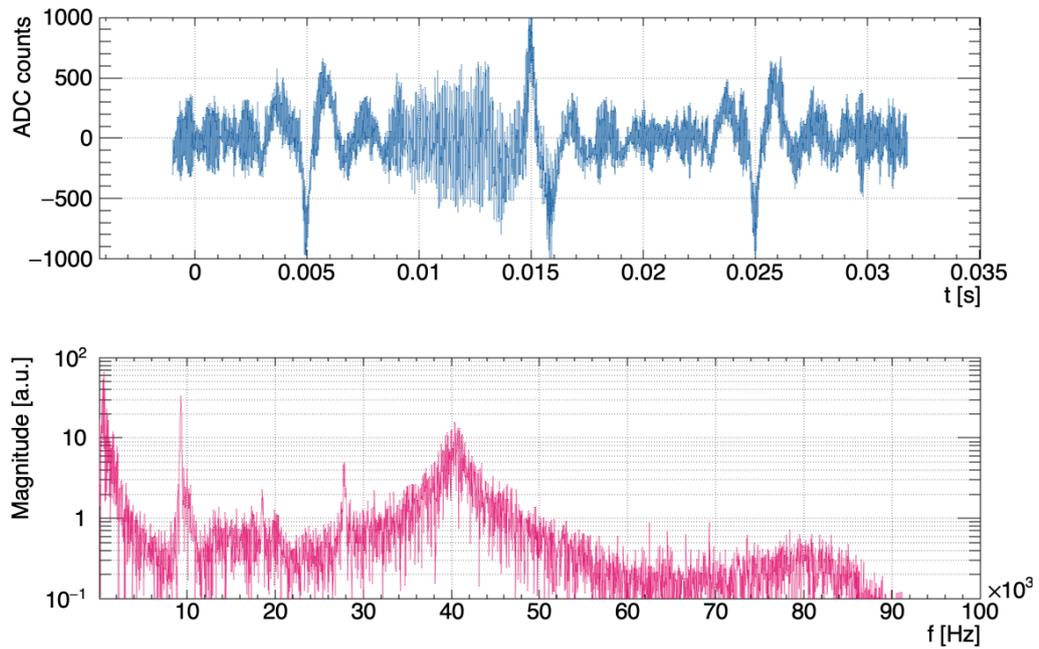
$$\tilde{s}_i(f_{\text{sig}}, d) = \frac{1}{m} \sum_{k=0}^{m-1} \tilde{S}_k e^{2\pi i \cdot j \cdot k / n}.$$

4. Um die Suche nach einem Startzeitpunkt t_{sta} zu vereinfachen, wird die Einhüllende e_i des Signals bestimmt. Dafür wird auf dem gefilterten Frequenzspektrum \tilde{S}_k mit einer Hilbertransformation das analytische Signal A_k bestimmt:

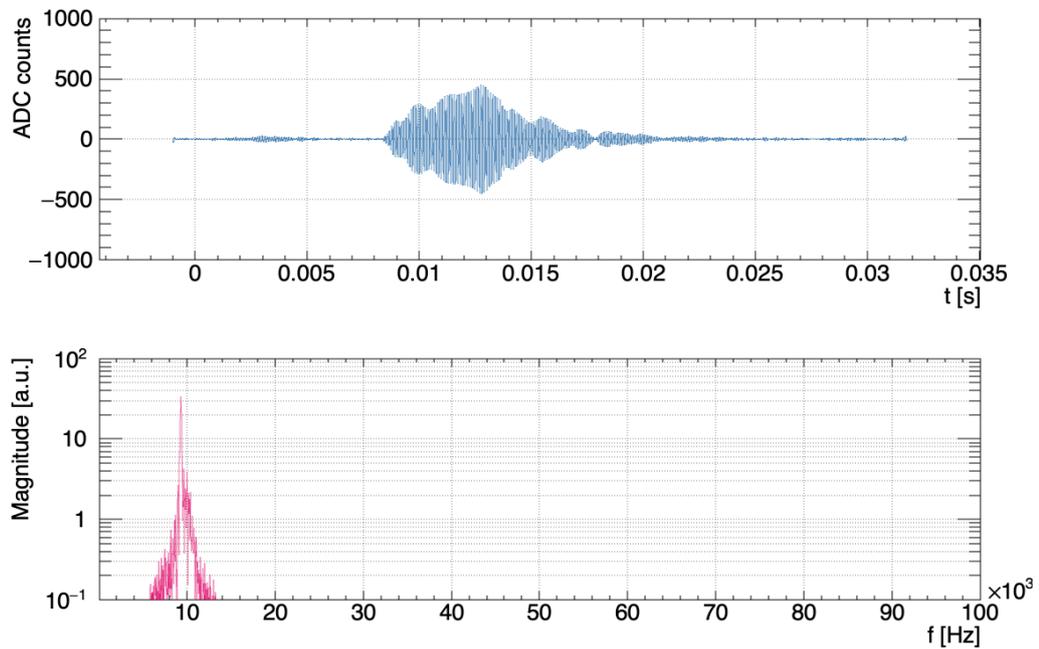
$$A_k(f_{\text{sig}}, d) = \left(1 + \text{sgn}(f_k) \right) \tilde{S}_k.$$

Die Einhüllende ergibt sich dann aus dem Betrag des rücktransformierten analytischen Signals a_i . Auch hier muss zur Wahrung der Amplitudentreue ein Normierungsfaktor eingeführt werden:

$$e_i(f_{\text{sig}}, d) = \frac{2}{m} |a_i| \quad \text{mit} \quad a_i = \text{FFT}^{-1}(A_k).$$



(a) Signal s_i vor Anwenden des Frequenzfilters



(b) Signal \tilde{s}_i nach Anwenden des Frequenzfilters

Abb. 4.5.: Transient (blau) und Frequenzspektrum (magenta) des Signals für APU06 \Rightarrow APU08 mit $d = 29,37$ m bei $f_{\text{sig}} = 9,3$ kHz vor und nach Anwenden des Frequenzfilters

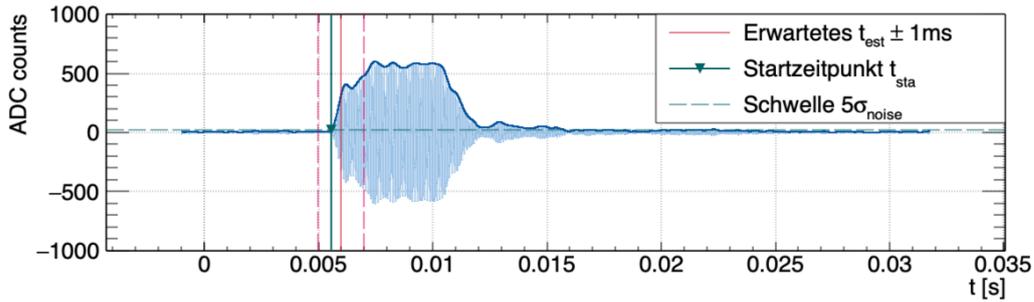


Abb. 4.6.: Bestimmung des Startzeitpunkts t_{sta} für APU04 \Rightarrow APU11 mit $d = 19,41$ m und $f_{\text{sig}} = 9,3$ kHz

Mit der Einhüllenden $e_i(f_{\text{sig}}, d)$ und einem Schwellenwert u_{th} wird der Startzeitpunkt des Signals $t_{\text{sta}}(f_{\text{sig}}, d)$ bestimmt. Hierfür wird der Startzeitpunkt zunächst grob mit der Schallgeschwindigkeit $c_{\text{ice}} \approx 3250$ m/s und der gemessenen Distanz d zwischen den APUs abgeschätzt zu

$$t_{\text{est}}(d) = \frac{d}{c_{\text{ice}}}.$$

Alle Punkte der Einhüllenden, die im Bereich von $t_{\text{est}} - 1$ ms bis $t_{\text{est}} + 1$ ms mit einer positiven Steigung den Schwellenwert $u_{\text{th}} = 5\sigma_{\text{noise}}$ überschreiten, werden selektiert. Der RMS des Rauschens σ_{noise} wird aus dem Bereich von -1 ms (*Pretrigger*) bis 1 ms der Messung berechnet, da dort kein Signal erwartet wird. Da durch Einkopplung des Signals eine große Änderung der Amplitude erwartet wird, wird von den selektierten, möglichen Startzeitpunkten derjenige ausgewählt, der die höchste Steigung hat. Um auch hier den Einfluss von Rauschen zu unterdrücken, wird die Steigung über einen Zeitraum von $100 \mu\text{s}$ betrachtet mit

$$\frac{de_i}{dt} = \frac{e_{i+25} - e_{i-25}}{100 \mu\text{s}}. \quad (4.1)$$

Der so gewählte Punkt ist der Startzeitpunkt $t_{\text{sta}}(f_{\text{sig}}, d)$ für diese Messung. Abbildung 4.6 zeigt ein Beispiel für eine erfolgreiche Bestimmung von t_{sta} .

Diese Prozedur wird für eine Distanz d für alle 24 Sendefrequenzen wiederholt und das Ergebnis in ein Histogramm gefüllt. Der finale Startzeitpunkt $\bar{t}_{\text{sta}}(d)$ und die Unsicherheit $\sigma_t(d)$ ergeben sich aus dem Mittelwert und der Standardabweichung der Verteilung der n_t erfolgreich bestimmten Startzeitpunkte für diese Distanz d . Abbildung 4.7 zeigt das resultierende Histogramm, das alle Startzeitpunkte t_{sta} für APU04 \Rightarrow APU11 mit $d = 19,41$ m enthält. Anhand der Anzahl der Einträge n_t ist zu sehen, dass bei 22 der 24 gesendeten Frequenzen ein sinnvoller Startzeitpunkt gefunden werden konnte. Wird der Schwellenwert nicht überschritten oder liegen mögliche Startzeitpunkte zu weit von t_{est} entfernt, wird die Messung übersprungen und nicht in das Histogramm eingetragen.

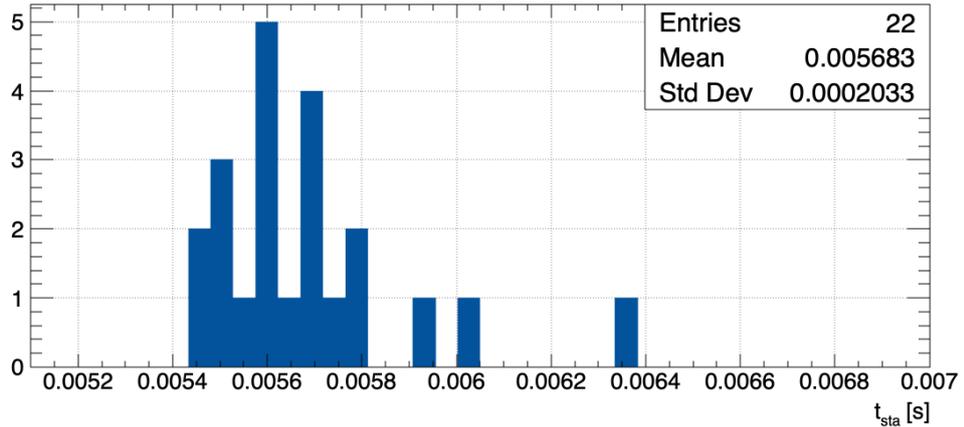


Abb. 4.7.: Verteilung der Startzeitpunkte t_{sta} für APU04 \Rightarrow APU11 mit $d = 19,41$ m

Tabelle 4.2 fasst die Resultate der Bestimmung der Startzeitpunkte \bar{t}_{sta} für alle Distanzen d zusammen. Zusätzlich führt die Tabelle die resultierenden Schallgeschwindigkeiten c und die Anzahl der Messungen n_t auf, bei denen über die beschriebene Methode ein sinnvoller Startzeitpunkt gefunden wurde. Bei großen Distanzen nimmt n_t ab, da das gesendete Signal abgeschwächt und der Schwellwert nicht mehr erreicht wird. Hier liefern nur noch Frequenzen im Bereich der Resonanz ein sinnvolles Ergebnis. Des Weiteren scheint die Schallgeschwindigkeit c mit der Distanz abzunehmen. Da \bar{t}_{sta} über einen Schwellenwert bestimmt wird, entsteht ein systematischer zeitlicher Versatz zur tatsächlichen Ankunftszeit: Das Signal erreicht die APU und erst danach steigt die Signalamplitude an und überschreitet die Schwelle. Um diesen Versatz zu berücksichtigen, kann die Schallgeschwindigkeit durch eine lineare Anpassung bestimmt werden mit

$$d_{\text{fit}}(t) = c \cdot t + d_0.$$

Das Resultat der Anpassung ist in Abbildung 4.8 zu sehen. Die angepasste Funktion beschreibt die Datenpunkte gut und liefert mit (3243 ± 58) m/s ein sinnvolles Resultat. Bei der Anpassung ist zu sehen, dass die Startzeitpunkte \bar{t}_{sta} für APU06 \Rightarrow APU13 und APU06 \Rightarrow APU11 nicht berücksichtigt wurden. Aufgrund einer elektromagnetischen Einkopplung am Anfang des aufgezeichneten Signals wird der Schwellenwert $u_{\text{th}} = 5\sigma_{\text{noise}}$ zu hoch und erst sehr spät überschritten. Dadurch verschieben sich die bestimmten Startzeitpunkte weiter nach hinten und würden die Messung verfälschen. Der Transient eines solchen Signals mit elektromagnetischer Einkopplung ist in Abbildung 4.9 zu sehen.

Tab. 4.2.: Ergebnisse der Bestimmung des Startzeitpunkts t_{sta} für alle APUs

Sender	⇒	Empfänger	d [m]	\bar{t}_{sta} [ms]	c [m/s]	n_t
APU04	⇒	APU01	6,72	$1,72 \pm 0,03$	3907 ± 166	24
APU06	⇒	APU07	11,00	$2,97 \pm 0,03$	3704 ± 95	24
APU04	⇒	APU07	11,14	$2,93 \pm 0,04$	3802 ± 103	23
APU06	⇒	APU01	15,57	$4,37 \pm 0,04$	3563 ± 68	24
APU04	⇒	APU09	16,44	$4,55 \pm 0,03$	3613 ± 62	24
APU04	⇒	APU05	16,78	$4,73 \pm 0,05$	3548 ± 67	20
APU04	⇒	APU11	19,41	$5,68 \pm 0,05$	3417 ± 55	22
APU06	⇒	APU04	21,71	$6,22 \pm 0,12$	3490 ± 79	17
APU04	⇒	APU06	21,71	$6,11 \pm 0,05$	3553 ± 52	19
APU04	⇒	APU13	22,89	$6,66 \pm 0,08$	3437 ± 57	18
APU06	⇒	APU05	24,01	$6,87 \pm 0,08$	3495 ± 56	19
APU06	⇒	APU09	28,44	$8,42 \pm 0,08$	3378 ± 45	11
APU04	⇒	APU08	28,96	$9,03 \pm 0,15$	3207 ± 61	10
APU06	⇒	APU08	29,37	$8,68 \pm 0,10$	3384 ± 49	12
APU06	⇒	APU13	33,60	$10,70 \pm 0,18$	3140 ± 58	5
APU06	⇒	APU11	34,37	$10,78 \pm 0,18$	3188 ± 58	5

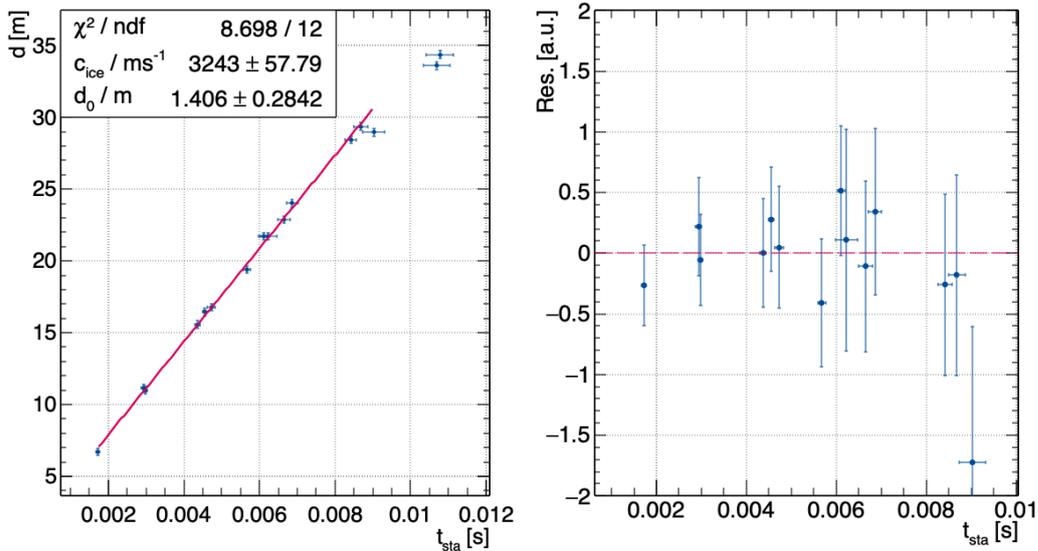


Abb. 4.8.: Resultat der Anpassung zur Bestimmung der Schallgeschwindigkeit (links) und die Verteilung der Residuen (rechts)

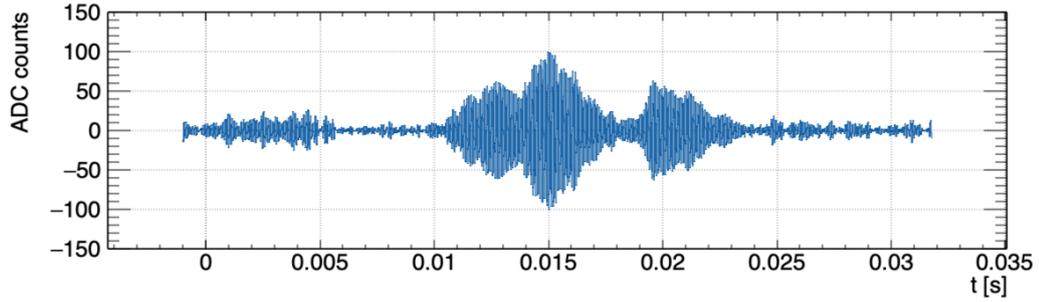


Abb. 4.9.: Elektromagnetische Einkopplung am Anfang des Signals (APU06 \Rightarrow APU13, $d = 33,60$ m, $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz)

4.2.3 Übertragungscharakteristik

Der RMS A des Signals bei der Frequenz f_{sig} und Distanz d ergibt sich aus dem RMS des gefilterten Signal \tilde{s}_i im Bereich von t_{sta} bis $t_{\text{sto}} = t_{\text{sta}} + T$ mit

$$A(f_{\text{sig}}, d) = \sqrt{\frac{1}{n_{\text{sto}} - n_{\text{sta}}} \sum_{i=n_{\text{sta}}}^{n_{\text{sto}}} \tilde{s}_i(f_{\text{sig}}, d)^2}.$$

Der Fehler auf den RMS des Signals setzt sich zusammen aus dem Rauschen σ_{noise} , der Varianz σ_s von \tilde{s}_i und der Variation σ_{sta} des RMS, die durch die Toleranz des Startzeitpunktes $t_{\text{sta}} \pm \sigma_t$ entsteht:

$$\sigma_A = \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_{\text{sta}}^2 + \sigma_{\text{noise}}^2}.$$

Dieser RMS wird für die 16 Distanzen und 24 Sendefrequenzen berechnet. Um die Amplituden der verschiedenen Distanzen vergleichen zu können, werden die Amplituden $A(f_{\text{sig}}, d)$ einer Distanz d auf die maximale Amplitude $A_{\text{max}}(d)$ der 24 Frequenzmessungen für diese Distanz normiert:

$$A_{\text{rel}}(f_{\text{sig}}, d) = \frac{A(f_{\text{sig}}, d)}{A_{\text{max}}(d)}.$$

Abbildung 4.10 zeigt die relative Amplitude A_{rel} für alle Distanzen in Abhängigkeit der Sendefrequenz f_{sig} . Es ist zu erkennen, dass die maximale Amplitude A_{max} für alle Distanzen im Bereich von 9 – 10 kHz liegt.

Um eine Aussage über Übertragungscharakteristik des gesamten APU-Netzwerks treffen zu können, wird der gewichtete Mittelwert der relativen Amplituden A_{rel} bei der Signalfrequenz f_{sig} aller Distanzen gebildet:

$$\bar{A}_{\text{rel}}(f_{\text{sig}}) = \frac{\sum_d A_{\text{rel}}(f_{\text{sig}}, d) / \sigma_{A, \text{rel}}^2}{\sum 1 / \sigma_{A, \text{rel}}^2}.$$

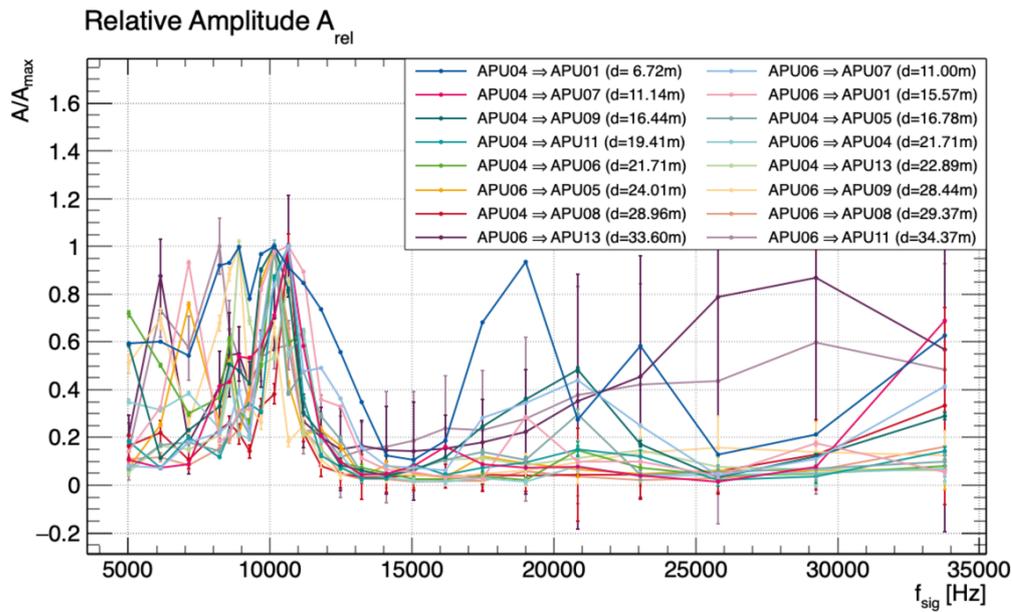


Abb. 4.10.: Frequenzabhängigkeit des RMS des Signals aller APUs bei verschiedenen Distanzen

Abbildung 4.11 zeigt das Ergebnis dieser Berechnung. Dargestellt ist die Übertragungscharakteristik des APU-Netzwerks als gewichteter Mittelwert der Signalamplituden aller APUs \bar{A}_{rel} in Abhängigkeit von der Sendefrequenz f_{sig} . Bei dieser Berechnung wurden die Messungen von APU04 \Rightarrow APU01, APU06 \Rightarrow APU07 und APU04 \Rightarrow APU07 nicht berücksichtigt, da bei diesen geringen Distanzen der ADC des Frontsensors in Sättigung ging, siehe Abbildung 4.12.

Mit bekanntem Signal- und Rausch-RMS kann das Signal-Rausch-Verhältnis berechnet werden. Abbildung 4.13 zeigt das Signal-Rauschen-Verhältnis SNR in Abhängigkeit von Distanz d und Signalfrequenz f_{sig} . Abbildung 4.14 zeigt zum

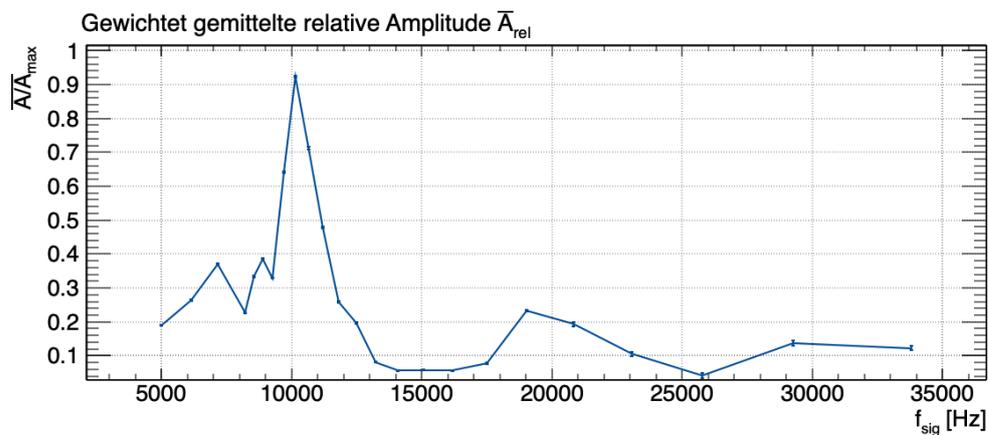


Abb. 4.11.: Gewichteter Mittelwert der relativen Amplituden in Abhängigkeit von der Sendefrequenz

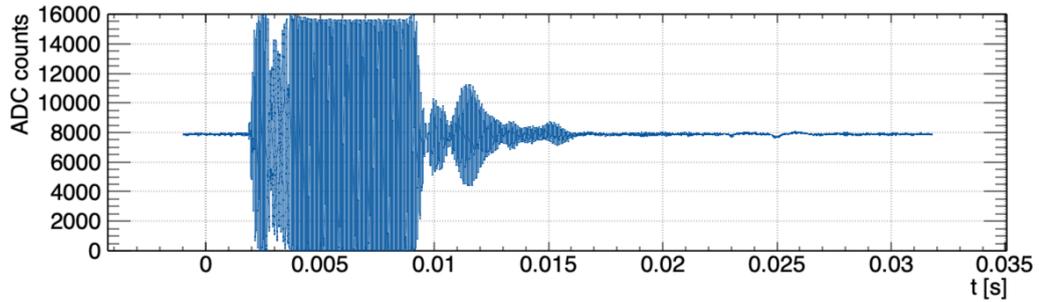


Abb. 4.12.: Sättigung des Frontsensors der APU bei geringen Distanzen (APU04 \Rightarrow APU01, $d = 6,72$ m, $f_{\text{sig}} = 10,6$ kHz)

Vergleichen die relative Amplitude A_{rel} in der gleichen Darstellung. Auch hier zeigen beide Grafiken, dass über alle Distanzen das höchste SNR und die größte \bar{A}_{rel} bei $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz erzielt wird.

4.2.4 Reichweite

Der Schall, der von der APU emittiert wird, breitet sich näherungsweise auf einer Kugeloberfläche aus. Dadurch nimmt die Leistung pro Fläche proportional zum Quadrat der Entfernung r ab. Zusätzlich wird das Signal vom akustischen Medium mit der Abschwächlänge λ exponentiell abgeschwächt. Die Abschwächlänge ist im Allgemeinen abhängig von der Sendefrequenz f . Für die Amplitude a im Abstand r zum Sender folgt

$$a(r) = \frac{a_0}{r} \cdot e^{-x/\lambda}.$$

Bei bekannter Abschwächlänge λ kann für einen Messpunkt mit dem Abstand r_1 der Amplitude $a_1 = a(r_1)$ der Abstand r_2 berechnet werden, bei dem eine geforderte Amplitude $a_2 = a(r_2)$ vorliegt mit

$$r_2 = \lambda \cdot W\left(\frac{a_1 r_1}{a_2 \lambda} \cdot e^{r_1/\lambda}\right), \quad (4.2)$$

mit der lambertschen W-Funktion $x = W(x) \cdot e^{W(x)}$. Über diese Gleichung kann die Reichweite des Schalls abgeschätzt werden. Um diese Abschätzung vorzunehmen, muss zunächst die Abschwächlänge $\lambda(f_{\text{sig}})$ bestimmt werden. Da $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz nach den bisherigen Analysen die beste Signalqualität aufweist, wird $\lambda(f = 10,1$ kHz) über eine Anpassung an die Daten bestimmt mit

$$a_{\text{fit}}(d) = \frac{a_0}{d} \cdot e^{-x/\lambda} + d_0.$$

Das Resultat der Anpassung ist in Abbildung 4.15 zu sehen. Aufgetragen ist der RMS des Signals $A(f_{\text{sig}}, d)$ für $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz gegen die Distanz d .

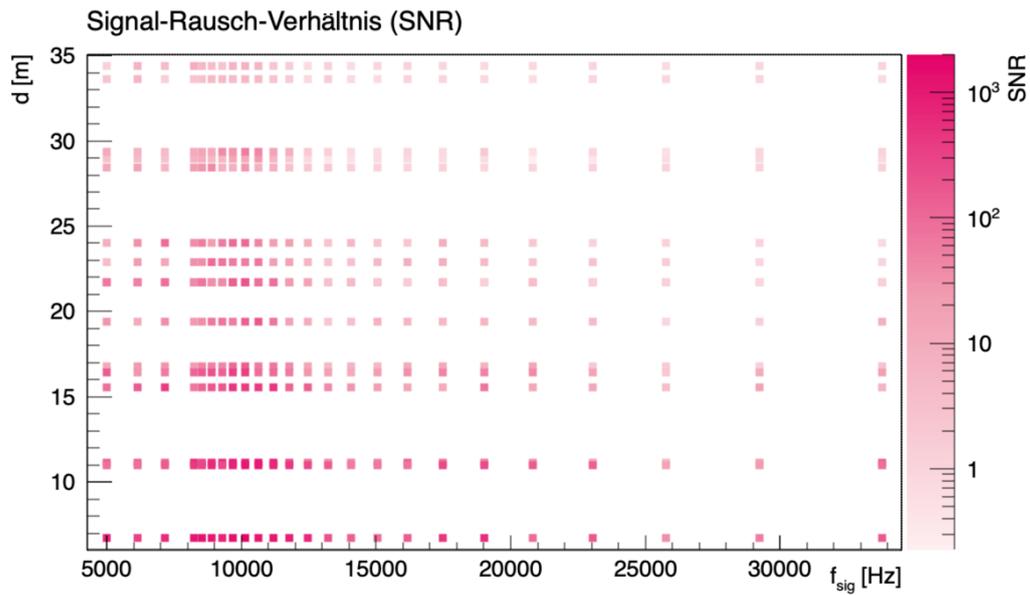


Abb. 4.13.: Gegen Distanz und Sendefrequenz aufgetragenes Signal-Rausch-Verhältnis SNR für das gesamte APU-Netzwerk

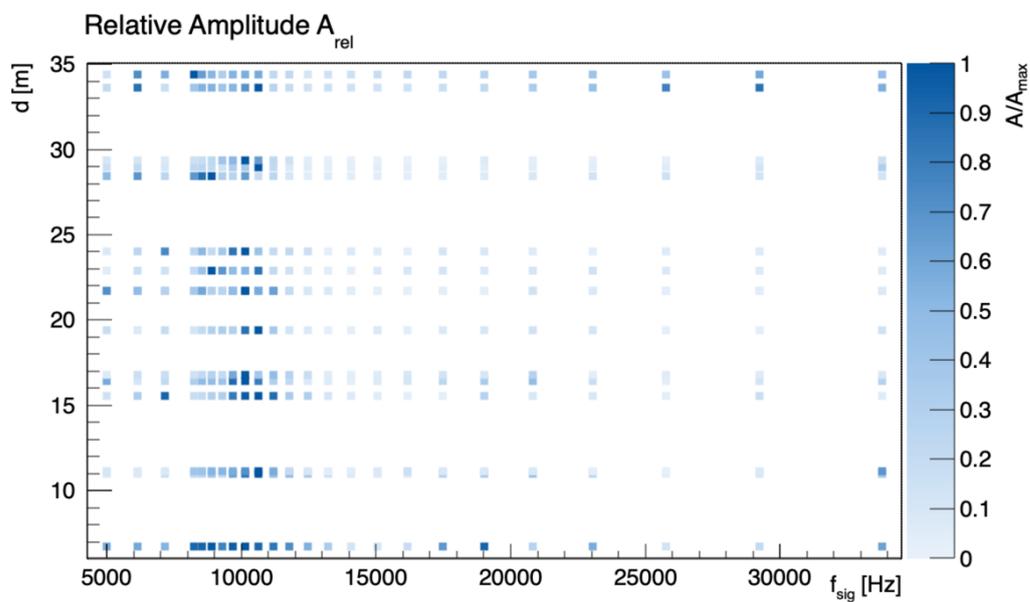


Abb. 4.14.: Gegen Distanz und Sendefrequenz aufgetragene relative Amplitude A_{rel} für das gesamte APU-Netzwerk

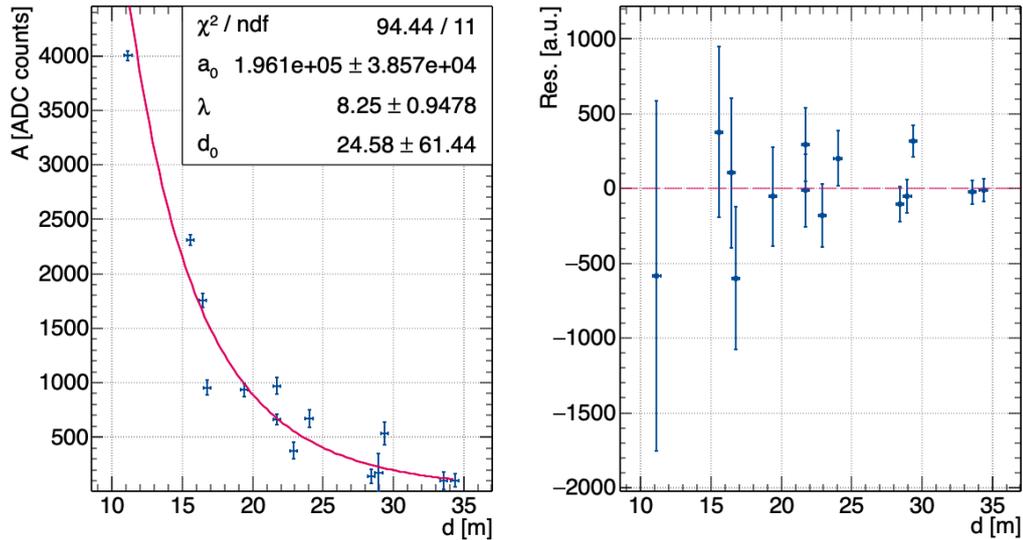


Abb. 4.15.: Resultat der Anpassung zur Bestimmung der Abschwächlänge λ für die Signalfrequenz $f_{\text{sig}} = 10,1 \text{ kHz}$ (links) und die Verteilung der Residuen (rechts)

Eindeutig zu erkennen ist ein exponentieller Abfall. Auch hier wurden Datenpunkte entfernt, bei denen das Signal \tilde{s}_i in Sättigung ging (siehe Abbildung 4.12). Die Anpassung beschreibt den Verlauf der Datenpunkte sehr gut und liefert mit $\lambda = (8,25 \pm 0,95) \text{ m}$ ein Ergebnis, das mit den Messungen [36] auf dem Gletscher aus dem Jahr zuvor übereinstimmt.

Abbildung 4.16 zeigt den Transienten des Signals von APU06 \Rightarrow APU08 bei der Frequenz $f_{\text{sig}} = 10,1 \text{ kHz}$ und Abstand $d = 29,37 \text{ m}$. Auch bei dieser großen Distanz ist ein eindeutiges Signal zu erkennen. Im Mittel liegt der Schwellenwert für die Signalerkennung bei $u_{\text{th}} \approx 50 \text{ counts}$ und das gezeigte Signal hat einen RMS von $A = 513 \text{ counts}$. Nach (4.2) ergibt sich damit für $a_1 = 513$, $a_2 = 50$, $r_1 = 29,37 \text{ m}$ und $\lambda = (8,25 \pm 0,95) \text{ m}$ eine maximale Reichweite von $r_2 = (45,05 \pm 5,19) \text{ m}$. Der Fehler auf die Reichweite σ_r wird dabei vom Fehler auf die Abschwächlänge σ_λ dominiert mit

$$\sigma_r \approx r \cdot \frac{\sigma_\lambda}{\lambda}.$$

Tabelle 4.3 führt die Ergebnisse dieser Berechnung für alle Messwerte aus Abbildung 4.15 auf. Der gewichtete Mittelwert aus den Reichweiten r_2 ist die mittlere maximale Reichweite r_{max} des APU-Netzwerks und beträgt

$$r_{\text{max}} = (38,57 \pm 0,35) \text{ m}.$$

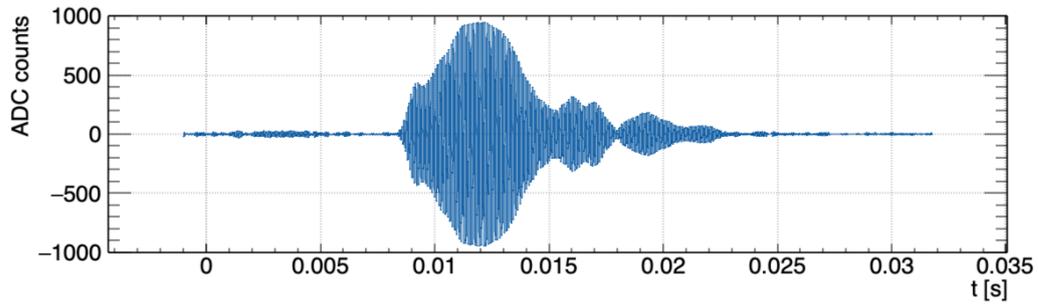


Abb. 4.16.: Transient des Signals von APU06 \Rightarrow APU08 bei $d = 29,37$ m mit $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz

Tab. 4.3.: Ergebnisse der der maximalen Reichweite r_2 nach (4.2)

Sender \Rightarrow Empfänger	r_1 [m]	a_1	r_2 [m]
APU04 \Rightarrow APU07	11,14	4082	$37,46 \pm 4,31$
APU06 \Rightarrow APU01	15,57	2356	$39,64 \pm 4,57$
APU04 \Rightarrow APU09	16,44	1777	$38,81 \pm 4,47$
APU04 \Rightarrow APU05	16,78	990	$35,28 \pm 4,06$
APU04 \Rightarrow APU11	19,41	923	$37,94 \pm 4,37$
APU06 \Rightarrow APU04	21,71	654	$38,25 \pm 4,40$
APU04 \Rightarrow APU06	21,71	929	$40,64 \pm 4,68$
APU04 \Rightarrow APU13	22,89	375	$35,82 \pm 4,12$
APU06 \Rightarrow APU05	24,01	647	$40,77 \pm 4,69$
APU06 \Rightarrow APU09	28,44	137	$35,04 \pm 4,03$
APU04 \Rightarrow APU08	28,96	139	$35,67 \pm 4,11$
APU06 \Rightarrow APU08	29,37	513	$45,05 \pm 5,19$
APU06 \Rightarrow APU13	33,60	99	$38,18 \pm 4,40$
APU06 \Rightarrow APU11	34,37	100	$39,04 \pm 4,50$

4.3 Fazit

Im Rahmen dieses Gletschertests konnte das aus neun APUs bestehende akustische Ortungsnetzwerk erfolgreich aufgebaut, in Betrieb genommen und charakterisiert werden. Die Sende- und die Empfangselektronik sowie die Systemsoftware zur Steuerung der APUs haben wie erwartet funktioniert. Die Messungen der Übertragungscharakteristik und der maximalen Reichweite der APUs in Gletschereis wurden erfolgreich durchgeführt. Neben der Charakterisierung des Emittersystems wurden während des Feldtests das Zusammenspiel des APU-Netzwerks mit der EnEx-Sonde demonstriert und die Methoden zur Positionsrekonstruktion gezeigt [32, 66].

Die Charakteristik für die Übertragung akustischer Signale von APU zu APU entspricht mit einer optimalen Sendefrequenz von $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz den Erwartungen und bestätigt die Labormessungen, in denen Resonanzen und Antiresonanzen von $f_r = 9$ kHz und $f_a = 9,5$ kHz durch Betrachtung der elektrischen Leitfähigkeit des APU-Pingers gemessen wurden. Die Abweichung der optimalen Sendefrequenz von der im Labor gemessenen Resonanz ist durch Temperatureffekte zu erklären: Die elastische Nachgiebigkeit s_{33}^E des Antriebsstapels ist im Allgemeinen temperaturabhängig [4]. Die Temperatur der APU im Gletschereis lag bei etwa 0°C und damit etwa 20°C unter der Temperatur im Labor. Durch eine niedrigere s_{33}^E nimmt die Federkonstante K^E des Antriebsstapels zu und wird härter, was zu einer höheren Resonanzfrequenz f_r führt, wie in (3.4) beschrieben ist. Zudem ist zu erwarten, dass die optimale Sendefrequenz zwischen Resonanz f_r und Antiresonanz f_a liegt, da die Übertragungscharakteristik das Produkt aus Sende- und Empfangscharakteristik ist.

Über die verschiedenen Distanzen im APU-Netzwerk konnte die Abschwächlänge bei optimaler Sendefrequenz $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz zu $\lambda = (8,85 \pm 0,95)$ m bestimmt werden und bestätigt damit die Ergebnisse des Gletschertests im Vorjahr [36]. Die Signalqualität war auch bei großen Distanzen von $d \approx 30$ m hoch mit einem Signal-Rausch-Verhältnis von $10 : 1$, wie in Abbildung 4.16 zu sehen ist. Mit diesen Messungen und der Abschwächlänge konnte die Reichweite der APUs bestimmt werden: Sie ist mit $r_{\text{max}} = (38,75 \pm 0,35)$ m fast doppelt so groß wie in [16]. Wie in Tabelle 4.3 erkennbar ist, gibt es zwischen einzelnen Messpunkten Sprünge in des Signal-RMS A . Dies kann verschiedene Gründe haben: Zum einen wurde bereits in Abschnitt 3.1.4 festgestellt, dass sich die Höhe der Resonanz verschiedener baugleicher APU-Pinger signifikant unterscheiden kann. Durch den Einsatz von Tellerfedern ist hier eine deutliche Verbesserung zu erwarten. Zum anderen kann die Ankopplung der akustischen Emitter an das Eis stark unterschiedlich sein.

Zusammenfassung und Ausblick

Durch die Beobachtungen der Cassini-Sonde wurden neue Erkenntnisse über den Saturnmond Enceladus gewonnen, die den Eismond zu einem sehr interessanten Kandidaten für die Suche nach extraterrestrischem Leben gemacht haben [49, 38]. Um die Entwicklung der notwendigen Technologien und eine zukünftige Raumfahrtmission zum Enceladus voranzutreiben, hat das DLR die EnEx-Initiative ins Leben gerufen [9]. Im Rahmen des EnEx-Verbundvorhabens wurden Navigationstechnologien und eine manövrierbare Schmelzsonde, der *IceMole*, entwickelt. Diese Schmelzsonde wurde erfolgreich eingesetzt, um in einem terrestrischen Testszenario eine wasserführende Gletscherspalte in den *Blood Falls* am *Taylor*-Gletscher in der Antarktis zu identifizieren, anzusteuern und eine Flüssigkeitsprobe zu entnehmen [30]. Auf den Erfolg des EnEx-Verbundvorhabens folgten mehrere Projekte, um die Technologien weiterzuentwickeln. Das Ziel des Projektes EnEx-RANGE war es, die akustischen Navigationssysteme des *IceMole* zu verbessern und robuster zu gestalten. Hierfür wurden 13 autonom agierende, akustisch instrumentierte Schmelzsonden, die APUs, entwickelt und in mehreren Feldtests auf Alpengletschern erfolgreich eingesetzt. Die APUs spannen ein akustisches Ortungsnetzwerk auf, das sich mit dem *IceMole* in das Eis einschmilzt und nicht nur diesen, sondern auch mögliche Hindernisse lokalisieren und Informationen über das instrumentierte Eisvolumen sammeln kann.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die elektronische Steuerung für die APUs entwickelt, gebaut und im Verlauf des Projektes kontinuierlich verbessert. Die Steuerung wurde in mehreren Labor-, Wasser- und Gletschertests erprobt und die so gewonnenen Erkenntnisse genutzt, um die Elektronik an die Anforderungen des EnEx-RANGE-Projekts anzupassen. Des Weiteren wurden Methoden zur Analyse des akustischen Emitters eingesetzt, die zu einer Optimierung seiner Konstruktion geführt haben. Im finalen Gletschertest auf dem Langenferner wurde das akustische Ortungsnetzwerk erfolgreich eingesetzt, das Zusammenspiel mit dem *IceMole* demonstriert und akustische Signalübertragung in Eis zwischen den Sonden vermessen. Der erfolgreiche Abschluss von EnEx-RANGE führte zu weiteren Nachfolgeprojekten, in denen die für die APUs entwickelten Technologien und gewonnenen Erkenntnisse weiter genutzt werden. Die elektronische Steuerung ist dabei eine zentrale Komponente der APU: Sie umfasst das System zur Steuerung und Überwachung, das aus der APU-Trägerplatine, der Heizersteuerung und

dem Heizer-Triac-Ring besteht, sowie das akustische Emittersystem, das sich aus dem APU-Pinger, der Pinger Front-End und der Spannungsversorgung Pinger zusammensetzt.

Die APU-Trägerplatine wurde als zentrale Kommunikationsschnittstelle und Sensorik-Plattform entwickelt. Sie ermöglicht es dem zentralen Computersystem, dem *MicroZed-SoC*-Modul, mit den elektronischen Komponenten zu kommunizieren und damit die APU zu steuern. Die auf der APU-Trägerplatine befindliche Sensorik wurde erfolgreich in mehreren Labor- und Feldtests eingesetzt, um die Lage der APU zu schätzen [37] und den allgemeinen Zustand der Sonde zu überwachen [66].

Das Heizsystem steuert die Stromversorgung der Heizelemente, die sich im Schmelzkopf der APU befinden, und ermöglicht es der Sonde, sich mit einer Heizleistung von 2,4 kW in Gletschereis einzuschmelzen. Während verschiedener Gletschertests war es so möglich, ein Netzwerk aus APUs im Eis zu positionieren und Testszenerien mit verschiedenen Geometrien zu fahren [32, 66]. Zusätzlich wurde das Heizsystem genutzt, um die Leistungsfähigkeit und Schmelzgeschwindigkeit des neuartigen Schmelzkopfs [34] der APU zu vermessen [60].

Mit dem elektromechanischen Ersatzschaltbild und verschiedenen Labormessungen konnte die mechanische Konstruktion des APU-Pingers analysiert werden. Diese Untersuchungen haben ergeben, dass die Ankopplung des Hecks an die Mittelmasse verbessert oder das Gewicht der Mittelmasse angepasst werden kann, um die Reichweite des Emitters zu erhöhen. Des Weiteren konnte gezeigt werden, dass sich die mechanische Reibung im APU-Pinger durch den Einsatz von Tellerfedern signifikant verringern lässt, das Verhalten baugleicher Emitter besser reproduziert werden kann und die Position sowie Höhe der Resonanz des Emitters bei dauerhafter Belastung deutlich stabiler wird.

Die hier entwickelte Elektronik des Emittersystems hat sich in mehreren Feldtests beweisen können: Die Analysen der Messungen des finalen Gletschertests auf dem Langenferner haben gezeigt, dass diese Komponenten ausreichend Leistung zur Verfügung stellen, um akustische Signale bei einem Signal-Rausch-Verhältnis von 10 : 1 über eine Distanz von 38 m durch Gletschereis zu übertragen. Zudem wurde die optimale Sendefrequenz mit 10,1 kHz bestimmt und entspricht damit den Erwartungen aus den Labormessungen. Vor allem aber bleibt zu erwähnen, dass mit diesem Emittersystem während mehrerer Gletschertests präzise Positionsmessungen erfolgreich durchgeführt wurden [54, 66].

Die Systeme und Analysen, die in dieser Arbeit vorgestellt wurden, erfüllen die Anforderungen von EnEx-RANGE und den Einsatz in der APU in vollem Rahmen,

reichen aber auch darüber hinaus und lassen sich für weiterführende Projekte nutzen: Im Anschluss an das EnEx-RANGE-Projekt geht die darin gewonnene Expertise in TRIPLE/nanoAUV [57] ein, um neuartige intelligente Schmelzsonden zu entwerfen. Die in dieser Arbeit vorgestellten Systeme stellen die Grundlage für die Weiterentwicklung der Sonden dar.

Auch für das IceCube Neutrinoobservatorium [1] sind die in EnEx-RANGE entwickelten Methoden zur akustischen Positionsbestimmung von Interesse: In der Antarktis ist ein Eisvolumen von 1 km^3 in einer Tiefe von 1,5 km bis 2,5 km mit über 3000 sogenannten *Digital Optical Modules* (DOMs) instrumentiert, die die Sekundärteilchen der Interaktion von kosmischen Neutrinos mit dem Eis detektieren. Um die Quellen dieser hochenergetischen Neutrinos präzise rekonstruieren zu können, müssen die Positionen der einzelnen DOMs genau bestimmt werden. Vorstudien [61, 53] zeigen, dass die Positionsbestimmung durch die in EnEx-RANGE entwickelten Methoden mit akustisch instrumentierte DOMs verbessert werden kann. Diese DOMs könnten in einem zukünftigen *Upgrade* dem IceCube Neutrinoobservatorium hinzugefügt werden. Die Konstruktion der akustischen Emitter für dieses System basiert auf dem in Abschnitt 3.1 vorgestellten APU-Pinger und den Verbesserungen, die in Abschnitt 3.1.4 erarbeitet wurden. Die Extrapolationen der Messdaten aus Kapitel 4 zeigen, dass akustische Signale in antarktischem Eis, das eine Abschwächlänge von bis zu 300 m aufweist [2], über Distanzen von mehr als 250 m realistisch übertragen werden können [19].

Anhang APU-Trägerplatine

A.1 Registerübersicht

A.1.1 0x10 - APU-Trägerplatine Status

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	N/A	N/A	N/A	N/A	P12VEN	P3V3EN	MZPWR	MZRES
Zugriff	-	-	-	-	R/W	R/W	W	W
Reset	-	-	-	-	1	1	0	0

Bit 3 - P12VEN Peripherals 12 V Enable

Wird P12VEN gelöscht, werden die peripheren Systeme der APU von der 12 V-Versorgungsspannung getrennt. Die Spannungsversorgung des *MicroZed-SoC-Moduls* und der akustischen Seiten- und Frontempfänger Front-Ends ist von dieser Änderung nicht betroffen. Wird das Bit gesetzt, wird die Spannungsversorgung wiederhergestellt.

Bit 2 - P3V3EN Peripherals 3,3 V Enable

Wird P3V3EN gelöscht, werden die peripheren Systeme der APU von der 3,3 V-Versorgungsspannung getrennt. Die Spannungsversorgung des *MicroZed-SoC-Moduls* und der akustischen Seiten- und Frontempfänger Front-Ends ist von dieser Änderung nicht betroffen. Wird das Bit gesetzt, wird die Spannungsversorgung wiederhergestellt.

Bit 1 - MZPWR MicroZed Power Toggle

Wird MZPWR gesetzt, wird die Spannungsversorgung des *MicroZed-SoC-Moduls* für 100 ms unterbrochen und anschließend wieder verbunden. Dieser Vorgang wird als *Hard Reset* bezeichnet.

Bit 0 - MZRES MicroZed Reset

Wird MZPWR gesetzt, wird ein *Reset-Puls* an das *MicroZed-SoC-Modul* gesendet (*Soft Reset*). Dieser Vorgang wird als *Soft Reset* bezeichnet.

A.1.2 0x11 - Watchdog

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	WDPWR	WDRES	HBEN
Zugriff	-	-	-	-	-	R/W	R/W	R/W
Reset	-	-	-	-	-	0	0	0

Bit 2 - WDPWR Watchdog Power Cycle

Wird WDPWR gesetzt, wird das *MicroZed-SoC*-Modul bei Eintreten eines *Watchdog Timeouts* von der Spannungsversorgung getrennt und nach 100 ms wieder verbunden (*Hard Reset*).

Bit 1 - WDRES Watchdog Reset

Wird WDRES gesetzt, wird bei Eintreten eines *Watchdog Timeouts* ein *Reset-Puls* an das *MicroZed-SoC*-Modul gesendet (*Soft Reset*).

Bit 0 - HBEN Heartbeat Enable

Wird HBEN gesetzt, wird der *Watchdog Timer* zurückgesetzt. Wird der Zähler nicht innerhalb von $\Delta t_{wd} = 1 \text{ s} \cdot \text{WDTC}$ zurückgesetzt, tritt ein *Watchdog Timeout* auf und die durch WDPWR und WDRES eingestellten Maßnahmen werden ergriffen.

A.1.3 0x12 - Watchdog Zähler

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	WDTC[7:0]							
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	0	0	0	1

Bits 7:0 - WDTC Watchdog Timer/Counter

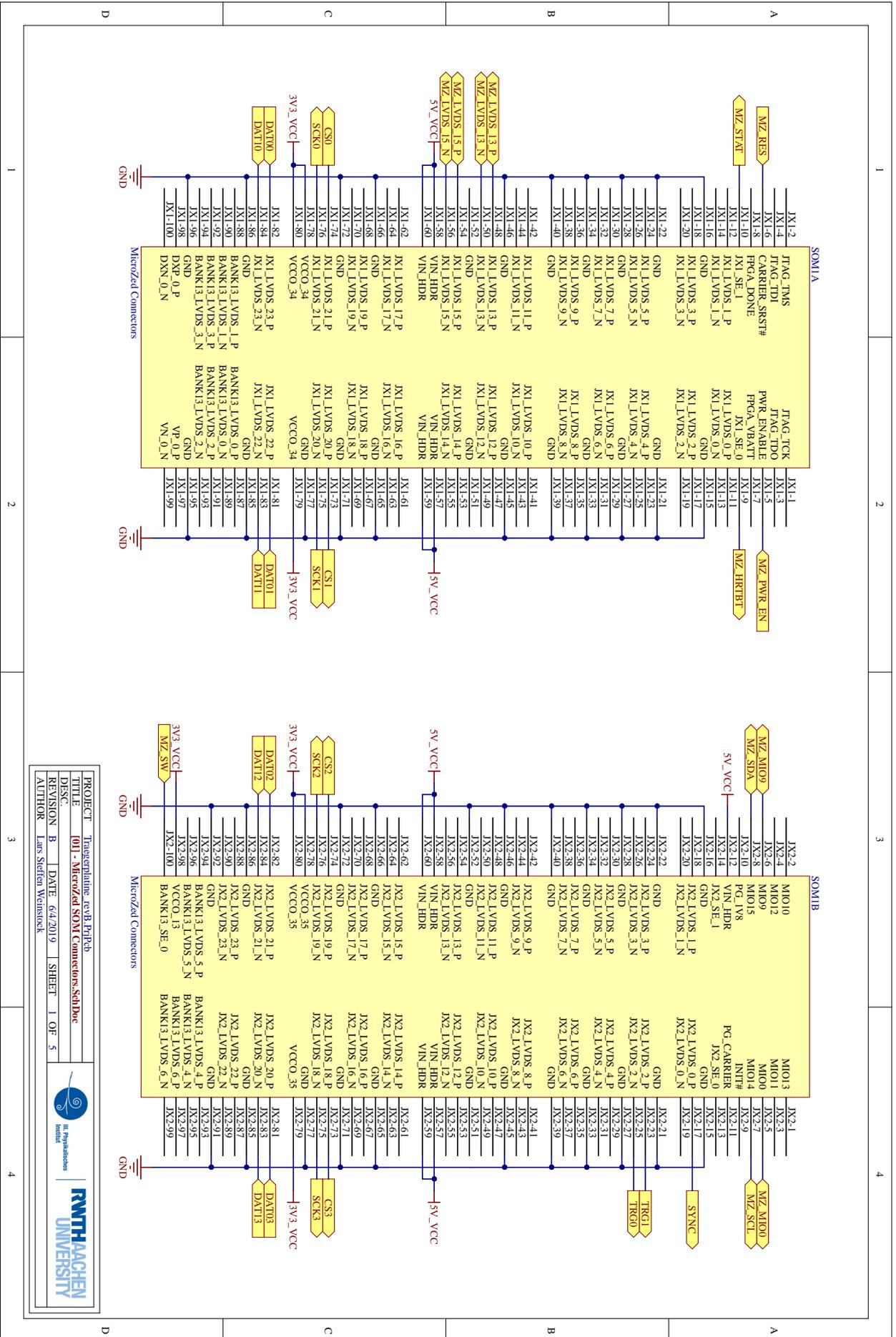
Durch den Inhalt dieses Registers wird die Dauer des *Watchdog Timers* $\Delta t_{wd} = 1 \text{ s} \cdot \text{WDTC}$ gesetzt.

A.1.4 0x13 - Steuerung Rückheizer

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	N/A	HTEN						
Zugriff	-	-	-	-	-	-	-	R/W
Reset	-	-	-	-	-	-	-	0

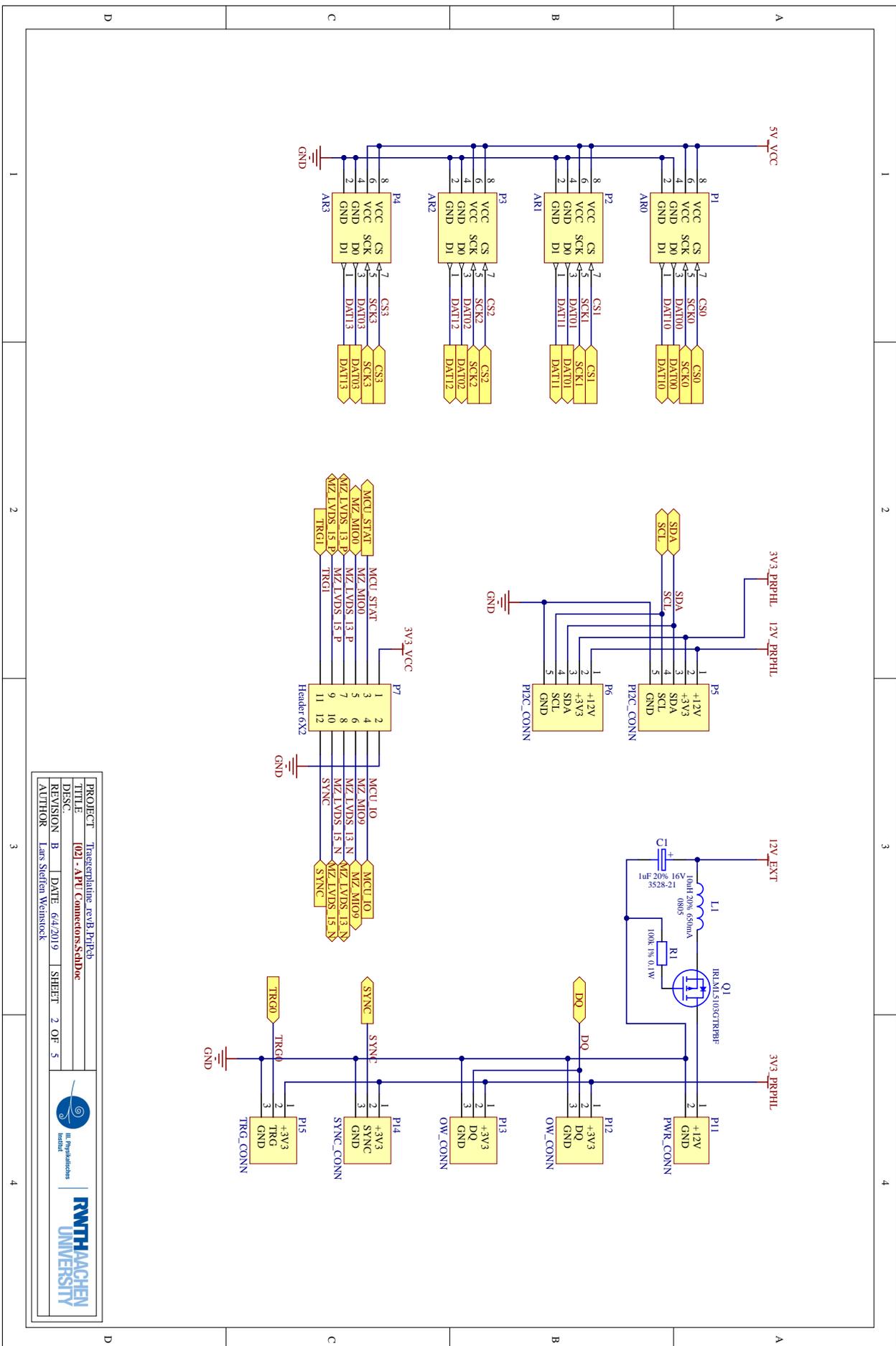
Bit 0 - HTEN Heater Enable

Wird HTEN gesetzt, wird der Rückheizer zugeschaltet. Wird das Bit gelöscht, wird der Rückheizer ausgeschaltet.



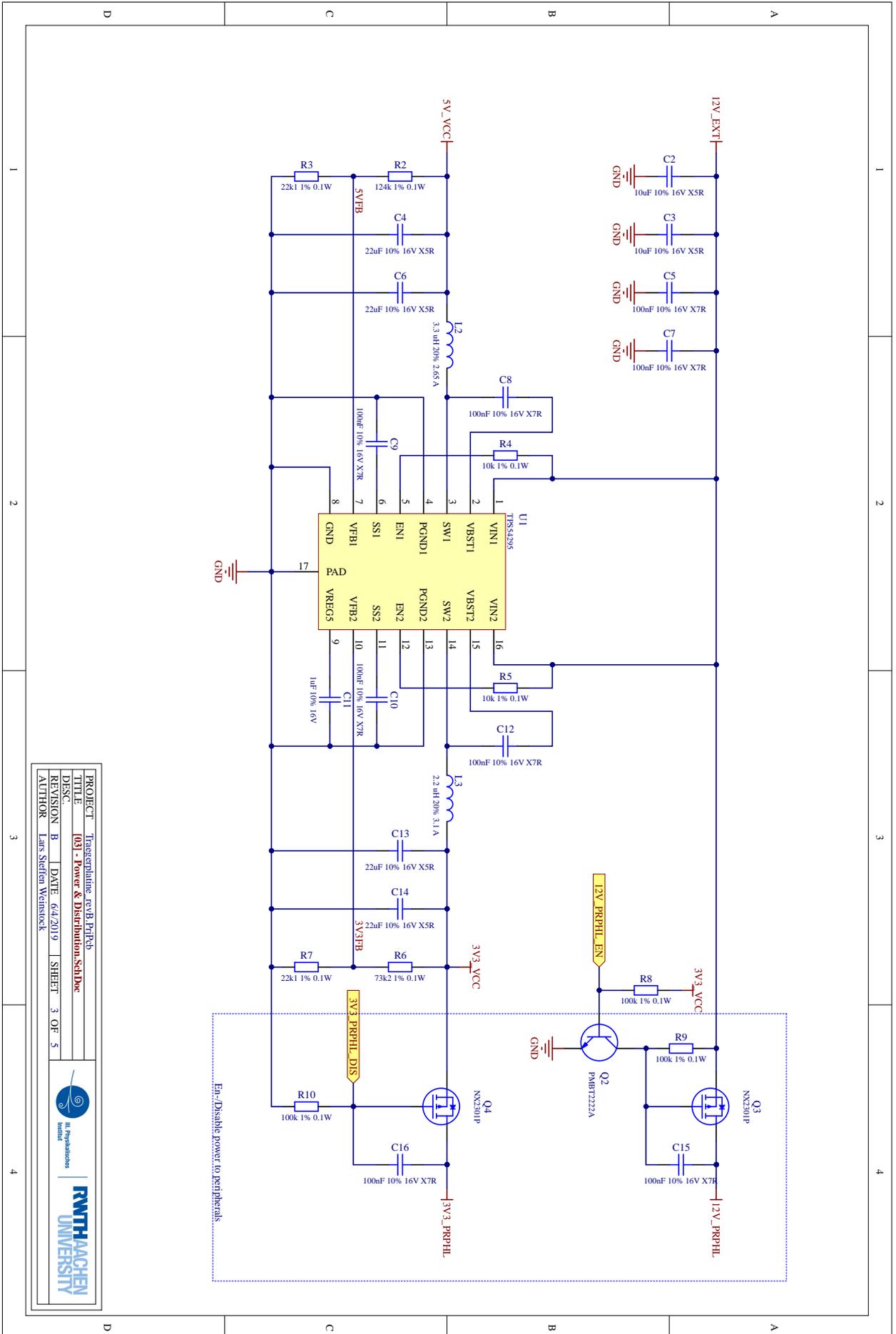
PROJECT Traegerplatine revB:PrjFeb
 TITLE 011 - Microzed SOM1 Connectors_Sch.Doc
 DISC.
 REVISION B DATE 6.4.2019 SHEET 1 OF 5
 AUTHOR Lars Stefan Weinstock





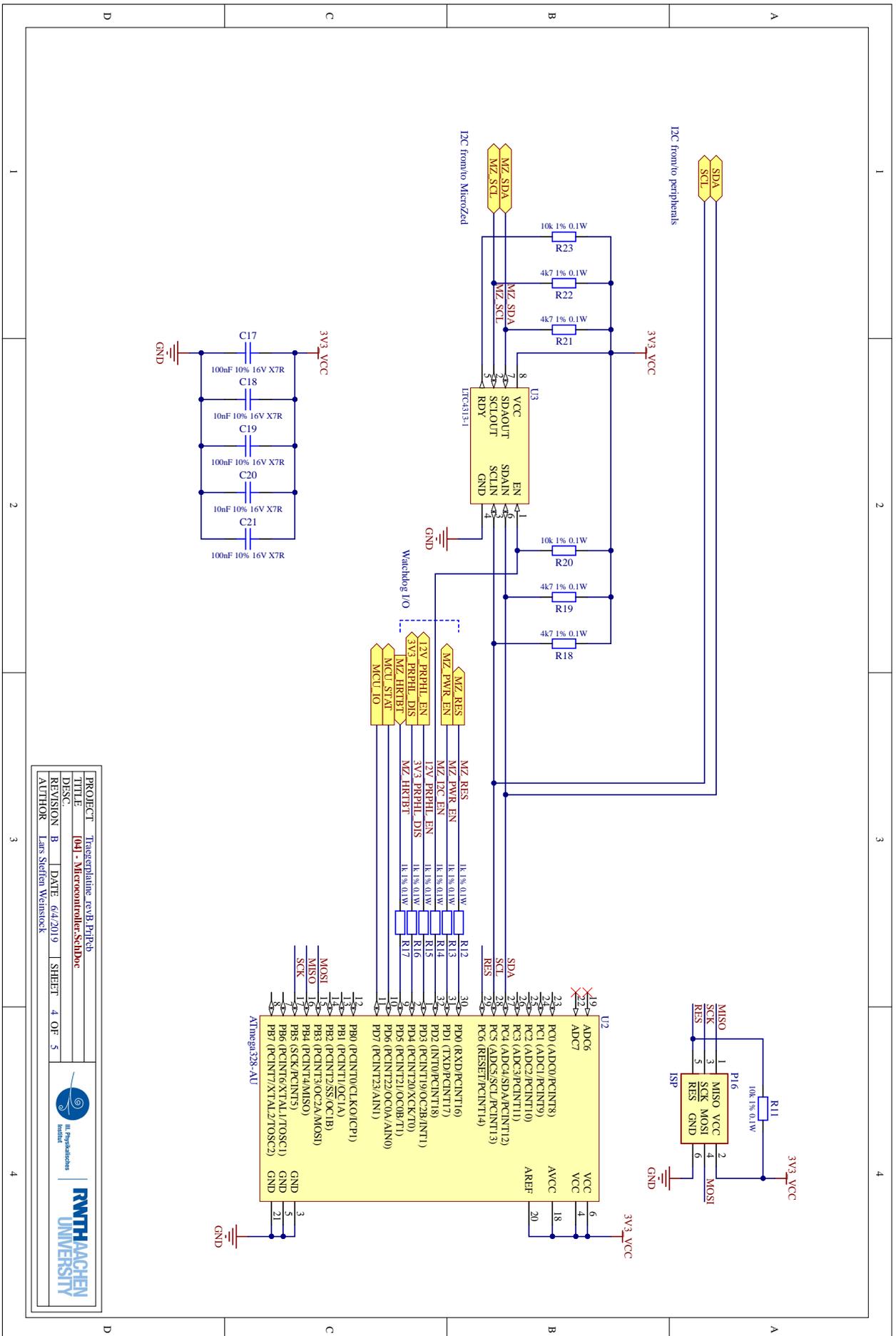
PROJECT	Teaserpläne rev.B:17Feb		
TITLE	021 - API Connectors SchDoc		
DISC.			
REVISION	B	DATE	6/4/2019
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock		
		SHEET	2 OF 5

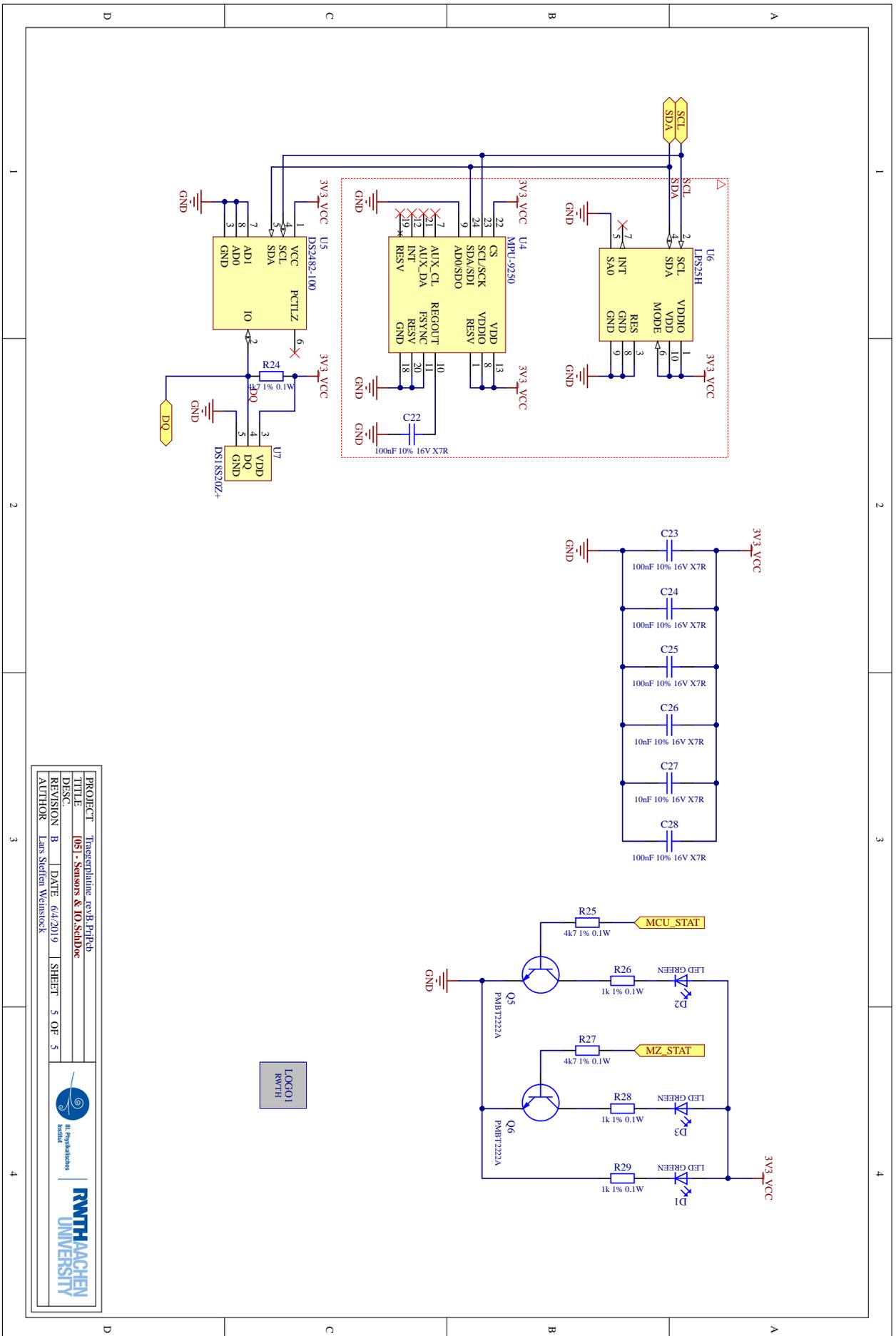




PROJECT	Teaserplatte rev.B:Prüf
TITLE	03 - Power & Distribution_SchDoc
DISC.	
REVISION	B
DATE	6/4/2019
SHEET	3 OF 5
AUTHOR	Lars Stefan Weinstock







PROJECT	Teaserplatte rev.B:17Feb		
TITLE	[05] - Sensors & IO:SchDoc		
DESC.			
REVISION	B	DATE	6/4/2019
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock		
		SHEET	5 OF 5



Anhang Heizsystem

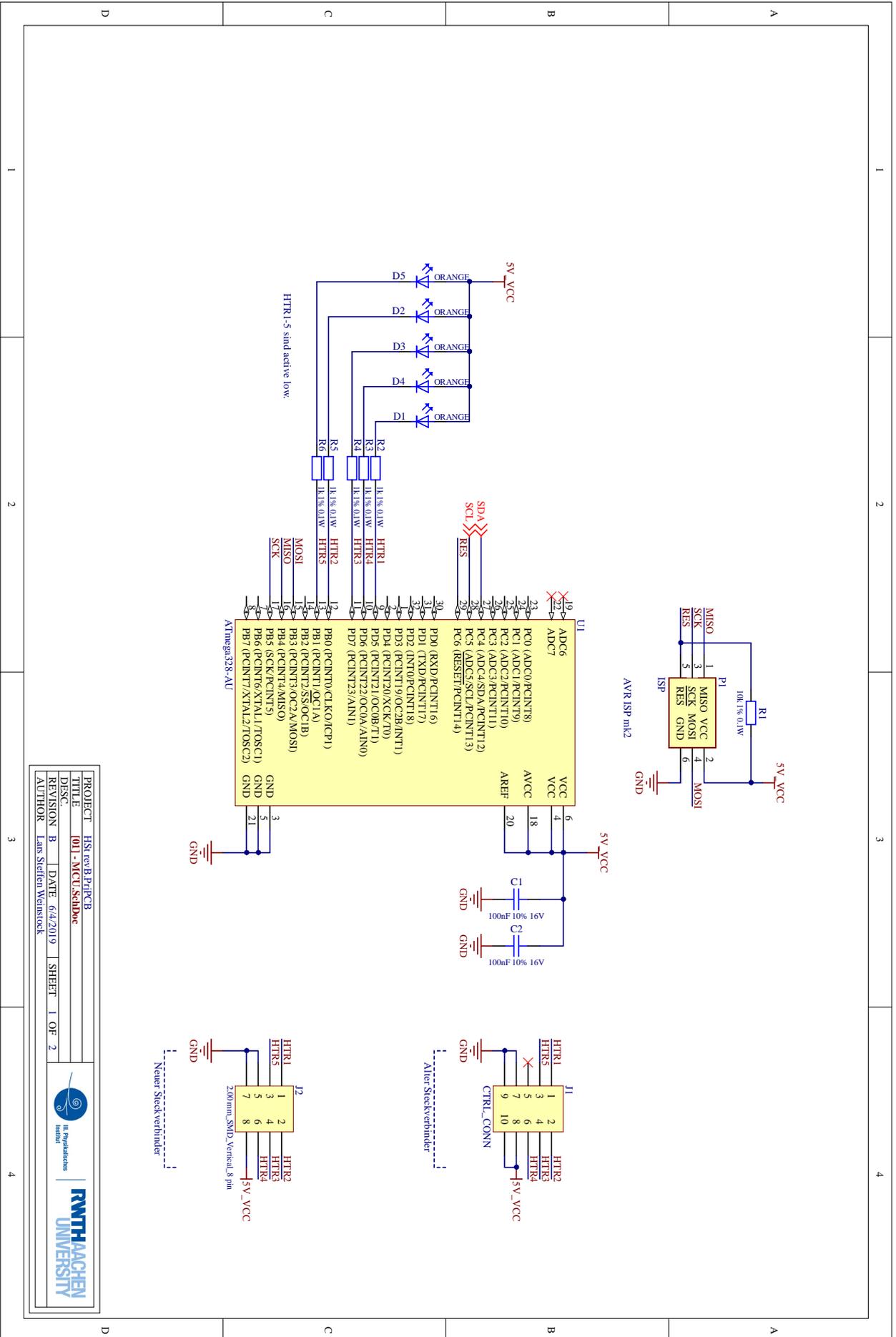
B.1 Registerübersicht

B.1.1 0x10 - Steuerung Heizerring

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	N/A	N/A	N/A	HTR5	HTR4	HTR3	HTR2	HTR1
Zugriff	-	-	-	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	-	-	-	0	0	0	0	0

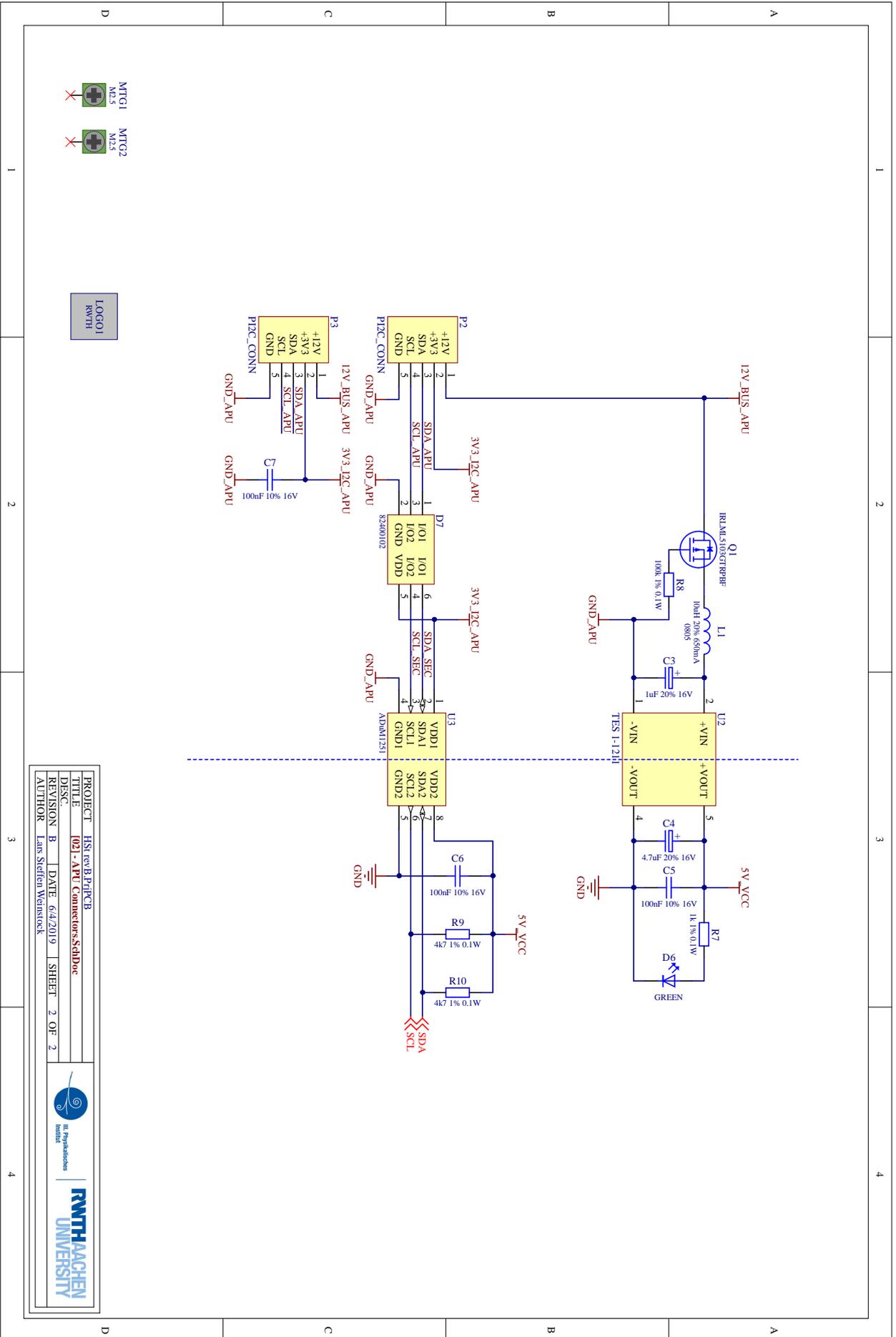
Bits 4:0 - HTR5-HTR1 Heater 5-1 Enable

Wird ein Bit gesetzt, wird die entsprechende Gruppe von Heizpatronen zu geschaltet. Wird das Bit gelöscht, wird die Gruppe weggeschaltet.



PROJECT	HSt rev B1-PrPCB
TITLE	011 - MCU_SchDoc
DISC.	
REVISION	B
DATE	6/4/2019
AUTHOR	Lans Sterfen Weinstock
SHEET	1 OF 2

RWTH AACHEN UNIVERSITY



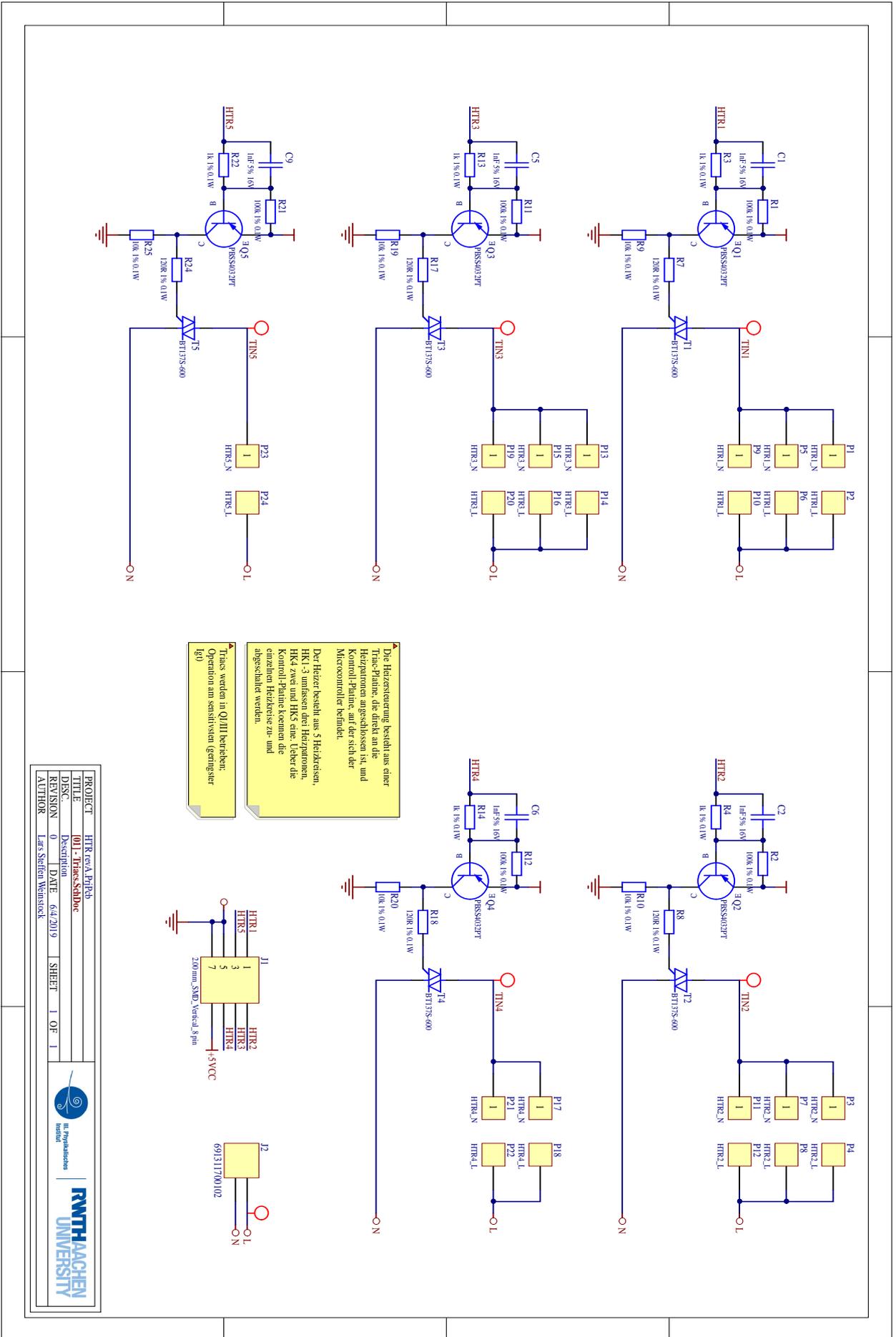
MTG1
M2.5

MTG2
M2.5



PROJECT	HSt rev B.PtPCB
TITLE	021 - APU Connectors_SchDoc
DISC.	
REVISION	B
DATE	6/4/2019
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock
SHEET	2 OF 2



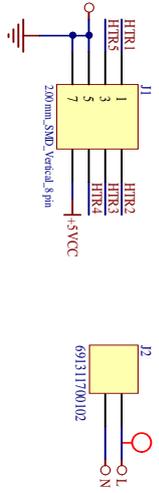


Die Heizsteuerung besteht aus einer Trache-Platine, die direkt an die Heizströme angeschlossen ist, und einer Kontroll-Platine, auf der sich der Mikrocontroller befindet.

Der Heizer besteht aus 5 Heizkreisen, HK1-3 umfassen drei Heizströme, HK4 zwei und HK5 eine. Leber die Kontroll-Platine koennen die einzelnen Heizkreise zu- und abgeschaltet werden.

Tracs werden in Q1/III betreiben. Operation am sensitivsten (geringster I_{cp})

PROJECT	HTR-evca-Prüfch
TITLE	01 - Traces, Schöber
DISC.	Description
REVISION	0
DATE	6.4.2019
SHEET	1 OF 1
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock



Anhang Pinger Front-End

C.1 Registerübersicht

C.1.1 0x10 - PFE Status

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	N/A	N/A	N/A	N/A	ADIS	DIS	N/A	TRG
Zugriff	-	-	-	-	R/W	R/W	-	R/W
Reset	-	-	-	-	0	0	-	0

Bit 3 - ADIS Automatic Disconnect

Wird ADIS gesetzt, wird die PFE nach dem Senden einer vollständigen Signalform vom APU-Pinger getrennt (z.B. für Reflexionsmessung).

Bit 2 - DIS Disconnect Output

Wird dieses Bit gesetzt, wird das Relais *U1* (siehe Abbildung 3.35) geschaltet und die Endstufe vom APU-Pinger getrennt. Wird dieses Bit gelöscht, wird die Endstufe wieder mit dem APU-Pinger verbunden.

Bit 0 - TRG Waveform Trigger Received

Wird dieses Bit gesetzt, sendet die PFE eine vollständige Signalform *WVFRM* der Länge *LEN* und Zustandsschaltdauer *NTICKS*.

Diese Bit wird gesetzt, sobald die PFE einen 3,3 V-Pegel für $\Delta t = 40 \mu\text{s}$ auf der Trigger-Leitung empfängt und eine vollständige Signalform gesendet hat. Nach einem Lesezugriff auf das Register wird das Bit automatisch gelöscht.

C.1.2 0x11 - Signalform

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	WVFRM[7:0]							
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	1	0	1	0

Bits 7:0 - WVFRM Waveform Value

Gültige Werte für WVFRM sind 0x06 ($-V_{\text{bulk}}$), 0x09 ($+V_{\text{bulk}}$) und 0x0A (0 V). Bei einem Schreibzugriff wird der Zählindex POS erhöht und das gesendete Byte WVFRM mit diesem Index gespeichert. Bei einem Lesezugriff wird das aktuelle Byte WVFRM mit dem Index POS ausgelesen und POS bis zum Maximum von LEN um 1 erhöht. Wenn POS = LEN, wird der Zählindex auf 0x0000 zurückgesetzt.

C.1.3 0x12, 0x13 - Signallänge

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8
Name	LEN[15:8]							
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	LEN[7:0]							
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	0	0	0	1

Bits 15:0 - LEN Waveform Length

Diese Register legen die Länge der gespeicherten Waveform fest. Die maximale Speichertiefe beträgt 1,5 kS. Bei einem Schreibzugriff muss zuerst das niederwertige Byte LEN[7:0] und dann das höherwertige Byte LEN[15:8] beschrieben werden.

C.1.4 0x14 - Zustandsschaltdauer

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	NTICKS[7:0]							
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	1	0	1	0

Bits 7:0 - NTICKS Number of Ticks

Dieses Register legt die Dauer Δt fest, für den ein Zustand WVFRM geschaltet wird. Es ist $\Delta t = (1,15 \cdot \text{NTICKS} + 0,5)\mu\text{s}$.

C.1.5 0x20 - Zyklische Redundanzprüfung

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	CRC8[7:0]							
Zugriff	R	R	R	R	R	R	R	R
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0

Bits 7:0 - CRC8 Number of Ticks

Bei einem Schreibzugriff berechnet die PFE eine zyklische Prüfsumme aus der Signalform WVFRM und LEN[7:0]. Je nach Länge der Signalform kann die Berechnung bis zu 500 μs dauern. Durch einen Lesezugriff kann dann die Prüfsumme CRC8 ausgelesen und abgeglichen werden.

C.1.6 0x22, 0x23 - Zählindex

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8
Name	POS[15:8]							
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0

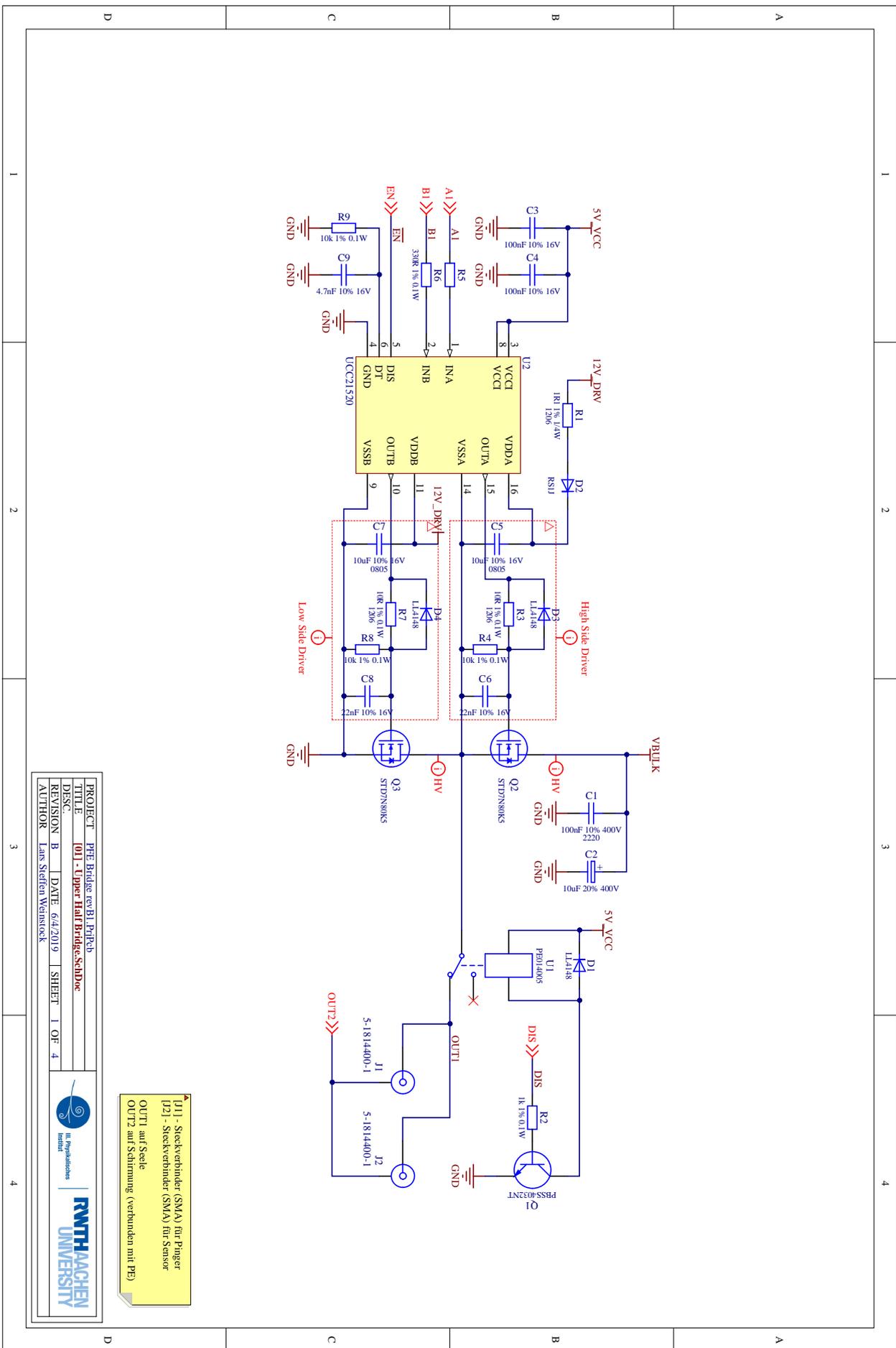
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	POS[7:0]							
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	0	0	0	1

Bits 15:0 - POS Waveform Position

Dieses Register beinhaltet den aktuellen Zählindex der Signalform WVFRM. Vor dem Übertragen einer neuen Signalform, muss der Zählindex POS mit einem Schreibzugriff auf das Register auf 0x0000 zurückgesetzt werden. Nach Übertragen der Signalform der Länge LEN sollte POS = LEN sein.

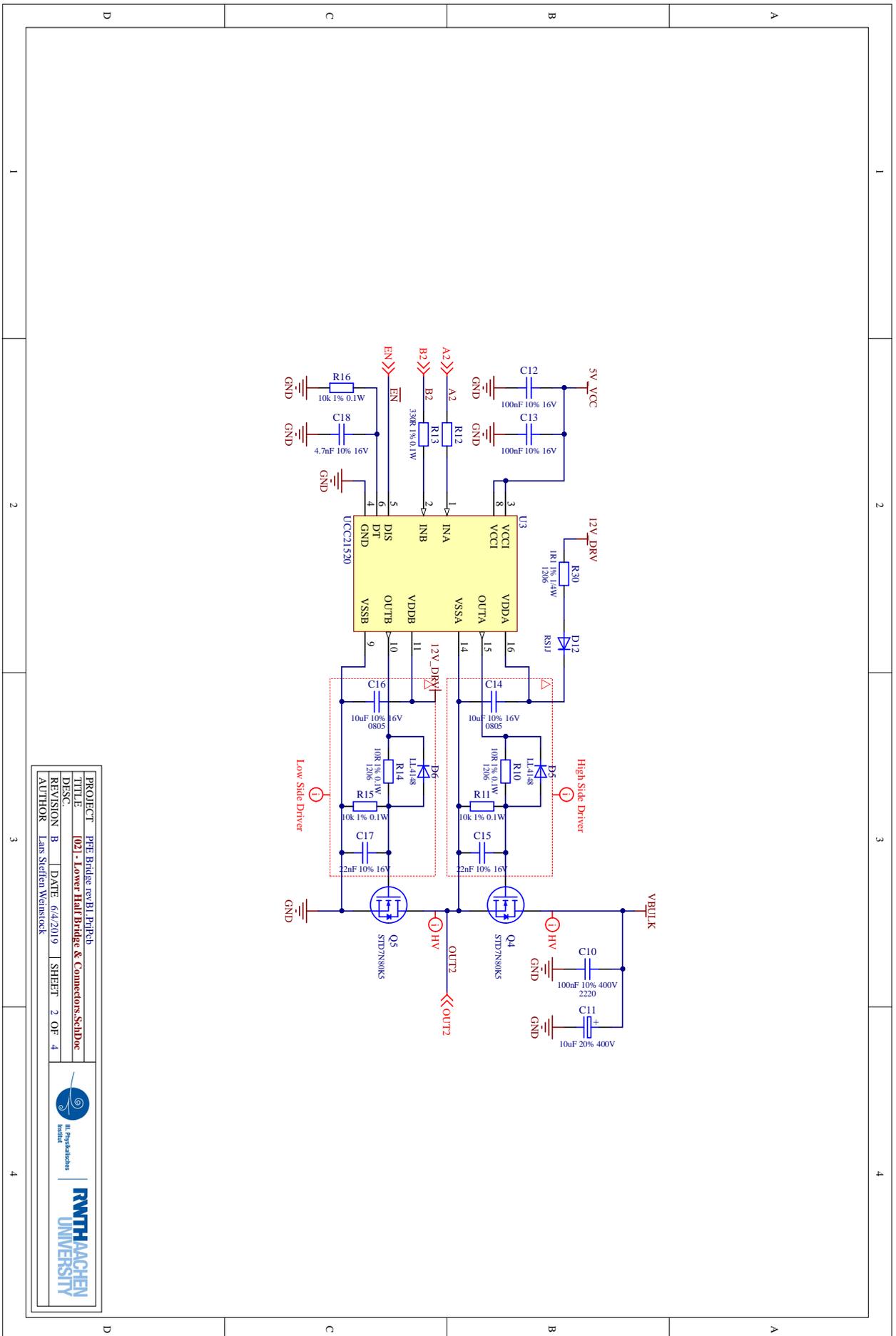
Mit dem folgenden Skript kann die PFE in Betrieb genommen und getestet werden. Das Skript benutzt die Linux *i2c-tools* um 3 Sinus-Schwingungen, die durch die Folge {0x06, 0x0A, 0x09, 0x0A} genähert werden, und der Länge LEN = 0x0C mit einer Frequenz von $f_s = 10 \text{ kHz}$ (NTICKS = 0x15) zu senden:

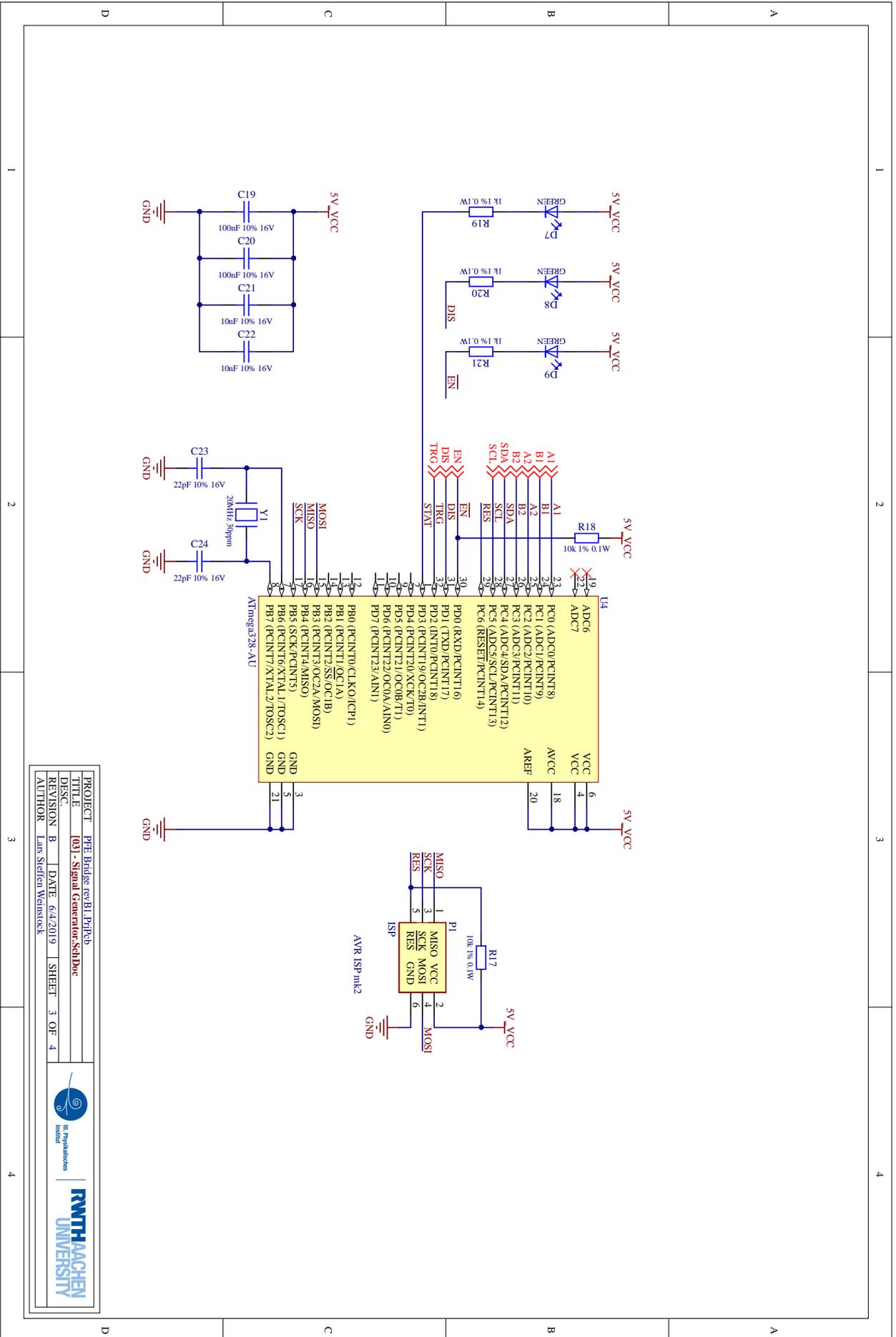
```
# Prüfen, ob unter 0x28 ein I2C Slave gefunden wird
i2cdetect -y 0
# Status der PFE prüfen (optional): Status Register (0x10)
# [x, x, x, x, x, DIS, ENA, TRG]
i2cget -y 0 0x28 0x10
# Zurücksetzen des internen Zählers
i2cset -y 0 0x28 0x22 0x00
# Setzen der Signalform: -VBULK OV +VBULK OV ... (x3)
i2cset -y 0 0x28 0x11 0x06 0x0A 0x09 0x0A 0x06 0x0A 0x09 0x0A 0x06
0x0A 0x09 0x0A i
# Setzen der Signallänge (12): Erst low byte, dann high byte
i2cset -y 0 0x28 0x12 0x0C
i2cset -y 0 0x28 0x13 0x00
# Checksumme berechnen lassen
i2cset -y 0 0x28 0x20 0x00
# Checksumme lesen (500us warten...)
i2cget -y 0 0x28 0x20
# Setzen der Ticklänge: 10kHz 'Sinus' mit 4 Ticks
# pro Schwingung -> Ticklänge = 21
i2cset -y 0 0x28 0x14 0x15
# Senden der Signalform per I2C mit auto-disconnect:
i2cset -y 0 0x28 0x10 0x0B
# Um erneut senden zu können, muss zunächst der Pinger mit der
# PFE wieder verbunden werden
i2cset -y 0 0x28 0x10 0x02
# Senden ohne auto-disconnect
i2cset -y 0 0x28 0x10 0x01
# Pinger von PFE trennen
i2cset -y 0 0x28 0x10 0x06 (oder 0x04)
```



PROJECT	PFE Bridge rev B1_PfPfc
TITLE	011 - Upper Half Bridge_SchDoc
REVISION	B
DATE	6/4/2019
SHEET	1 OF 4
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock

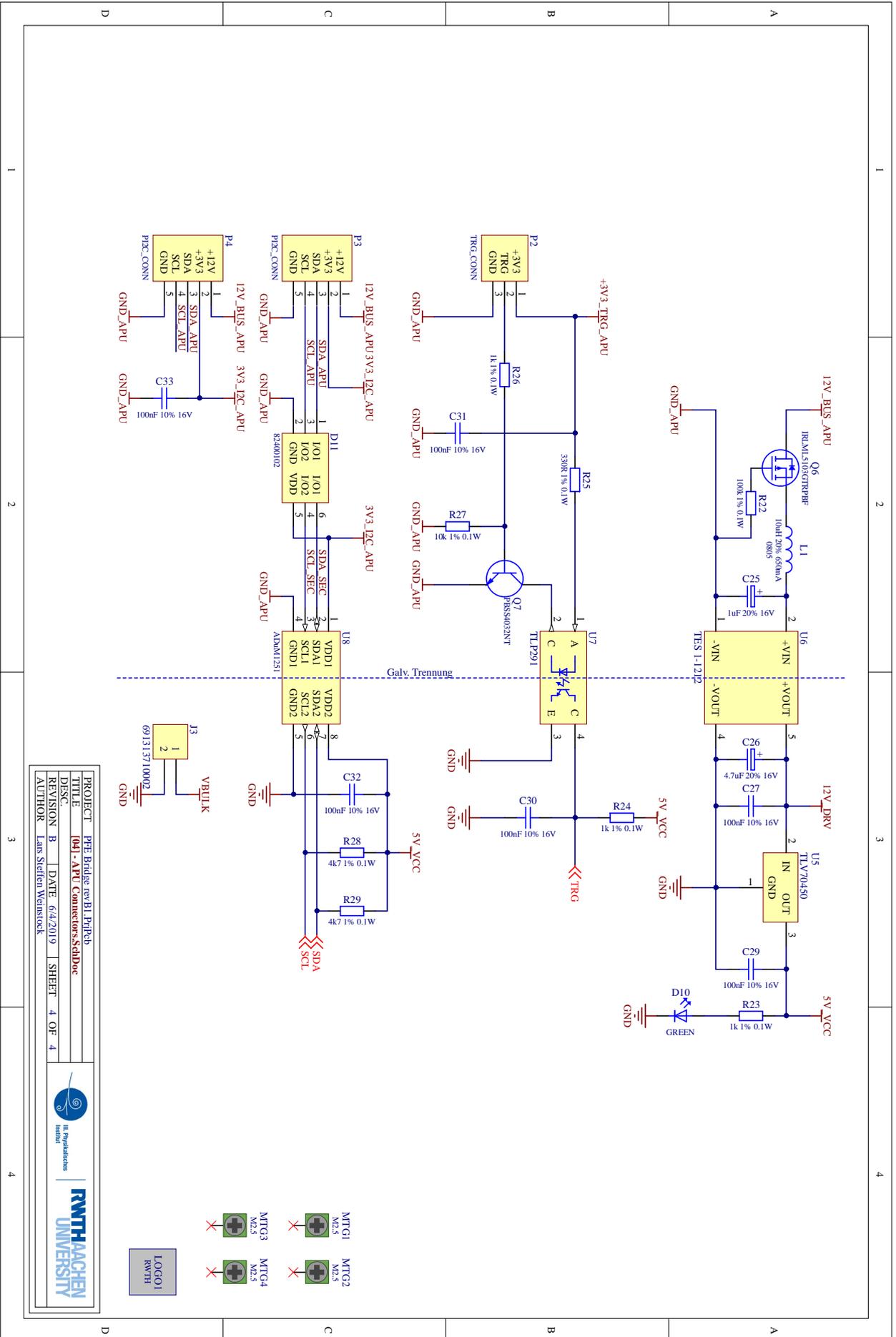






PROJECT	PFE Bridge rev.B1_PfpPcb
TITLE	031 - Signal Generator_SchDoc
REVISION	B
DATE	6/4/2019
SHEET	3 OF 4
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock





PROJECT	PFE Bridge rev.B1_PfPfcB
TITLE	[04] - APU Connectors_SchDoc
DISC.	
REVISION	B
DATE	6/4/2019
SHEET	4 OF 4
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock



- MTG1 M2.5
- MTG2 M2.5
- MTG3 M2.5
- MTG4 M2.5



Anhang Spannungsversorgung Pinger

D.1 Registerübersicht

D.1.1 0x10 - SvP Status

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	CH1	CH0	BST	PWG	N/A	OVC	DIS	ENA
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R	-	R	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	-	0	1	0

Bits 7:6 - CH[1,0] Charge Settings

Durch diese Bits wird das Ladeverhalten der SvP gesteuert. Bis V_{TH} lädt die SvP mit $D = D_{min} = 5\%$ ($DCL = 0x0A$). Mögliche Werte von V_{TH} sind

CH1	CH0	V_{TH}
0	0	$V_{OUT}/2$
0	1	$V_{OUT}/4$
1	0	$V_{OUT}/8$
1	1	$V_{OUT}/16$

Bit 5 - BST Boost

Wird dieses Bit gesetzt, schaltet sich die SvP automatisch aus ($ENA=0$), sobald die gewünschte Ausgangsspannung erreicht wurde ($PWG=1$).

Bit 4 - PWG Power Good

Dieses Bit wird gesetzt, sobald die gewünschte Ausgangsspannung V_{out} erreicht wurde ($VMON=V_{OUT}$). Andernfalls wird das Bit gelöscht.

Bit 2 - OVC Over Voltage Condition

Dieses Bit wird gesetzt, sobald die Ausgangsspannung V_{out} höher ist als die gewünschte Spannung ($VMON > V_{OUT}$). Andernfalls wird das Bit gelöscht.

Bit 1 - DIS Discharge Output Capacitors

Wird dieses Bit gesetzt, werden die Speicherkondensatoren durch eine Entladeschaltung sicher und schnell über 10 kΩ Ableitwiderstände entladen.

Bit 0 - ENA Enable SvP

Wird dieses Bit gesetzt, wird die Ausgangsspannung V_{out} über ein Steuersignal auf den gewünschten Wert VOUT geregelt. Wird das Bit gelöscht, gibt der Regler kein Steuersignal aus.

D.1.2 0x11 - Setzen Ausgangsspannung

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	VOUT[7:0]							
Zugriff	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0

Bits 7:0 - VOUT Set Output Voltage

Durch Zugriff auf dieses Register kann die Ausgangsspannung V_{out} gesetzt werden. Es ist

$$V_{out} = 1,6 \text{ V/count} \cdot \text{VOUT.}$$

D.1.3 0x12 - Überwachung Ausgangsspannung

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	VMON[7:0]							
Zugriff	R	R	R	R	R	R	R	R
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0

Bits 7:0 - VMON Output Voltage Monitor

Durch Zugriff auf dieses Register kann die aktuelle Ausgangsspannung ausgelesen werden. Es ist

$$V_{out} = 1,6 \text{ V/count} \cdot \text{VMON.}$$

D.1.4 0x13 - Überwachung Ladestrom

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	IMON[7:0]							
Zugriff	R	R	R	R	R	R	R	R
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0

Bits 7:0 - IMON Charge Current Monitor

Durch Zugriff auf dieses Register kann der durchschnittliche Ladestrom ausgelesen werden. Es ist

$$I_{\text{chg}} = 16 \text{ mA/count} \cdot \text{IMON}.$$

D.1.5 0x15 - Abtastgrad

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Name	DCL[7:0]							
Zugriff	R	R	R	R	R	R	R	R
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0

Bits 7:0 - DCL Dutycycle

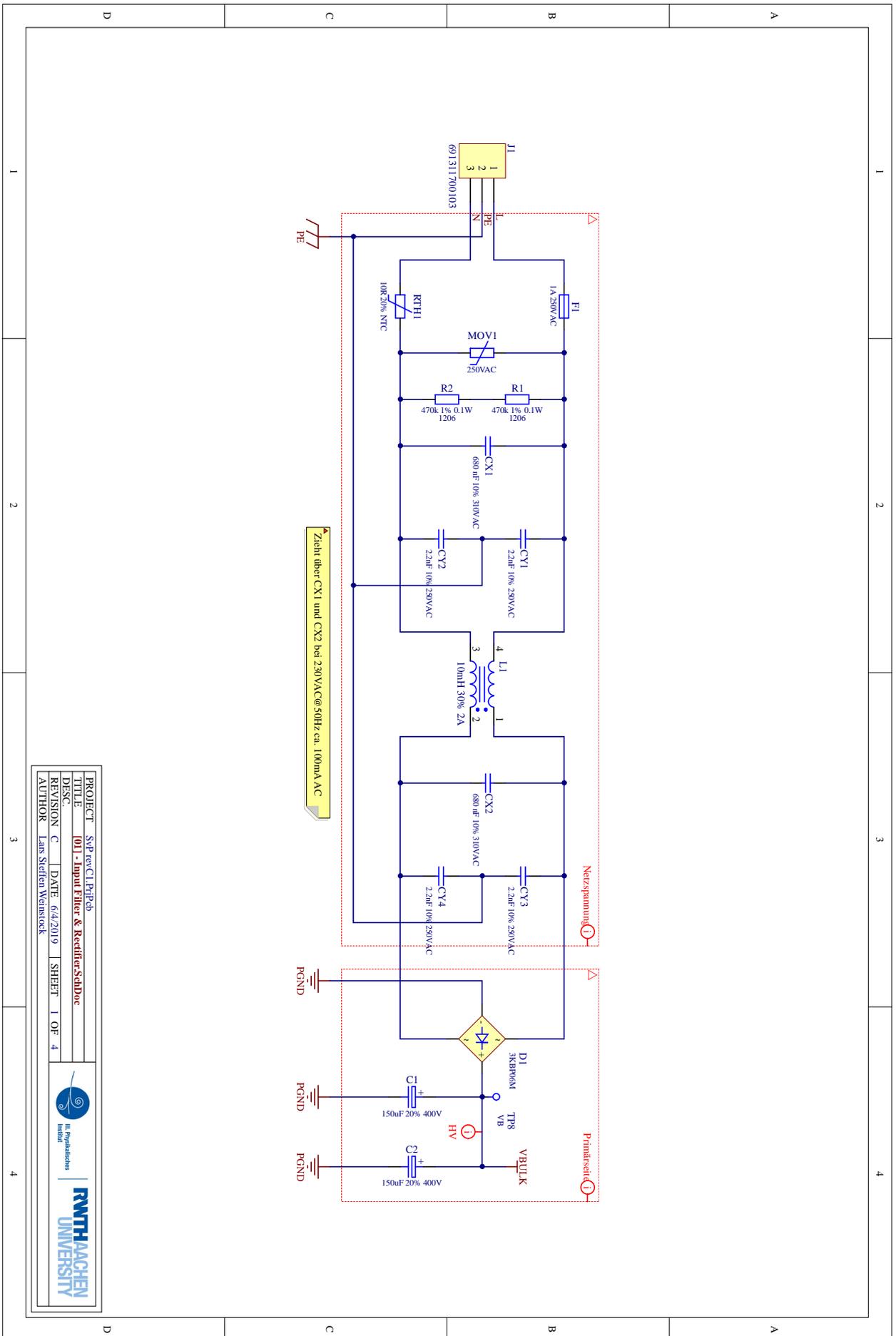
Durch Zugriff auf dieses Register kann der Abtastgrad D des Steuerpulses ausgelesen werden. Es ist

$$D = 0,5 \% \cdot \text{DCL}.$$

Der minimale und maximale Abtastgrad beträgt $D_{\text{min}} = 5 \% (0x0A)$ bzw. $D_{\text{max}} = 40 \% (0x5A)$. Durch den Abtastgrad wird die Ausgangsspannung V_{out} mit (3.15) geregelt.

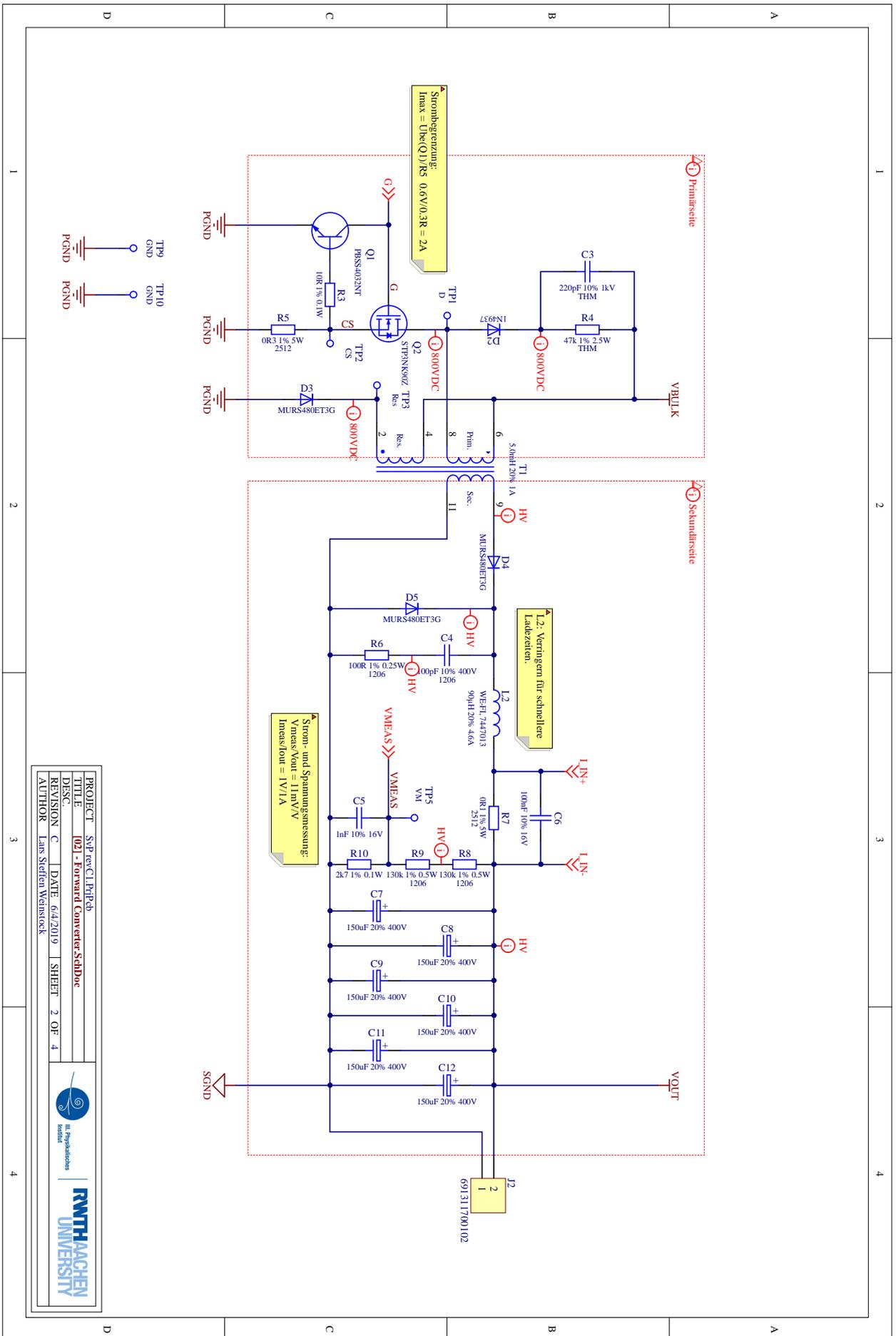
Mit dem folgenden Skript kann die SvP in Betrieb genommen und getestet werden. Das Skript benutzt die Linux *i2c-tools*, um die Ausgangsspannung auf $V_{\text{out}} = 300 \text{ V}$ zu setzen und anschließend die Speicherkondensator über die Entladeschaltung zu entladen:

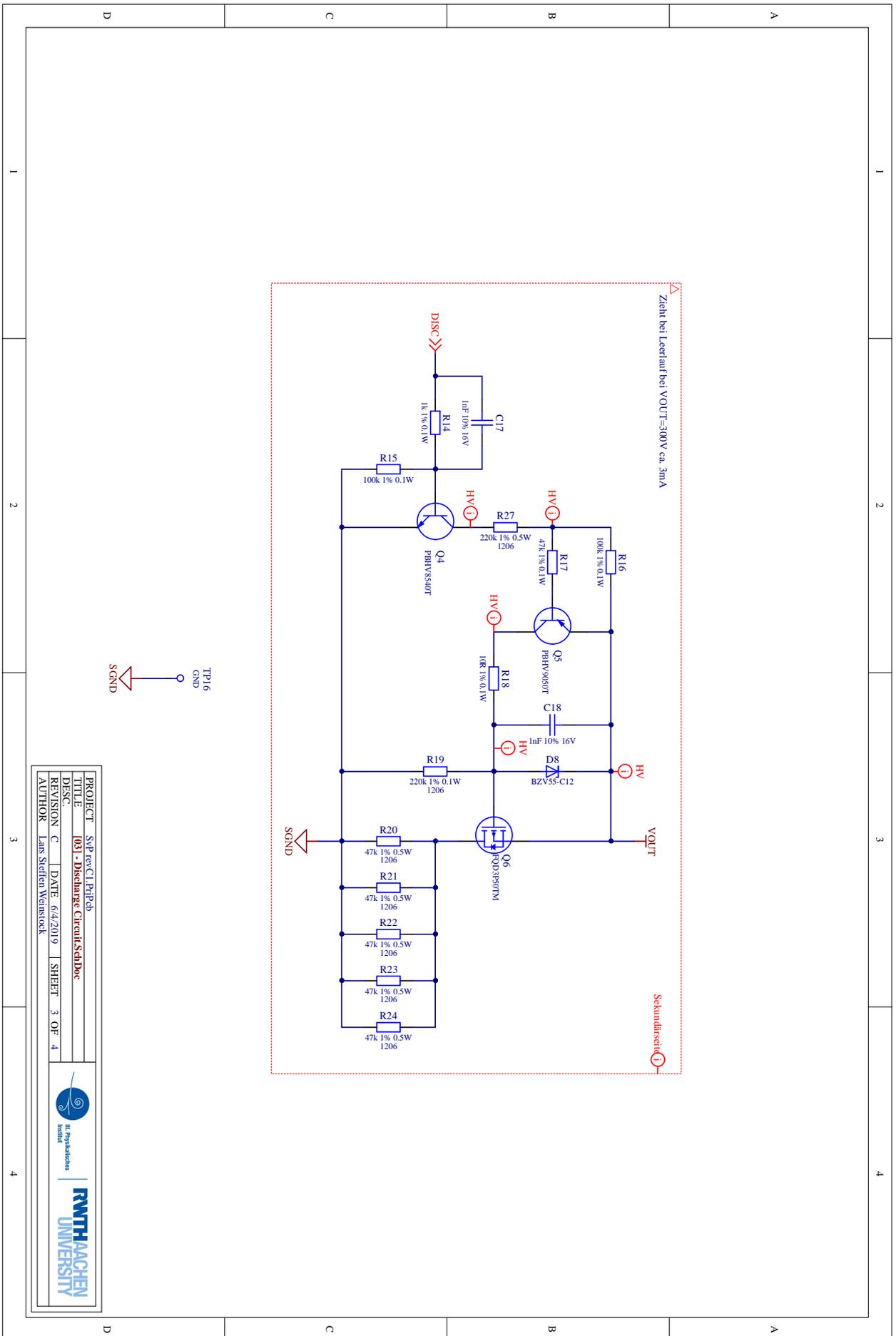
```
# Prüfen, ob unter 0x38 ein I2C Slave gefunden wird
i2cdetect -y 0
# Status der SvP prüfen: Status Register (0x10)
# [CH1, CH0, BST, PWG, OCC, OVC, DIS, ENA]
i2cget -y 0 0x38 0x10
# Setzen der Ausgangsspannung VOUT (0x11) auf ~300V (1.6V/count)
i2cset -y 0 0x38 0x11 0xC0
# Zuschalten der SvP mit UTH=UMON/2
i2cset -y 0 0x38 0x10 0x01
# Wegschalten der SvP
i2cset -y 0 0x38 0x10 0x00
# Entladen der Kondensatoren
i2cset -y 0 0x38 0x02
# Verwenden des Boost-Modus
i2cset -y 0 0x38 0x21
```

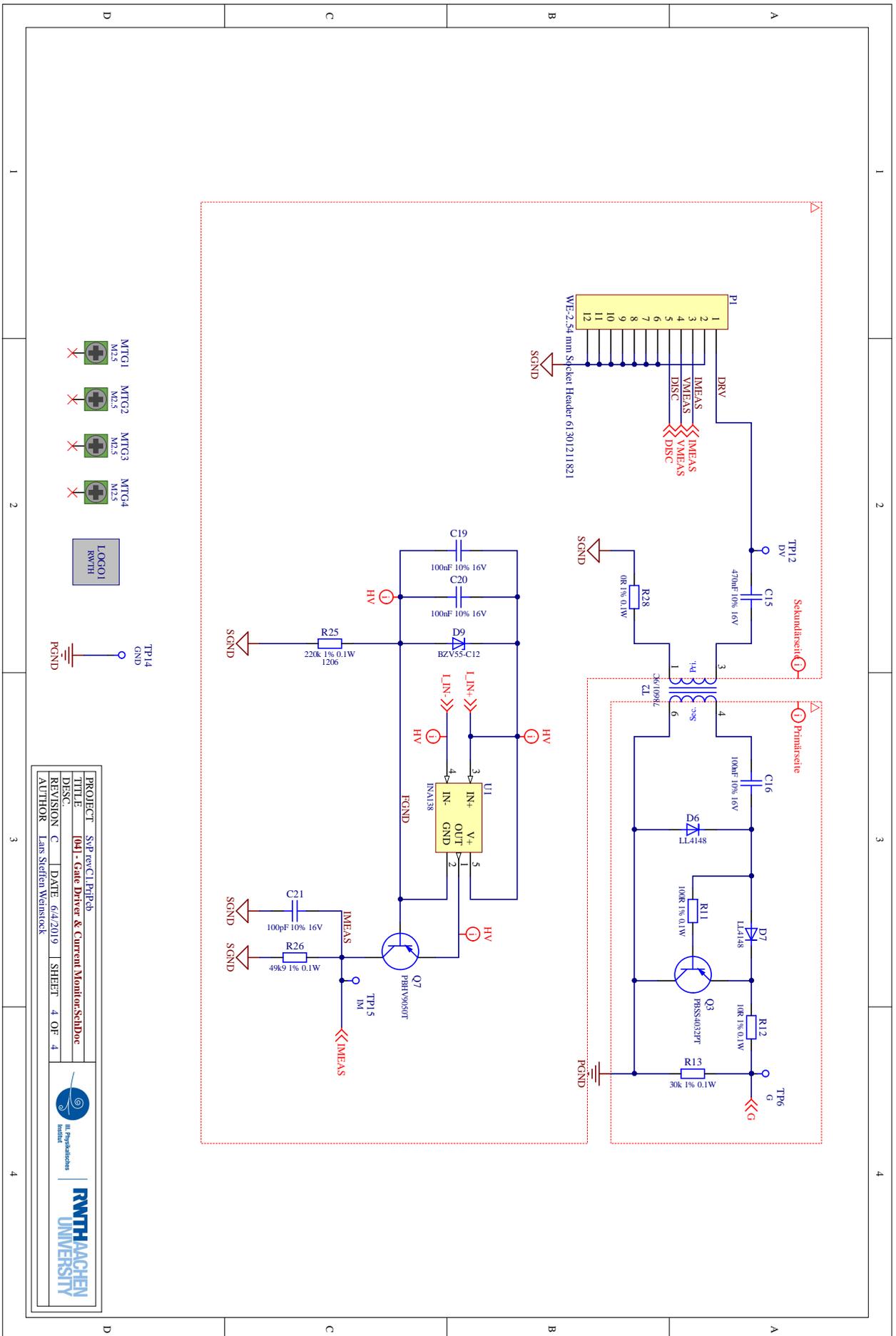


PROJECT	SVP rev C1 PnpPcb
TITLE	011 - Input Filter & Rectifier SchDoc
DESIGN	
REVISION	C
DATE	6/4/2019
SHEET	1 OF 4
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock









PROJECT	SVP revC1_PfPcb
TITLE	041 - Gate Driver & Current Monitor_SchDoc
REVISION	C
DATE	6/4/2019
SHEET	4 OF 4
AUTHOR	Lars Steffen Weinstock



Messprotokoll CeramTec

Sonox P4

CeramTec Protokollnummer: 7262

Artikel #:	39999-34	Maße:	50,00*15,00*2,00mm
Material:	SP4		
Messdatum:	01.08.16	Polarisationsdatum:	18.04.12
		Gem. von:	Hristova

	fs/ kHz	fp/ kHz	keff/ %	C/ pF	tanδ/ 1E-04	d33 /pC/N	R0 /Ohm
Minimum	35,430	38,038	35,43	8437,2	8,2	257	3,5
Maximum	35,588	38,370	37,98	9086,4	12,4	268	4,8
STABW	0,061	0,125	1,01	276,2	1,7	4	0,5
Mittelw.	35,532	38,244	36,97	8693,7	9,7	262	4,2

Probe Nr.	fs/ kHz	fp/ kHz	keff/ %	C/ pF	tanδ/ 1E-04	d33 /pC/N	R0 /Ohm
1	35,430	38,300	37,98	9086,4	8,7	268	3,5
2	35,535	38,370	37,72	8846,9	9,0	263	4,8
3	35,535	38,265	37,09	8648,7	10,3	259	4,2
4	35,588	38,248	36,64	8437,2	8,2	257	4,0
5	35,570	38,038	35,43	8449,4	12,4	261	4,4

RWTH Aachen University

1566. Tag nach Polarisation

Literatur

- [1] M. G. Aartsen et al. „The IceCube Neutrino Observatory: Instrumentation and Online Systems“. In: *JINST* 12.03 (2017), P03012. arXiv: 1612.05093 [astro-ph.IM] (zitiert auf Seite 109).
- [2] R. Abbasi, Y. Abdou, T. Abu-Zayyad et al. „Measurement of acoustic attenuation in South Pole ice“. In: *Astroparticle Physics* 34.6 (2011), S. 382–393 (zitiert auf Seite 109).
- [3] Kerim Çepni. „A Methodology for designing Tonpilz-Type Transducers“. Masterarbeit. Middle East Technical University, Sep. 2011 (zitiert auf Seite 23).
- [4] CeramTec. *Hochleistungskeramik in der Piezotechnik*. https://www.ceramtec.com/files/mf_broschure-piezoapplications_en_de.pdf. Mai 2012 (zitiert auf den Seiten 30, 105).
- [6] Bernd Dachwald, Jill Mikucki, Slawek Tulaczyk et al. „IceMole: a maneuverable probe for clean in situ analysis and sampling of subsurface ice and subglacial aquatic ecosystems“. In: *Annals of Glaciology* 55.65 (2014), S. 14–22 (zitiert auf Seite 4).
- [7] Department of Defense. *Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard*. <https://www.gps.gov/technical/ps/2008-SPS-performance-standard.pdf>. Sep. 2008 (zitiert auf Seite 1).
- [8] Wolfgang Demtröder. *Experimentalphysik 2*. Springer, 2009 (zitiert auf Seite 80).
- [9] DLR - Raumfahrtmanagement - Die EnEx-Initiative. URL: https://www.dlr.de/rd/desktopdefault.aspx/tabid-10572/18379_read-42824/ (besucht am 23. Juni 2019) (zitiert auf den Seiten 3, 107).
- [10] Robert C. Durst, Patrick D. Feighery und Keith L. Scott. „Why not use the Standard Internet Suite for the Interplanetary Internet?“ In: *Interplanetary Networking Special Interest Group* (2000) (zitiert auf Seite 4).
- [11] D. Eliseev, S. Wickmann, L. Weinstock und S. Zierke. *Einsatz von SoC-Technologie für eine akustisch instrumentierte Schmelzsonde*. FPGA Kongress 2018, 2018 (zitiert auf den Seiten 8, 11).
- [12] Dmitry Eliseev. „Entwicklung Elektronischer Systeme für die Akustische Navigation einer Manövrierbaren Schmelzsonde im Eis“. en. Diss. RWTH Aachen, Nov. 2018 (zitiert auf den Seiten 3–6).
- [13] Dmitry Eliseev und Lars Steffen Weinstock. *1400 - Embedded Data System. Interne Dokumentation EnEx-RANGE*. Dez. 2018 (zitiert auf den Seiten 8, 10).

- [14] Dmitry Eliseev, Dirk Heinen, Peter Linder et al. *Einsatz von FPGA und SoC Technologien für Akustisch Instrumentierte Eissonden*. In *Proceeding der DAGA 2019*, März 2019 (zitiert auf den Seiten 8, 11).
- [16] Dirk Heinen. „Development of an acoustic positioning system for the minimally invasive exploration of a sub glacial water reservoir at the Taylor Glacier within the Enceladus Explorer (EnEx) project“. de. Diss. RWTH Aachen, Nov. 2018, S. 2018– (zitiert auf den Seiten 1, 4, 105).
- [17] Dirk Heinen und Dmitry Eliseev. *1300 - Sensorik. Interne Dokumentation EnEx-RANGE*. Okt. 2018 (zitiert auf den Seiten 9, 17).
- [18] Dirk Heinen, Dmitry Eliseev, Peter Linder et al. *Akustische Navigation - Ortung und Vorfelderkundung - von Einschmelzsonden in Gletschereis*. DAGA 2016, März 2016 (zitiert auf Seite 11).
- [19] Dirk Heinen, Shefali, Roxanne Turcotte et al. *An Acoustic Calibration System for the IceCubeUpgrade*. 36th International Cosmic Ray Conference, Juni 2019. Eingereicht (zitiert auf den Seiten 89, 109).
- [20] Dirk Heinen, Dmitry Eliseev, Christoph Henke et al. „EnEx-RANGE - Robust autonomous Acoustic Navigation in Glacial ice“. In: *EPJ Web of Conferences* 135 (2017). Hrsg. von S. Buitink, J.R. Hörandel, S. de Jong et al., S. 06007 (zitiert auf den Seiten 1, 11).
- [21] Willhelm Herschel. „Account of the Discovery of a Sixth and Seventh Satellite of the Planet Saturn; With Remarks on the Construction of Its Ring, Its Atmosphere, Its Rotation on an Axis, and Its Spheroidal Figure. By William Herschel, LL.D. F. R. S.“ In: *Philosophical Transactions of the Royal Society of London* 80 (1790), S. 1–20 (zitiert auf Seite 2).
- [22] Gerda Horneck, Nicolas Walter, Frances Westall et al. „AstRoMap European Astrobiology Roadmap“. In: *Astrobiology* 16.3 (2016), S. 201–243 (zitiert auf Seite 3).
- [23] C.J.A. Howett, J.R. Spencer, J. Pearl und M. Segura. „Thermal inertia and bolometric Bond albedo values for Mimas, Enceladus, Tethys, Dione, Rhea and Iapetus as derived from Cassini/CIRS measurements“. In: *Icarus* 206.2 (2010), S. 573–593 (zitiert auf Seite 2).
- [24] NASA/JPL-Caltech/Space Science Institute. *PIA06249*. 26. Juli 2005. URL: <https://solarsystem.nasa.gov/resources/122/enceladus-in-false-color/> (besucht am 20. Juni 2019) (zitiert auf Seite 2).
- [25] NASA/JPL-Caltech/Space Science Institute. *PIA17183*. 28. Juli 2014. URL: <https://solarsystem.nasa.gov/resources/191/elevated-view-of-enceladus-south-pole/> (besucht am 20. Juni 2019) (zitiert auf Seite 2).
- [27] Maxim Integrated. *Understanding and Using Cyclic Redundancy Checks with Maxim 1-Wire and iButton Products*. <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN27.pdf>. Jan. 2013 (zitiert auf Seite 66).
- [29] Ralf Korries und Heinz Schmidt-Walter. *Taschebuch der Elektrotechnik*. Edition Harri Deutsch, 2017 (zitiert auf Seite 74).
- [30] J. Kowalski, P. Linder, S. Zierke et al. „Navigation technology for exploration of glacier ice with maneuverable melting probes“. In: *Cold Regions Science and Technology* 123 (2016), S. 53–70 (zitiert auf den Seiten 1, 3, 4, 107).

- [31] Reinhard Lerch, Gerhard M. Sessler und Dietrich Wolf. *Technische Akustik*. Springer, 2009 (zitiert auf Seite 26).
- [32] Peter Linder. „Einsatz von phasengesteuerten Piezoarrays zur Umfelderkundung in Gletschereis“. 2019. In Arbeit (zitiert auf den Seiten 4–6, 13, 89, 105, 108).
- [33] Peter Linder und Lars Steffen Weinstock. *1900 - APU-Trägersystem. Interne Dokumentation EnEx-RANGE*. Juni 2019 (zitiert auf den Seiten 10, 20).
- [34] Peter Linder, Simon Zierke, Dirk Heinen und Christopher Wiebusch. *High Efficiency Head for Melting Probes*. Patentanmeldung DE 102018003378.4 Schmelzkopf einer Eis-Schmelzvorrichtung. Mai 2018 (zitiert auf den Seiten 10, 108).
- [35] Jonathan I. Lunine. „Enceladus and its plume“. In: *Nature Astronomy* 1.9 (2017), S. 581–581 (zitiert auf Seite 2).
- [36] Alexander Meyer, Dmitry Eliseev, Dirk Heinen et al. „Attenuation of sound in glacier ice from 2 to 35 kHz“. In: *The Cryosphere* (2019) (zitiert auf den Seiten 103, 105).
- [37] Sebastian Muth. „Entwicklung und Test eines Inertialnavigationssystems in einer Schmelzsonde des RANGE Projekts“. Masterarbeit. RWTH Aachen, Sep. 2015 (zitiert auf den Seiten 17, 108).
- [38] Christopher D. Parkinson, Mao-Chang Liang, Yuk L. Yung und Joseph L. Kirschi. „Habitability of Enceladus: Planetary Conditions for Life“. In: *Origins of Life and Evolution of Biospheres* 38.4 (2008), S. 355–369 (zitiert auf den Seiten 3, 107).
- [39] PICeramic. *Piezoelektrische Aktoren*. 2010 (zitiert auf Seite 22).
- [43] NASA Science. *By the Numbers | Enceladus - NASA Solar System Exploration*. Okt. 2008. URL: <https://solarsystem.nasa.gov/moons/saturn-moons/enceladus/by-the-numbers/> (besucht am 20. Juni 2019) (zitiert auf Seite 2).
- [44] On Semiconductor. *Switch-Mode Power Supply Reference Manual*. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/SMPSRM-D.PDF>. Apr. 2014 (zitiert auf Seite 74).
- [45] Charles H. Sherman und John L. Butler. *Transducers and Arrays for Underwater Sound*. Springer, 2007 (zitiert auf den Seiten 21, 23, 24, 26).
- [46] J. R. Spencer, J. C. Pearl, M. Segura et al. „Cassini Encounters Enceladus: Background and the Discovery of a South Polar Hot Spot“. In: *Science* 311 (März 2006), S. 1401–1405 (zitiert auf den Seiten 2, 3).
- [47] John R. Spencer und Francis Nimmo. „Enceladus: An Active Ice World in the Saturn System“. In: *Annual Review of Earth and Planetary Sciences* 41.1 (2013), S. 693–717 (zitiert auf Seite 2).
- [49] Ruth-Sophie Taubner, Patricia Pappenreiter, Jennifer Zwicker et al. „Biological methane production under putative Enceladus-like conditions“. In: *Nature Communications* 9.1 (2018) (zitiert auf den Seiten 3, 107).
- [50] R. J. Terrile und A. F. Cook. „Enceladus: Evolution and Possible Relationship to Saturn’s E-Ring“. In: *Lunar and Planetary Science XII, Supplement A. Satellites of Saturn. Abstracts Presented at a Session of the Twelfth Lunar and Planetary Conference, held March 17th. LPI Contribution 428, published by the Lunar and Planetary Institute, 3303 Nasa Road 1, Houston, TX 77058, 1981, p.10* (1981) (zitiert auf Seite 2).

- [51] P.C. Thomas, R. Tajeddine, M.S. Tiscareno et al. „Enceladus’s measured physical libration requires a global subsurface ocean“. In: *Icarus* 264 (2016), S. 37–47 (zitiert auf Seite 2).
- [53] Roxanne Turcotte. „Development of an Acoustic Receiver for the future mDOM of the IceCube Upgrade“. Masterarbeit. RWTH Aachen, März 2019 (zitiert auf Seite 109).
- [54] Cornelius Vollbrecht. „Verifikation der akustischen Positionierung der Autonomen Pinger-Einheiten des EnEx-RANGE-Projektes in Gletschereis“. Masterarbeit. RWTH Aachen, März 2019 (zitiert auf den Seiten 89, 108).
- [55] J. H. Waite. „Cassini Ion and Neutral Mass Spectrometer: Enceladus Plume Composition and Structure“. In: *Science* 311.5766 (2006), S. 1419–1422 (zitiert auf Seite 2).
- [56] J. Hunter Waite, Christopher R. Glein, Rebecca S. Perryman et al. „Cassini finds molecular hydrogen in the Enceladus plume: Evidence for hydrothermal processes“. In: *Science* 356.6334 (2017), S. 155–159 (zitiert auf Seite 2).
- [57] Christoph Waldmann, Jean-Pierre de Vera, Bernd Dachwald et al. „Search for life in ice-covered oceans and lakes beyond Earth“. In: *2018 IEEE/OES Autonomous Underwater Vehicle Workshop (AUV)*. IEEE, Juni 2019 (zitiert auf Seite 109).
- [58] Lars Steffen Weinstock. *1200 - Signalgenerierung. Interne Dokumentation EnEx-RANGE*. Apr. 2019 (zitiert auf Seite 9).
- [60] Daniel Wendland. „Untersuchungen zur Schmelzgeschwindigkeit einer neuartigen Schmelzsonde für den Einsatz in Gletschereis im EnEx-RANGE Projekt“. Bachelorarbeit. RWTH Aachen, 14. Okt. 2018 (zitiert auf den Seiten 5, 10, 13, 20, 108).
- [61] Stefan Wickmann. „Untersuchungen zur akustischen Positionskalibration für den zukünftigen IceCube-Gen2-Detektor“. Masterarbeit. RWTH Aachen, Apr. 2016 (zitiert auf Seite 109).
- [64] Simon Zierke. *1500 - Steuerung und Synchronisation. Interne Dokumentation EnEx-RANGE*. März 2018 (zitiert auf Seite 10).
- [65] Simon Zierke. *3300 - RANGE Control System. Interne Dokumentation EnEx-RANGE*. Juli 2018 (zitiert auf den Seiten 10, 11).
- [66] Simon Zierke. „Entwicklung eines Verfahrens zur akustischen Ortsbestimmung einer Eisschmelzsonde für die Suche nach außerirdischem Leben auf dem Saturnmond Enceladus“. 2019. Eingereicht (zitiert auf den Seiten 6, 10, 13, 89, 105, 108).

Datenblätter

- [5] CeramTec. *Werkstoffe für Leistungswandler*. Mai 2010 (zitiert auf den Seiten 22, 30).
- [15] EPCOS. *Ferrites and accessories*. Sep. 2017 (zitiert auf Seite 79).
- [26] Maxim Integrated. *High-Precision 1-Wire Digital Thermometer*. Apr. 2015 (zitiert auf Seite 17).
- [28] IvenSense. *MPU-9250 Product Specification Revision 1.1*. Juni 2016 (zitiert auf Seite 17).
- [40] PICeramic. *Piezoelektrische Materialien* (zitiert auf Seite 9).

- [41] Rigol. *DG5000 series Waveform Generators*. Mai 2011 (zitiert auf Seite 36).
- [42] Rigol. *MSO/DS1000Z Series Digital Oscilloscope*. 2018 (zitiert auf Seite 36).
- [48] STMicroelectronics. *MEMS pressure sensor: 260-1260 hPa absolute digital output barometer*. Okt. 2019 (zitiert auf Seite 17).
- [52] TP-Link. *AV600 Gigabit Powerline Adapter TL-PA6010*. 2018 (zitiert auf Seite 9).
- [59] Mean Well. *25W Single Output Switching Power Supply RS-25series*. 2018 (zitiert auf Seite 9).
- [62] Würth. *Technische Informationen zu Verbindungselementen*. Juli 2005 (zitiert auf Seite 22).
- [63] Xilinx. *Zynq-7000 SoC Data Sheet: Overview*. Juli 2018 (zitiert auf Seite 8).

Abbildungsverzeichnis

1.1	Aufnahmen der Sonde Cassini vom Saturnmond Enceladus (links) und von der Oberfläche in der Südpolarregion des Mondes (rechts) [24, 25]	2
1.2	Ein mögliches Szenario für die Raumfahrtmission der EnEx-Initiative [12]	3
1.3	Im EnEx-Verbundvorhaben entwickelte, manövrierbare Schmelzsonde <i>IceMole</i> : (1) Schmelzkopf mit Eisschraube, (2) Schrittmotoren mit Getriebe, (3) Akustiksubsystem, (4) Platz für Inertialsensorik und Magnetometer, (5) Sondensteuerung, (6) Behälter für Flüssigkeitsprobe, (7) Spannungsversorgung, (8) Rückplatte mit Heizer und (9) Hülle mit Seitenheizern [16, 12] (Foto: Clemens Espe, FH Aachen)	4
1.4	Positionsbestimmung des <i>IceMole</i> durch akustische Emitter im Eis [12]	5
1.5	Positionsbestimmung des <i>IceMole</i> durch mehrere APUs im Eis [12] . .	6
1.6	Technische Zeichnung einer APU im Querschnitt und in geschlossenem Zustand: (1) APU-Pinger, (2) Heizer-Triac-Ring, (3) Sensorring, (4) Pinger Front-End, (5) Frontempfänger Front-End, (6) Heizersteuerung, (7) Spannungsversorgung Pinger, (8) <i>MicroZed-SoC</i> -Modul und APU-Trägerplatine, (9) Schaltnetzteil und <i>PowerLAN</i> -Modem, (10) <i>PowerPCB</i> , (11) APU-Heck, (12) Schmelzkopf, (13) Pinger-Hülle, (14) APU-Hülle und (15) APU-Kabel	7
1.7	Frontansicht des RCS: (1) Datenserver, (2) 16-Port-Netzwerkswitch, (3) Steckdosen und Notaus-Schalter, (4) Anschlüsse für 7 APU-Kabel und (5) Blende mit Platz für weitere 7 APU-Kabel-Anschlüsse [65]	11
2.1	Technische Zeichnung der APU-Trägerplatine	13
2.2	Blockdiagramm der APU-Trägerplatine	14
2.3	Pinbelegung der Steckverbinder der APU-Trägerplatine mit Hersteller und Bauteilnummer	15
2.4	Technische Zeichnungen der HSt und des HTR	18
2.5	Blockdiagramm des Heizsystems	18
2.6	Pinbelegung der Steckverbinder der HSt und des HTRs mit Hersteller und Bauteilnummer	19
2.7	Schaltplan eines einzelnen Triac-Treibers auf dem HTR	20
3.1	Querschnitt des APU-Pingers	22

3.2	Schematische Darstellung eines Tonpilz-Projektors	23
3.3	Mechanisches Schaltbild für einen Tonpilz-Projektor	24
3.4	Elektronische Äquivalentschaltbilder für den Tonpilz-Projektor	25
3.5	Verschiedene Darstellungen des elektromechanische Ersatzschaltbild eines Tonpilz-Projektors	28
3.6	Schaltplan für das vollständige elektromechanische Ersatzschaltbild in NI-Multisim Simulationsumgebung	33
3.7	Ergebnis der Simulationen für Magnitude (oben) und Phase (unten) der Leitfähigkeit des APU-Pingers mit Nominalwerten (durchgezogene Linie) und Bauteiltoleranzen (gestrichelte Linie).	34
3.8	Versuchsaufbau für die Messung der Leitfähigkeit des APU-Pingers .	36
3.9	Vollständiger Versuchsaufbau im Akustiklabor mit (1) Messrechner, (2) Rigol DS1072Z Oszilloskop, (3) Rigol DG5072 Funktionsgenerator, (4) Messwiderstand mit Messspitzen, (5) APU und (6) Aufhängung für die APU	37
3.10	Schaltung für die Messung der Leitfähigkeit des APU-Pingers	38
3.11	Beispiel für eine Sinusanpassung (oben) und den Verlauf der Amplituden $ V_1 $ und $ V_2 $ in Abhängigkeit der Signalfrequenz f (unten) . . .	39
3.12	Mechanisches Schaltbild für den APU-Pinger unter Berücksichtigung der Ankopplung von Heck und Mittelmasse	41
3.13	APU-Pinger Konfigurationen zur Messung der Ankopplung von Heck an Mittelmasse	43
3.14	Referenzmessungen (A) und (B) für die Analyse der Kopplung der Heck- an die Mittelmasse	44
3.15	Vergleich der Leitfähigkeit des APU-Pingers (C) mit den beiden Referenz- messung aus Abbildung 3.14	45
3.16	APU-Pinger Konfigurationen für die Messung des Einflusses der Pingerhülle auf den Emitter	46
3.17	Messung der Leitfähigkeit des APU-Pingers mit und ohne Pingerhülle	47
3.18	Jeweils vier Messungen (0 – 3) der Leitfähigkeit der APU-Pinger von APU09 und APU10 ohne Tellerfeder	49
3.19	Unterschiedliche Ankopplungen der Mittelmasse mit und ohne Teller- feder	50
3.20	Jeweils vier Messungen (0 – 3) der Leitfähigkeit der APU-Pinger von APU09 und APU10 mit Tellerfeder	51
3.21	Leitfähigkeit der APU-Pinger von APU09 und APU 10 nach Verwen- dung im Feld (alt) und nach einer Generalüberholung (neu)	53
3.22	Verlauf von Resonanzfrequenz f_r und -höhe Y_{\max} bei wiederholter Benutzung des APU-Pingers mit und ohne Tellerfeder	54
3.23	Vergleich der Leitfähigkeiten der APU-Pinger Konstruktion mit und ohne Tellerfeder zu Beginn und am Ende der Dauermessungen für APU09	55

3.24	Vergleich der Leitfähigkeiten der APU-Pinger Konstruktion mit und ohne Tellerfeder zu Beginn und am Ende der Dauermessungen für APU10.	56
3.25	Ergebnis der Simulationen für Magnitude (oben) und Phase (unten) der Leitfähigkeit des APU-Pingers mit und ohne Tellerfeder für Nominalwerte (durchgezogene Linie) und Bauteiltoleranzen (gestrichelte Linie)	59
3.26	Simulierte Transienten der Geschwindigkeiten des APU-Pinger für Schmelzkopf (hellblau), Mittelmasse (dunkelblau) und angelegtem Signal (orange)	60
3.27	Technische Zeichnung des PFE	61
3.28	Blockdiagramm des PFE	61
3.29	Pinbelegung der Steckverbinder des PFE mit Hersteller und Bauteilnummer	62
3.30	EMI -Abschirmungen des Pinger Front-End (1) und der Spannungsversorgung Pinger (2 - 3)	62
3.31	Datenfluss der I2C Kommunikation bei Lese- und Schreibzugriffen auf die Register des PFE	63
3.32	Schaltplan der Kommunikationsschnittstelle der PFE	64
3.33	Schaltplan des Funktionsgenerators des PFE	66
3.34	Messung der Schaltdauer Δt bei gesetztem NTICKS	67
3.35	Schaltplan einer Halbbrücke des PFE mit Gate-Treiber	68
3.36	Vom PFE generierte Pulsfolge mit $V_{out} = 300\text{ V}$ für <i>OUT1</i> (gelb) und <i>OUT2</i> (blau)	70
3.37	Technische Zeichnung der SvP	72
3.38	Blockdiagramm der SvP	72
3.39	Pinbelegung der Steckverbinder der SvP mit Hersteller und Bauteilnummer	73
3.40	Schaltplan des EMI -Filters mit Gleichrichter und Speicherkondensatoren 75	
3.41	Schaltplan des Eintaktdurchflusswandlers mit Speicherkondensatornetzwerk	76
3.42	Schaltzyklen des MOSFETs Q2 mit dem Verlauf der Gate-Spannung V_G (a) und Drain-Spannung V_D für einen idealen Flusswandler (b) und einen realen Flusswandler (c)	78
3.43	Messung der Gate-Spannung V_G (CH1) und Drain-Spannung V_D (CH2) von MOSFET Q2	78
3.44	Technische Zeichnung (links) und Schaltplansymbol (rechts) des SvP-Übertragers mit Pinbelegung	81
3.45	Schaltplan des Reglers der SvP	83
3.46	Schaltplan der Treiber- und Strommessschaltung für den Regler der SvP 84	
3.47	Flussdiagramm für die <i>interrupt</i> -basierte Regelroutine des Reglers der SvP	86

3.48	Schaltplan der Entladeschaltung für das Kondensatornetzwerk der SvP	87
4.1	Übersicht des Gletschercamps des Gletschertests auf dem Langenferner. Zu sehen sind: (1) Operator-Zelt, (2) Generatorzelt, (3) Ausbringung APUs und (4) Gletscherhütte	90
4.2	Versuchsaufbau auf dem Gletscher für die Charakterisierung des APU-Emittersystems	92
4.3	Sinus (gelb) und Approximation der PFE mit drei Schaltzuständen (blau) für $f = 10$ kHz	92
4.4	Verlauf der Datenprozessierung für eine gemessene Signalform von APU04 \Rightarrow APU11 bei einem Abstand von $d = 19,41$ m und einer Sendefrequenz von $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz	93
4.5	Transient (blau) und Frequenzspektrum (magenta) des Signals für APU06 \Rightarrow APU08 mit $d = 29,37$ m bei $f_{\text{sig}} = 9,3$ kHz vor und nach Anwenden des Frequenzfilters	95
4.6	Bestimmung des Startzeitpunkts t_{sta} für APU04 \Rightarrow APU11 mit $d = 19,41$ m und $f_{\text{sig}} = 9,3$ kHz	96
4.7	Verteilung der Startzeitpunkte t_{sta} für APU04 \Rightarrow APU11 mit $d = 19,41$ m	97
4.8	Resultat der Anpassung zur Bestimmung der Schallgeschwindigkeit (links) und die Verteilung der Residuen (rechts)	98
4.9	Elektromagnetische Einkopplung am Anfang des Signals (APU06 \Rightarrow APU13, $d = 33,60$ m, $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz)	99
4.10	Frequenzabhängigkeit des RMS des Signals aller APUs bei verschiedenen Distanzen	100
4.11	Gewichteter Mittelwert der relativen Amplituden in Abhängigkeit von der Sendefrequenz	100
4.12	Sättigung des Frontsensors der APU bei geringen Distanzen (APU04 \Rightarrow APU01, $d = 6,72$ m, $f_{\text{sig}} = 10,6$ kHz)	101
4.13	Gegen Distanz und Sendefrequenz aufgetragenes Signal-Rausch-Verhältnis SNR für das gesamte APU-Netzwerk	102
4.14	Gegen Distanz und Sendefrequenz aufgetragene relative Amplitude A_{rel} für das gesamte APU-Netzwerk	102
4.15	Resultat der Anpassung zur Bestimmung der Abschwächlänge λ für die Signalfrequenz $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz (links) und die Verteilung der Residuen (rechts)	103
4.16	Transient des Signals von APU06 \Rightarrow APU08 bei $d = 29,37$ m mit $f_{\text{sig}} = 10,1$ kHz	104

Tabellenverzeichnis

2.1	Eckdaten der Sensorik auf der APU-Trägerplatine [48, 26, 28]	17
3.1	Vergleich der Eigenschaften von Sonox P4 aus dem Datenblatt (ideal) und dem Protokoll (real)	31
3.2	Bauteilwerte für das Ersatzschaltbild und Ergebnisse der analytischen Evaluierung des APU-Pingers	32
3.3	Ergebnisse der Untersuchung der Ankopplung des Hecks an die Mittelmasse	42
3.4	Ergebnisse der Untersuchung der Ankopplung der Pingerhülle	46
3.5	Ergebnis der Untersuchung zweier baugleicher APU-Pinger	48
3.6	Ergebnis der Untersuchung zweier baugleicher APU-Pinger mit Tellerfeder.	50
3.7	Vergleich der Parameter APU09 vor (alt) und nach Generalüberholung (neu)	52
3.8	Vergleich der Parameter APU10 vor (alt) und nach Generalüberholung (neu)	52
3.9	Bauteilwerte für das Ersatzschaltbild des APU-Pingers mit und ohne Tellerfeder	58
3.10	Elektrische Eigenschaften des finalen SvP-Übertragers	80
3.11	Schichtweise Konstruktion des SvP-Übertragers (CUL = Kupferlackdraht, TWI = dreifach isolierter Kupferdraht)	81
4.1	Aufbau des Ortungsnetzwerks für die Charakterisierung der APUs in Eis: APU04 und APU06 senden (rote Punkte), während die restlichen APUs Signale empfangen (blaue Dreiecke).	91
4.2	Ergebnisse der Bestimmung des Startzeitpunkts t_{sta} für alle APUs	98
4.3	Ergebnisse der der maximalen Reichweite r_2 nach (4.2)	104

