

**Ostfalia**

**Hochschule für angewandte Wissenschaften**

**Fakultät Maschinenbau**

**Institut für Mechatronik**

# **Studienarbeit**

## **Konzipierung der Hardware zum Umbau eines akustischen- in ein elektrisches Schlagzeug**

<b>Erstprüfer</b>	:	Dr.-Ing. Stebner
<b>Zweitprüfer</b>	:	-
<b>Betriebl. Betreuer</b>	:	Dr.-Ing. Stebner
<b>Ort</b>	:	Wolfenbüttel
<b>Datum</b>	:	07.11.2019
<b>Verfasser</b>	:	Alexander König
<b>Matrikelnummer</b>	:	70012769



## Kurzfassung

In vorliegender Arbeit wird untersucht mit welchen Mitteln es möglich ist ein elektrisches Schlagzeug aufzubauen, welches im Spielverhalten und im Klang sich möglichst ähnlich zu einem akustischen Schlagzeug verhält. Dabei spielt die Verzögerung, im Folgenden Latenz genannt, zwischen Schlag und Erreichen des Schalls am Ohr, sowie das Spielgefühl, eine große Rolle. Ziel ist ein umfassendes hardwareseitiges Konzept, mit welchem beide Punkte möglichst gut erfüllt werden. Es reicht von:

- dem Austausch der Schlagfälle,
- über die verwendete Sensorik; Integration und Messschaltung,
- zur Nutzung eines Mikrocontrollers, der die Schlagsignale mittels MIDI-Signal an entsprechende marktübliche Software weiterschicken kann.

Die Ausführung der Platinen; Bedienteile; Software; sowie eine mögliche Konfigurationsbedienoberfläche (GUI) sind aus der Arbeit ausgeschlossen.

In current paper it is studied with which devices it is realizable to build an electric drumset, behaving in play and sound near as possible to an acoustic drumset. According to that, the delay (latency) between hit on the drum and arriving sound to the ears of the player, as well as the play-behaviour, take an important role. The objective is a hardware-sided concept, meeting both requirements as good as possible. It contains following considerations:

- change of drum heads
- selection of sensors, mounting and circuits
- use of a microcontroller, converting input signals (hits) into output signals (MIDI) to send them to state-of-the-art software

The necessary architecture of circuit boards; control elements; software; as well as a graphical user interface are not part of this paper.



## Vorwort

Aufgrund der Weiterentwicklung von Studiosoftware ist es möglich mit geringen finanziellen Mitteln hochqualitative Audio-Aufnahmen in Eigenproduktion zu erstellen. Zur Aufnahme von Stimmen und Seiteninstrumenten reicht ein Mikrophon und ein Zwei-Kanal Audio-Interface aus. Die Aufnahme eines konventionellen Schlagzeuges würde allerdings weit mehr Mikrophone und Eingangskanäle an einem Audio-Interface benötigen, weswegen in solchen Eigenproduktionen häufig auf Schlagzeug-Simulations-Software zurückgegriffen wird. Dabei stellt das Programmieren der MIDI-Dateien, das heißt der entsprechenden Notation, eine anstrengende und zeitraubende Aufgabe dar, die mit dem Einspielen über ein Elektroschlagzeug deutlich vereinfacht werden kann.

Das Projekt Elektroschlagzeug ist vorrangig aus Kostengründen zustande gekommen. Niedrigpreisige Elektroschlagzeuge beeinträchtigen das Spielgefühl; entsprechend hochwertige Sets schrecken durch die hohen Kosten vor einer Anschaffung ab. Alternativ können preiswerte oder auch ausgemusterte akustische Schlagzeuge eine Grundlage für ein elektrisches Schlagzeug bilden. Auch kann so ein einziges Schlagzeug nach Umbau sowohl als konventionelles akustisches Schlagzeug, als auch als elektrisches Schlagzeug für einen Live-Auftritt genutzt werden.

Da der Schlagzeugspieler den Klang des Schlagzeuges benötigt, um entsprechend sauber zu spielen und auch andere Musiker auf der Bühne den Klang des Schlagzeuges benötigen, um sich im Takt zu positionieren, ist es erforderlich eine möglichst geringe Latenz zwischen gespielten Schlagzeug und erklingenden Schlagzeug einzustellen.

Danken möchte ich an dieser Stelle Dr.-Ing. Gerhard Stebner für die sofortige Annahme und wertvolle Unterstützung meines Projektes, sowie meinem Stiefvater Uwe König-Gutsche für die Beratung in schaltungstechnischen Fragestellungen. Darüber hinaus möchte ich die unglaublich vielen Projekte aus der Arduino-Community im Internet erwähnen, die den Aspekt der Umsetzung von Software unglaublich transparent gemacht haben.



## **Eidesstattliche Erklärung**

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich an Eides Statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne unerlaubte Hilfe angefertigt, andere als die angegebenen Quellen nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich oder inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Salzwedel, 07.11.2019

---



## Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung .....	1
1.1	Das MIDI-Signal .....	2
2	Klärung der Aufgabenstellung .....	3
2.1	Tonqualität .....	4
2.2	Authentizität .....	5
2.3	Latenz .....	5
2.4	Kanäle .....	7
2.5	Anforderungslisten .....	9
3	Konzipierung der Hardware .....	13
3.1	Akustische Dämpfung .....	14
3.1.1	Trommeln .....	14
3.1.2	Becken .....	16
3.1.3	Messung der Dämpfung mit Mikrophon .....	18
3.2	Sensoren .....	26
3.2.1	Piezokeramische Elemente als Schlagdetektoren .....	31
3.2.2	Berührungssensor .....	43
3.2.3	Potentiometer .....	44
3.3	Installation .....	46
3.3.1	Anbringung der Trommel-Sensoren .....	46
3.3.2	Anbringung der Becken-Sensoren .....	53
3.3.3	Anbringung des Weg-Aufnehmers .....	56
3.3.4	Steckverbindungen .....	59
3.4	Computer .....	62
3.4.1	Priorität von Bussystemen .....	63
3.5	Audio-Interface .....	64
3.5.1	Konfiguration der Latenz .....	64
3.5.2	Konfiguration der Latenz über PCI Latency Time .....	64
3.6	Mikrocontroller .....	65
3.6.1	Technisch-relevante Daten Arduino Due .....	67
3.7	Peripherie .....	69
3.7.1	Erweiterung der analogen Eingangskanäle .....	70
3.7.2	Serielle Schnittstelle MIDI .....	78
3.7.3	Serielle Schnittstelle USB .....	79
3.7.4	Schalter .....	81
3.7.5	Zahlenanzeige .....	82
3.7.6	Bargraph .....	83
3.7.7	Speichermöglichkeit .....	87



3.7.8	Spannungsversorgung .....	87
3.7.9	Vorbereitung der Anschlüsse .....	89
3.7.10	Abschließende Zusammenführung .....	98
3.8	Messschaltung .....	99
3.8.1	Analogeingänge: Auswahl eines Messverstärkers .....	100
3.8.2	Analogeingänge: Ausfilterung von Störeinflüssen .....	104
3.8.3	Analogeingänge: Frequenzsplittung .....	110
3.8.4	Digitaleingänge: Sicherung vor Überspannung .....	114
3.8.5	Abschließende Zusammenführung .....	116
4	Zusammenfassung und Ausblick .....	128
4.1	Offene Fragestellungen und weitere Entwicklungsarbeit .....	129
5	Literatur .....	132
Anhang A)	Konzept Mikrocontroller mit Peripherie .....	136
Anhang B)	Konzept Bedienpult .....	137
Anhang C)	Materialeinkauf .....	138
Anhang D)	Konfiguration des AD-Wandlers .....	139
Anhang E)	Einrichten der Analogkanäle .....	142
Anhang F)	Auslesen der Analogkanäle .....	143
Anhang G)	Einrichten der Digitalkanäle .....	144
Anhang H)	Auslesen der Digitalkanäle .....	147



## Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Benutzeroberfläche des Programmes Addictive Drums .....	1
Abbildung 1.2: MIDI-Signal-Beispiel: „Note spielen; Kanal 1; Note 100 mit Intensität 100“.	2
Abbildung 2.1: Akustisches Schlagzeug .....	5
Abbildung 2.2: Elektrisches Schlagzeug .....	5
Abbildung 2.3: Aufstellung dreier Line-Array-Paare auf einer Großveranstaltung .....	6
Abbildung 2.4: Schlagbereiche auf Trommeln .....	7
Abbildung 2.5: Schlagbereiche auf Becken .....	7
Abbildung 2.6: Schlagbereiche auf der Hi-Hat .....	7
Abbildung 2.7: Schlagzeugelemente im Programm Addictive Drums 1 (Screenshot) .....	8
Abbildung 3.1: Bestandteile des akustischen Schlagzeuges .....	14
Abbildung 3.2: Remo Schlagfell Clear; Remo Muffler und Gewebeklebeband .....	15
Abbildung 3.3: Meshhead Remo Silentstroke .....	15
Abbildung 3.4: Gewählte Abdämpfung der Becken .....	16
Abbildung 3.5: Meinl Cymbal Mute ® .....	17
Abbildung 3.6: Auszug Technisches Datenblatt Hellermann Tyton PS1-PVC-BK-75M .....	17
Abbildung 3.7: Schlagpendel zur Erzeugung wiederholbarer Schläge .....	18
Abbildung 3.8: Frequenzgang Messmikrophon Neumann M147 Tube .....	18
Abbildung 3.9: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 22" Bassdrum .....	19
Abbildung 3.10: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 16"-Standtom .....	19
Abbildung 3.11: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 13"-Tom .....	20
Abbildung 3.12: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 12"-Tom .....	20
Abbildung 3.13: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 14"-Snare .....	21
Abbildung 3.14: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 10"-Splash-Becken .....	22
Abbildung 3.15: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 14"-Hi-Hat .....	23
Abbildung 3.16: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 16" Crash-Becken .....	23
Abbildung 3.17: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 17" Crash-Becken .....	24
Abbildung 3.18: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 20" Ride-Becken .....	24
Abbildung 3.19: Frequenzantworten des Ride-Becken nach Anschlagbereich .....	25
Abbildung 3.20: Aufnahme der abgedämpften Snare (Zeit-Achse in s) .....	26
Abbildung 3.21: Funktionsskizze Kohlemikrophon .....	26
Abbildung 3.22: Aufbau Tauchspulenmikrophon .....	26
Abbildung 3.23: Funktionsprinzip Bändchenmikrophon .....	27
Abbildung 3.24: Aufbau eines Kristallmikrophons .....	27
Abbildung 3.25 Aufbau eines Kondensatormikrophons .....	28
Abbildung 3.26: Aufbau eines Kondensatormikrophon mit Elektretmembran .....	28
Abbildung 3.27: Konzept zur Integrierung eines Kristallmikrophons in die Trommeln .....	28
Abbildung 3.28: Abdämpfung eines Becken mit der Hand (Choke) .....	29



Abbildung 3.29: Feststellpedal; Hi-Hat-Pedal und Doppelfußpedal (v. links nach rechts) .....	29
Abbildung 3.30: Potentiometer zur Aufnahme der Hubhöhe .....	30
Abbildung 3.31: Ultraschallsensor zur Aufnahme der Hubhöhe .....	30
Abbildung 3.32: Lichtschranken zur Aufnahme der Hubhöhe .....	30
Abbildung 3.33: Infrarotsensor zur Aufnahme der Hubhöhe .....	30
Abbildung 3.34: Piezoelement unter Druck, unbelastet und unter Zug v.l.n.r.....	31
Abbildung 3.35: Piezokeramische Elemente .....	31
Abbildung 3.36: Aufbau eines Signals.....	32
Abbildung 3.37: Oszillogramm einer Piezomessung mit 50ms/div und 10V/div.....	32
Abbildung 3.38: Oszillogramm einer Piezomessung mit 5ms/div und 500mV/div .....	33
Abbildung 3.39: Schlagpendel mit stufenvariabler Auslenkung .....	34
Abbildung 3.40: Impuls Kepo FT-15T-6.0A1-464 (5ms/div; 10V/div) .....	35
Abbildung 3.41: Attack Kepo FT-15T-6.0A1-464 (100µs/div; 10V/div) .....	35
Abbildung 3.42: Impuls Ekulit EPZ-20MS64 (5ms/div; 10V/div).....	35
Abbildung 3.43: Attack Ekulit EPZ-20MS64 (100µs/div; 20V/div) .....	35
Abbildung 3.44: Impuls Ekulit EPZ-20MS64W (5ms/div; 10V/div) .....	35
Abbildung 3.45: Attack Ekulit EPZ-20MS64W (100µs/div; 20V/div) .....	35
Abbildung 3.46: Ekulit EPZ-20MS64W .....	36
Abbildung 3.47: Ekulit EPZ-20MS64.....	36
Abbildung 3.48: Kepo FT-15T-6.0A1-464 .....	36
Abbildung 3.49: Verstärkung des Signals durch metallische Auflage - Gesamtsignal .....	37
Abbildung 3.50: Verstärkung des Signals durch metallische Auflage - Attack.....	37
Abbildung 3.51: Gesamtsignal - Verstärkung durch Schaumstoffunterlagen.....	38
Abbildung 3.52: Attack - Verlagerung des Peaks nach hinten bei Schaumstoffunterlagen ...	38
Abbildung 3.53: Ekulit EPZ-20MS64W mit M4-Karosseriescheibe.....	39
Abbildung 3.54: Ekulit EPZ-20MS64W mit geschlitzter M12-Karosseriescheibe .....	39
Abbildung 3.55: Messungen verschiedener Schlagaufnehmer mit M12-Unterlegscheiben ...	40
Abbildung 3.56: Messung verschiedener Schlagaufnehmer mit M4-Unterlegscheiben.....	40
Abbildung 3.57: Sensoraufbau für Montage am Fellrand.....	42
Abbildung 3.58: Sensoraufbau für Montage im Fellzentrum .....	42
Abbildung 3.59: Messung der Linearität des Sensoraufbaus mit Holzkegel .....	42
Abbildung 3.60: Messung der Linearität der Sensoraufnahme mit Holzhalbkugel .....	42
Abbildung 3.61: Konzept zum Erfassen der Berührung eines Metallbeckens.....	43
Abbildung 3.62: Reversierster mit Drehpotentiometer als Linearwegaufnehmer .....	44
Abbildung 3.63: Lineapotentiometer mit Federrückstellung als Linearwegaufnehmer .....	44
Abbildung 3.64: Linearer Wegaufnehmer zur Aufnahme der Fußpedalbewegung .....	44
Abbildung 3.65: Opkon SLPT-100-D-10k.....	45
Abbildung 3.66: abzunehmende Elemente des vorliegenden Schlagzeuges Tama Artstar .....	46
Abbildung 3.67: CAD-Modell der 12" Tom des vorliegenden Tama Artstar Drumset.....	48



Abbildung 3.68: Befestigung von Winkeln in dem Trommelkessel .....	48
Abbildung 3.69: Befestigung des Rim-Sensors auf einem Winkel.....	49
Abbildung 3.70: Befestigung der Sensorbrücke unter den Winkeln.....	49
Abbildung 3.71: Nutzung einer höhenverstellbaren Sensorplattform.....	50
Abbildung 3.72: Schnitt durch die komplette Sensoraufnahme.....	50
Abbildung 3.73: Sensorik für Trommeln mit 8 Spannböcken .....	51
Abbildung 3.74: Sensorik für Bassdrum mit Randmontage .....	51
Abbildung 3.75: Anschlagbereiche der Snare .....	52
Abbildung 3.76: Sensor mit Hölzerner Halbkugel und M4-Unterlegscheibe .....	52
Abbildung 3.77: Auflage für Rim-Detect-Sensoren Remo Muff'l® Control Ring.....	52
Abbildung 3.78: Snare mit Sensorik .....	52
Abbildung 3.79: Becken von oben .....	53
Abbildung 3.80: Becken von unten.....	53
Abbildung 3.81: Klebung des Piezosensors auf die Dämpfungsmatte .....	54
Abbildung 3.82: Klebung Piezosensor unter Dämpfmatte mithilfe eines Isolationselementes	54
Abbildung 3.83: Klebung des Piezosensors auf ein Cympad .....	55
Abbildung 3.84: Cympad Moderator Set .....	55
Abbildung 3.85: Tama Iron Cobra Hi-Hat-Ständer mit Anbauelementen .....	56
Abbildung 3.86: Befestigung des Wegaufnehmers über 3D-gedruckte Schellen - Ansicht 1 ..	56
Abbildung 3.87: Befestigung des Wegaufnehmers über 3D-gedruckte Schellen - Ansicht 2 ..	56
Abbildung 3.88: Wandlung Schwenkbewegung in Hubbewegung – 3 Varianten.....	57
Abbildung 3.89: Controller-Gehäuse als Black-Box .....	59
Abbildung 3.90: 13-fach 6,3mm Stereo-Klinke Multi-Core-Kabel .....	61
Abbildung 3.91: Latenz verschiedener Busse .....	63
Abbildung 3.92: PCI-Audio-Interface Marian Trace ALPHA.....	64
Abbildung 3.93: Einstellung der Latenz über Puffergröße und Samplerate .....	64
Abbildung 3.94: Arduino Mega 2560 R3.....	65
Abbildung 3.95: Arduino Due.....	65
Abbildung 3.96: Pin-Out-Diagramm des Arduino Due .....	67
Abbildung 3.97: Schematische Darstellung des Lochrasterabstands einer Platine.....	69
Abbildung 3.98: Verlötzung SMD .....	69
Abbildung 3.99: Verlötzung THD .....	69
Abbildung 3.100: Schlagzeugelemente im Programmes Addictive Drums 1 (Screenshot) ....	70
Abbildung 3.101: Verdrahtung der Multiplexer CD74HC4053E an den Arduino Due .....	72
Abbildung 3.102: Verdrahtung der Multiplexer CD74HC4051E an den Arduino Due .....	72
Abbildung 3.103: Pinbelegung CD74HC4053E .....	73
Abbildung 3.104: Pinbelegung CD74HC4051E .....	73
Abbildung 3.105: Kritische Auslesezeit durch Analog-Digital-Auslesung aller Kanäle.....	74
Abbildung 3.106: theoretisch Wandelzeit bei Einrichtung des Arduino-Due-internen ADC..	75



Abbildung 3.107: ADC Microchip Technology MCP3002-I/P .....	76
Abbildung 3.108: Seriell verkettete Slaves .....	77
Abbildung 3.109: Einzeln ansteuerbare Slaves .....	77
Abbildung 3.110: Pinbelegung ADC Microchip Technology MCP3002-I/P .....	77
Abbildung 3.111: Pinbelegung ADC Microchip Technology MCP3002-I/P .....	77
Abbildung 3.112: MIDI-Buchse-Rückseite .....	78
Abbildung 3.113: MIDI-Buchse .....	78
Abbildung 3.114: Auszug aus (CA-033) MIDI 1.0 Electrical Specification Update .....	78
Abbildung 3.115: MIDI-Verdrahtung an den Arduino Due .....	78
Abbildung 3.116: Quelltext zum Auslösen eines Schlages im MIDI-Protokoll .....	79
Abbildung 3.117: Pin-Belegung USB-B .....	79
Abbildung 3.118: Anschluss des USB-Ports auf dem Arduino Due an den ATMega16U2....	79
Abbildung 3.119: USB-Typ-B-Buchse Lumberg 2411 03 .....	80
Abbildung 3.120: USB-Typ-B-Buchse Amphenol MUSB D111 30.....	80
Abbildung 3.121: USB-Isolator Cesys C0128149 .....	80
Abbildung 3.122: Pullup-Widerstand .....	81
Abbildung 3.123: Pulldown-Widerstand.....	81
Abbildung 3.124: SCI R13-23A-05WS .....	81
Abbildung 3.125: SCI R13-402A-05 .....	81
Abbildung 3.126: Tru Components TC-R13-66A-02 .....	81
Abbildung 3.127: Sparkfun Serielle 7-Segmentanzeige .....	82
Abbildung 3.128: I <sup>2</sup> C LCD-Modul 1602 .....	82
Abbildung 3.129: Joy-it SBC-LCD20x4 Display-Modul .....	82
Abbildung 3.130: Entwurf Clipping-Anzeige .....	83
Abbildung 3.131: Polung einer LED.....	83
Abbildung 3.132: Clipping-Verdrahtung auf dem Arduino Due .....	83
Abbildung 3.133: Ersatzschaltbild LED .....	83
Abbildung 3.134: Auszug Bargraph-Funktion.....	84
Abbildung 3.135: Bargraph mit 10 LEDs und 20 Pins .....	85
Abbildung 3.136: PINs des Bargraphen.....	85
Abbildung 3.137: Abgriff des Signals direkt nach dem Verstärker und vor dem ADC .....	86
Abbildung 3.138: Pinbelegung des LM3916 .....	86
Abbildung 3.139: Verschaltung Modul Bargraph.....	86
Abbildung 3.140: Micro-SD-Slot Catalex Debo MicroSD2 .....	87
Abbildung 3.141: Konzept Verschaltung PIOA-Line als Kommunikationsebene .....	91
Abbildung 3.142: Konzept Verschaltung PIOB-Line als 24-facher ADC-SPI-Trigger .....	93
Abbildung 3.143: Konzept Verschaltung PIOC-Line als 48-fache Bedienschalterbank .....	95
Abbildung 3.144: Konzept Verschaltung PIOD-Line als 11-fach Digitalkanalbank.....	97
Abbildung 3.145: Arduino Due mit Peripherie (vergrößerte Darstellung siehe Anhang) .....	98



Abbildung 3.146: Messung des 50Hz-Grundrauschen auf einem verstärkten Messkanal....	100
Abbildung 3.147: Messung der Piezosignale bei unterschiedlichen Anschlagsorten .....	100
Abbildung 3.148: Beschaltung der Eingangskanäle des TI INA122PA .....	102
Abbildung 3.149: Pins des TI INA122PA .....	102
Abbildung 3.150: Einfluss des Referenz-Pins auf das Ausgangssignal.....	102
Abbildung 3.151: Stellcharakteristika von Potentiometern .....	103
Abbildung 3.152: Prinzip einer pseudosymmetrischen Signalübertragung .....	104
Abbildung 3.153: Prinzip Ausfilterung vor Verstärkereingang .....	104
Abbildung 3.154: Prinzip Ausfilterung vor ADC-Eingang .....	104
Abbildung 3.155: Wirkweise Notchfilter .....	105
Abbildung 3.156: Wirkweise Hochpassfilter .....	105
Abbildung 3.157: Schaltung eines Aktiven Notchfilters .....	105
Abbildung 3.158: Schaltung eines Passiven Hochpassfilters 2. Ordnung .....	105
Abbildung 3.159: Passiver Tiefpassfilter mit variierender Frequenz .....	106
Abbildung 3.160: Kaskadierung Passiver Tiefpassfilter bei 482Hz .....	107
Abbildung 3.161: Vereinfachte Betrachtung zu Eigenfrequenzen einer Membran .....	108
Abbildung 3.162: Modul Messeingang Analogkanäle.....	109
Abbildung 3.163: Frequenzantwort eines 17“-Beckens bei Schlag auf die Glocke .....	110
Abbildung 3.164: Frequenzantwort eines 17“-Beckens bei Schlag auf die Glocke .....	110
Abbildung 3.165: Frequenzantwort eines 17“-Beckens bei Schlag auf den Rand.....	110
Abbildung 3.166: Wirkung des Tiefpassfilters .....	111
Abbildung 3.167: Wirkung des Hochpassfilters .....	111
Abbildung 3.168: Wirkung des Bandpassfilters .....	111
Abbildung 3.169: Schaltplan eines aktiven Tiefpassfilter 2. Ordnung .....	112
Abbildung 3.170: Schaltplan eines aktiven Hochpassfilter 2. Ordnung .....	112
Abbildung 3.171: Schaltplan eines aktiven Bandpassfilter.....	112
Abbildung 3.172: Pinbelegung des TI OPA241PA .....	113
Abbildung 3.173: Open-Loop-Gain Charakteristik des TI OPA241PA .....	113
Abbildung 3.174: Aufbau einer Diodenschutzschaltung .....	114
Abbildung 3.175: Kennlinie Schottky-Diode 1N5817; 1N5818; 1N5819.....	115
Abbildung 3.176: Verschaltung der Digitalkanäle .....	116
Abbildung 3.177: ADC-Wandler + Messsignaltrimmung .....	117
Abbildung 3.178: Klinkenbuchse + Versorgungsstrombegrenzung .....	117
Abbildung 3.179: Pegeltrimmung + Kanalanwahlung.....	117
Abbildung 3.180: Pegelanzeige.....	117
Abbildung 3.181: ADC-Wandler + Verstärker .....	119
Abbildung 3.182: Klinkenbuchse + Input-BIAS-Vorwiderstände + 1500Hz Hochpassfilter	119
Abbildung 3.183: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung .....	119
Abbildung 3.184: Pegelanzeige.....	119



Abbildung 3.185: Verstärker .....	121
Abbildung 3.186: Klinkenbuchse + Input-BIAS-Vorwiderstände + 1500Hz Hochpassfilter	121
Abbildung 3.187: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung .....	121
Abbildung 3.188: Pegelanzeige.....	121
Abbildung 3.189: ADC-Wandler + Verstärker .....	122
Abbildung 3.190: Klinkenbuchse + Input-BIAS-Vorwiderstände + 700Hz Hochpassfilter .	122
Abbildung 3.191: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung .....	122
Abbildung 3.192: Pegelanzeige.....	122
Abbildung 3.193: ADC-Wandler + Verstärker + Weiterleitung Versorgungsspannung .....	123
Abbildung 3.194: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung .....	123
Abbildung 3.195: Pegelanzeige.....	123
Abbildung 3.196: ADC-Wandler + Verstärker + Weiterleitung Versorgungsspannung .....	123
Abbildung 3.197: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung .....	123
Abbildung 3.198: Pegelanzeige.....	123
Abbildung 3.199: ADC-Wandler + Verstärker + Weiterleitung Versorgungsspannung .....	123
Abbildung 3.200: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung .....	123
Abbildung 3.201: Pegelanzeige.....	123
Abbildung 3.202: Aktiver Tiefpassfilter 2. Ordnung .....	124
Abbildung 3.203: High-Cut-Frequenz-Trimmung .....	124
Abbildung 3.204: Aktiver Bandpassfilter .....	124
Abbildung 3.205: Bandpass-Frequenz-Trimmung.....	124
Abbildung 3.206: Aktiver Hochpassfilter 2. Ordnung .....	124
Abbildung 3.207: Low-Cut-Frequenz-Trimmung.....	124
Abbildung 3.208: Preamp + Ausgangsreferenztrimmer .....	124
Abbildung 3.209: Klinkenbuchse + Input-BIAS-Vorwiderstände + 700Hz Hochpassfilter .	125
Abbildung 3.210: Verteilung.....	127
Abbildung 3.211: Klinkenbuchse + Diodenschutzschaltung .....	127
Abbildung 3.212: Kanalanwahlung.....	127
Abbildung 3.213: Pegelanzeige.....	127



## Tabellenverzeichnis

Tabelle 1.1: Eigenschaften MIDI-Protokoll.....	2
Tabelle 2.1: Festlegung maximal benötigter physischer Messkanäle .....	8
Tabelle 3.1: Konzepte zur Abdämpfung von Schlägen auf Trommeln.....	15
Tabelle 3.2: Auflistung Konzepte zur Abdämpfung von Becken .....	16
Tabelle 3.3: Abklingzeiten der 22"-Bassdrum unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen ....	19
Tabelle 3.4: Abklingzeiten des 16"-Standom unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen ....	19
Tabelle 3.5: Abklingzeiten des 13"-Tom unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen .....	20
Tabelle 3.6: Abklingzeiten des 12"-Tom unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen .....	20
Tabelle 3.7: Abklingzeiten der 14"-Snare unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen.....	21
Tabelle 3.8: Abklingzeiten des 10"-Splash unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen .....	22
Tabelle 3.9: Abklingzeiten der 14"-Hi-Hat unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen.....	23
Tabelle 3.10: Abklingzeiten des 16"-Crash unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen .....	23
Tabelle 3.11: Abklingzeiten des 17"-Crash unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen .....	24
Tabelle 3.12: Abklingzeiten des 20"-Ride unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen .....	24
Tabelle 3.13: Auswertung der Abklingzeiten .....	25
Tabelle 3.14: Frequenzantwort des gedämpften Ride bei unterschiedlichen Schlagbereichen	25
Tabelle 3.15: Vergleich der Mikrophontypen .....	26
Tabelle 3.16: Sensorik zur Aufnahme der Berührung eines Beckens .....	29
Tabelle 3.17: Varianten zu Aufnahme der Hubhöhe des Hi-Hat-Pedals .....	30
Tabelle 3.18: Auswertung der Messung 29 unterschiedlicher Piezosensoren .....	35
Tabelle 3.19: Zusammenfassung Technischer Daten gewählter Piezosensoren .....	36
Tabelle 3.20: Zuordnung von Piezosensoren zu verschiedenen Elementen .....	36
Tabelle 3.21: Sensorauflagen .....	39
Tabelle 3.22: Sensorschlagaufnehmer.....	39
Tabelle 3.23: Diskussion zur Auswahl von Unterlage und Schlagaufnehmer für den Sensor.	41
Tabelle 3.24: Varianten zur Aufnahme der Hubbewegung über Potentiometer .....	44
Tabelle 3.25: Auszug Technischer Daten Linearer Wegaufnehmer Opkon SLPT-100-D-10k45	
Tabelle 3.26: Vergleich geschirmter Kabel (Klinke- und DIN-Steckverbindung) .....	59
Tabelle 3.27: Nötige Leitungen je Schlagzeugelement.....	60
Tabelle 3.28: Latenzen ausgewählter Datenbusse.....	63
Tabelle 3.29: Auswahl technischer Daten des Audio Interface Marian Trace Alpha.....	64
Tabelle 3.30: Vergleich der Mikrocontroller Arduino Mega 2560 R3 und Arduino Due .....	65
Tabelle 3.31: Zu beachtende Grenzwerte der Ein- und Ausgangskanäle des Arduino Due ....	67
Tabelle 3.32: Festlegung des Lochrasterabstands .....	69
Tabelle 3.33: Festlegung der Ausführungen von ICs.....	69
Tabelle 3.34: Auswahl einer Familie von Multiplexern .....	71
Tabelle 3.35: Auswahl der Architektur eines Multiplexers der Familie HC .....	71



Tabelle 3.36: Varianten zur Erhöhung der analogen Eingangskanäle mit Multiplexern .....	72
Tabelle 3.37: Einrichtung des internen ADC des Arduino Due.....	75
Tabelle 3.38: Auswahl eines externen ADCs.....	76
Tabelle 3.39: Anschluss der ADCs .....	77
Tabelle 3.40: Varianten USB-Buchsen .....	80
Tabelle 3.41: Variante Galvanische Trennung USB .....	80
Tabelle 3.42: Vergleich Pullup-Widerstand und Pulldown-Widerstand.....	81
Tabelle 3.43: Auswahl von Bedienelementen.....	81
Tabelle 3.44: Varianten zu seriellen Anzeigen .....	82
Tabelle 3.45: Pinbelegung des LCD-Moduls an den Arduino Due .....	82
Tabelle 3.46: Verhalten der Bargraph-ICs der Reihe LM391 .....	85
Tabelle 3.47: Anschluss des Bargraph-Steuerungs-IC LM3916.....	86
Tabelle 3.48: Theoretisch maximal benötigte Leistung der wichtigsten Komponenten.....	87
Tabelle 3.49: Leistungswerte der Bauteile zur Spannungsversorgung .....	88
Tabelle 3.50: PIOA Mapping des ATSAM3X8E .....	90
Tabelle 3.51: Pinbelegung der PIOA-Line.....	92
Tabelle 3.52: PIOB Mapping des ATSAM3X8E.....	93
Tabelle 3.53: Pinbelegung der PIOB-Line .....	94
Tabelle 3.54: PIOC Mapping des ATSAM3X8E.....	95
Tabelle 3.55: Pinbelegung der PIOC-Line .....	96
Tabelle 3.56: PIOD Mapping des ATSAM3X8E .....	97
Tabelle 3.57: Varianten zur Regulierung der Messsignale .....	99
Tabelle 3.58: Filterung der Messeingangssignale .....	100
Tabelle 3.59: Anforderungen an die Auswahl des Messverstärkers .....	100
Tabelle 3.60: Auswahl an Instrumentierungsverstärker des Herstellers Texas Instruments..	101
Tabelle 3.61: Konfiguration des Instrumentierungsverstärker INA122PA .....	102
Tabelle 3.62: Auswahl eines Potentiometers zur Regelung der Verstärkung .....	103
Tabelle 3.63: Ausfilterung von Störsignalen.....	104
Tabelle 3.64: Filter zur Auslöschung des 50Hz-Störeinflusses .....	105
Tabelle 3.65: Hochpassfilter 1. Ordnung - Variierung der Grenzfrequenz.....	106
Tabelle 3.66: Hochpassfilter Höherer Ordnung - Grenzfrequenz 482Hz .....	107
Tabelle 3.67: Senkung der Abklingzeit der Felle über Annahme zu Eigenfrequenzen .....	108
Tabelle 3.68: Filterung der Analogeingangskanäle.....	109
Tabelle 3.69: Frequenzantwort eines 17"-Beckens bei 3 Schlagbereichen (Piezomessung) .	110
Tabelle 3.70: Aktive Filter zur 3-Frequenzbereich-Auf trennung .....	111
Tabelle 3.71: Eigenschaften und Belegung des Operationsverstärkers OPA241PA .....	113
Tabelle 3.72: Aufbau einer Diodenschutzschaltung .....	114
Tabelle 3.73: Ausführung der Verschaltung der Digitalkanäle.....	116
Tabelle 3.74: Potentiometer zur Trimmung des Messsignals des Linearpotentiometers.....	118



## Stichwortverzeichnis

ADC	<i>Siehe</i> Analog-Digital-Wandler
ALS-TTL	<i>Siehe</i> Advanced-Low-Power-Schottky-TTL
BIAS	<i>Siehe</i> Größe die einem elektrischen Signal überlagert wird
CAN	<i>Siehe</i> Controller Area Network
CPU	<i>Siehe</i> Central Processing Unit
D/A-Wandler	<i>Siehe</i> Digital-Analog-Wandler
DAC	<i>Siehe</i> Digital-Analog-Wandler
DAW	<i>Siehe</i> Digital-Audio-Workstation
DMA	<i>Siehe</i> Direct Memory Access
ECL	<i>Siehe</i> Emitter-Coupled-Logic
EEPROM	<i>Siehe</i> Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
FFT	<i>Siehe</i> Fast-Fourier-Transformation
GPIO	<i>Siehe</i> General Purpose Input Output
HC	<i>Siehe</i> High-Speed-Complementary-Metal-Oxide-Semiconductor
HCT	<i>Siehe</i> High-Speed-Complementary-Metal-Oxide-Semiconductor
I	<i>Siehe</i> Input
I/O	<i>Siehe</i> Input / Output
I <sup>2</sup> C	<i>Siehe</i> Inter-Integrated Circuit
IC	<i>Siehe</i> Integrated Circuit
IDE	<i>Siehe</i> Integrated-Development-Environment
LS-TTL	<i>Siehe</i> Low-Power-Schottky-TTL
LVPECL	<i>Siehe</i> Low-Voltage-Positive-Emitter-Coupled-Logic
LV-TTL	<i>Siehe</i> Low-Voltage-Schottky-TTL
MIDI	<i>Siehe</i> Musical-Device-Digital-Interface
MISO	<i>Siehe</i> Master-In-Slave-Out
MOSI	<i>Siehe</i> Master-Out-Slave-In
O	<i>Siehe</i> Output
PECL	<i>Siehe</i> Positive-Emitter-Coupled-Logic
PIO	<i>Siehe</i> Parallel In / Out
PWM	<i>Siehe</i> Pulsweitenmodulation
Shield	<i>Siehe</i> bestückte Platine
SMD	<i>Siehe</i> Surface-Mounted-Device
SPI	<i>Siehe</i> Serial Peripheral Interface
THD	<i>Siehe</i> Through-Hole-Device
TTL	<i>Siehe</i> Transistor-Transistor-Logik
TWI	<i>Siehe</i> Two-Wire-Interface
UART	<i>Siehe</i> Universal Asynchronous Receiver Transmitter



Universum ..... *Siehe* Adressbereich eines Protokolls  
USB ..... *Siehe* Universal Serial Bus





## 1 Einleitung

Es existiert Software zum Simulieren eines Schlagzeuges zur Integration in Studiosoftware. Sie kommt für gewöhnlich dann zum Einsatz, wenn

- es an finanziellen Mitteln mangelt ein Schlagzeug analog aufzunehmen;
- aufgrund räumlicher Umstände eine Aufnahme zu laut wäre;
- oder ein Künstler flexibel in späteren Stadien der Produktion, hinsichtlich Notation und Klang, sein möchte.

Eine solche Software wird über eine MIDI-Datei angesprochen, kann allerdings auch live per MIDI-Signal getriggert (ausgelöst) werden. Der Schlagzeugsimulator „Addictive Drums“, beispielsweise, lässt die Einbindung 12 verschiedener Elemente zu, die auf unterschiedliche Weise angesprochen werden:

- Trommeln können in unterschiedlichen Zonen mit oder ohne Kesselrand angeschlagen
- Becken in unterschiedlichen Zonen angeschlagen oder festgehalten
- Die Hi-Hat in unterschiedlichen Zonen und dabei zusätzlich geöffnet werden



Abbildung 1.1: Benutzeroberfläche des Programmes Addictive Drums

## 1.1 Das MIDI-Signal

MIDI (Musical Device Digital Interface) ist vorrangig ein Standard zur Übertragung von Steuersignalen aus Musikinstrumenten zur Auslösung (Triggering) oder Aufzeichnung von Audiosignalen. Aber auch zum Auslösen von Events in Steuerungen findet das Protokoll Anwendung. Trotz geringer Taktrate, ist es noch weit verbreitet, da es nur Zustandsänderungen und nicht Zustände eines Universums (Adressbereich eines Protokolls) übermittelt. MIDI ist ein logisches, binäres Signal, dass sich im Bereich zwischen 0 – und 5mA bewegt. Es besteht aus 30Bits zu 3Byte-Paketen, die jeweils von einem Start- und Stopbit umhüllt werden.

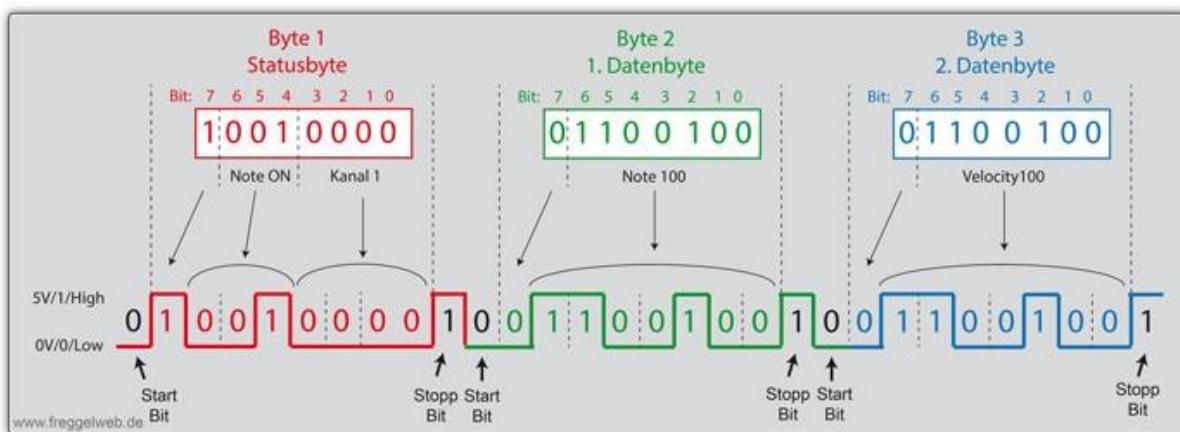


Abbildung 1.2: MIDI-Signal-Beispiel: „Note spielen; Kanal 1; Note 100 mit Intensität 100“<sup>1</sup>

Das erste Byte (Statusbyte) beginnt immer mit einer „1“. Folgende 3 Bits sind für eine Aktion reserviert. Die restlichen 4 Bits beschreiben die Kanaladresse (Instrument). Die 2 folgenden Datenbytes beginnen mit „0“. Folgende 7 Bits sind für die Adresse (Ton), bzw. Wert (Lautstärke) reserviert. Bei einer Baudrate von 31250 und einer Befehlslänge von 30bit ergibt sich ein Aktualisierungsfenster von:  $\frac{30\text{bit}}{31250\frac{\text{bit}}{\text{s}}} = 0,00096\text{s} = 0,96\text{ms}$

Tabelle 1.1: Eigenschaften MIDI-Protokoll

Baudrate	31250Bd
Aktualisierungsrate	0,96ms
Bittiefe	7bit
Note an [37]	1001
Note aus [37]	1000
Kanal für Schlagzeugspuren [37]	1001

Der Note-Off-Befehl, hier ausgeklammert, ist im Kanal 10 (Percussion) nicht zwingend erforderlich [38, S. 324]. Tatsächlich blockiert er die Leitung (0,96ms pro Befehl).

<sup>1</sup> <https://freggelweb.de/noLego/Fotos/DrumSet/MIDI-Signal-03.jpg>



## 2 Klärung der Aufgabenstellung

Eine sinnvolle Simulation eines Elektroschlagzeuges benötigt wenigstens 24 Kanäle, wovon der übermäßige Großteil analog sein muss. Dadurch können Schlagintensitäten erfasst und die Simulation so insgesamt dynamischer gestaltet werden.

1. Die messtechnische Aufnahme der Schläge soll mit mehreren Piezosensoren pro Element geschehen.
2. Das Muting der metallischen Becken kann über kapazitive Sensoren erfolgen.
3. Die Aufnahme der Trettiefe des Hi-Hat-Pedals kann mithilfe eines Wegaufnehmers, beispielsweise in Form eines Potentiometers geschehen.

Die Signale müssen nach einer kurzen Mikrocontroller-internen Verarbeitung zu der Studio-software auf dem PC gesendet und dann die Audio-Stereo-Summe zurück auf einen LINE-Ausgang gesendet werden.

Auf dem Weg von messtechnischer Aufnahme zur LINE-Signal-Ausgabe summieren sich verschiedene wesentliche Latenzen auf.

1. Aus Ausleesezeit des Mikrocontrollers für die Abfrage aller Eingangskanäle
  - Mit Latenz Analog-Digital-Wandler
2. Aus Baud-Zeit MIDI-Signal und der Notwendigkeit jedes MIDI-Event einzeln zu senden. Dabei treten maximal 5 Signale simultan aus:
  - Linker Hand
  - Rechter Hand
  - Rechtem Fuß
  - Und 2x linkem Fuß (Hi-Hat + Doppelfußpedal der Bassdrum)
  - auf.
3. Aus Datenpufferzeit des verwendeten seriellen Anschlusses am PC
4. Aus Studiosoftware/ Schlagzeug-Simulations-Software
5. Aus Datenpufferzeit für das Audio-Interface
6. Aus Digital-Analog-Wandler des Audio-Interfaces

Die Latenz ist bei vergleichbaren Projekten auf einem unakzeptablen Niveau, da der zeitliche Versatz zwischen Schlag und Erklingen des simulierten Klangs zu groß ist. Bei 20ms Latenz ist ein deutlicher Versatz zu hören, weswegen, beispielsweise 10ms, ein zufriedenstellendes Ergebnis darstellen würde.

Darüber hinaus müssen einige Parameter am Mikrocontroller einstellbar sein:

- Wechsel zwischen Niedrig-Latency- und Konfigurationsmodus



- Default Einstellungen/ gespeicherte Presets
- Pegelverstärkung der Elemente
- Schwellwerte der Elemente
- Adressen der Elemente
- MIDI-Startadresse

In der vorliegenden Arbeit werden zunächst anhand der Anforderungen passende Bauteile und Produkte zusammengestellt. Daraufhin wird der Vorgang vom Schlag zum erklingenden Ton in mehrere Meilensteine aufgeteilt und jeweils einzeln abgearbeitet. Zuletzt erfolgt eine Überprüfung der Funktionalität und einige Verbesserungsmaßnahmen, um den Anforderungen gerecht zu werden.

## 2.1 Tonqualität

Die Ansprüche der Tontechniker an saubere Signale im Live- und Studiobereich sind vergleichsweise sehr hoch. So wird eine Mindestsamplerrate von 44.100Hz; eine Mindest-Auflösung von 24bit und ein symmetrisches Audiosignal im LINE-Level vorausgesetzt.

Die meisten Arduino Controller haben die Möglichkeit mittels PWM-Signal [11, S. 17] einen Ton zu erzeugen. Ein hochqualitatives Audiosignal ist von Arduino-Plattformen, aufgrund hochfrequenter Störungen aus dem PWM-Signal, nicht zu entnehmen [13]. Der Arduino Due, beispielsweise, hat 2 integrierte D/A-Wandler. Allerdings haben diese nur eine Auflösung von 12bit. Es besteht die Möglichkeit über einen externen 24bit-D/A-Wandler ein akzeptables analoges Line-Signal zu erzeugen.

Jedoch ist in Hinsicht eines stabilen Audiotreibers, ein bestehendes Audio-Interface vorzuziehen. Mit diesem werden alle Anforderungen, hinsichtlich Tonqualität, erfüllt und bestmögliche Latenzen eingefahren.



## 2.2 Authentizität



Abbildung 2.1: Akustisches Schlagzeug<sup>2</sup>



Abbildung 2.2: Elektrisches Schlagzeug<sup>3</sup>

Es gibt 3 wesentliche Punkte, die bei gängigen Elektroschlagzeugen unauthentisch wirken.

1. Zunächst ein unangenehm starr wirkender Rebound an Trommeln und plastisch nachempfundenen Becken. Wirklich authentisch wird das Spielgefühl erst, wenn echte Schlagzeugfelle und echte metallische Becken verwendet werden. Tatsächlich gibt es Gewebefelle, sogenannte Mesh-Felle, die einen authentischen Rebound, jedoch keinen Ton erzeugen. Becken können über Gummielemente auf-, über- oder am Rand des Beckens gedämpft werden. Somit wird das Spielgefühl erhalten und für eine Messvorrichtung nur Transienten geliefert.
2. Darüber hinaus ist bei Elektroschlagzeugen bis ins Mittelklasse-Segment kein dynamisches Spielen möglich, da nur die Anschlaglautstärke, und nicht etwa das Anschlagen unterschiedlicher Bereiche, berücksichtigt wird. Durch Anbringung mehrerer, teilweise voneinander entkoppelter, Sensoren und deren Vergleich, kann dies realisiert werden.
3. Zuletzt erzeugt die Latenz, zwischen Schlag und Erklingen des Schlagzeuges, ein unbehagliches Spielgefühl an Elektroschlagzeugen.

Die Entfernung  $s$  einer Trommel oder Becken kann bis zu 1m betragen. Mit einer mittleren Schallgeschwindigkeit von  $c_s = 344 \frac{m}{s}$  [23, S. 326] beträgt die Latenz von Schlag bis zum Erreichen des Ohres  $t = \frac{s}{c_s} = \frac{1m \cdot s}{344m} \approx 0,0029s = 2,9ms$  an einem akustischen Schlagzeug. Dies gilt es zum Ideal für die Entwicklung eines Elektroschlagzeuges zu nehmen.

## 2.3 Latenz

Die Ansprüche des Musikers an ein latenzfreies Monitoring seines Instrumentes sind sehr hoch und stellen ein ernstes Problem dar. Die kritisch-wahrnehmbare Grenze, zwischen Schlag und Erklingen eines Tones, erfolgt sehr subjektiv. Man kann sagen, dass

- eine Latenz von 20ms einen unzumutbaren Zustand darstellt [33];
- 10ms ein moderater Zustand ist;

<sup>2</sup> [https://thumbs.static-thomann.de/thumb/bdbmagic/pics/bdb/411552/12086787\\_800.jpg](https://thumbs.static-thomann.de/thumb/bdbmagic/pics/bdb/411552/12086787_800.jpg)

<sup>3</sup> [https://thumbs.static-thomann.de/thumb/bdbmagic/pics/bdb/360203/11774795\\_800.jpg](https://thumbs.static-thomann.de/thumb/bdbmagic/pics/bdb/360203/11774795_800.jpg)

- jedoch 2ms unterbewusst noch wahrnehmbar sind.

Dies beweist die branchenübliche Anwendung des Haas-Effektes [22] bei Großveranstaltungen, bei denen unter Zuhilfenahme mehrerer voneinander versetzter Line-Array-Paare Audiosignale nicht etwa phasengleich den Zuhörer erreichen sollen, sondern um mindestens 2ms verschoben werden. So identifiziert der Zuhörer die Quelle des Schalles als die Bühne vor der das erste Line-Array-Paar aufgestellt ist<sup>4</sup>.

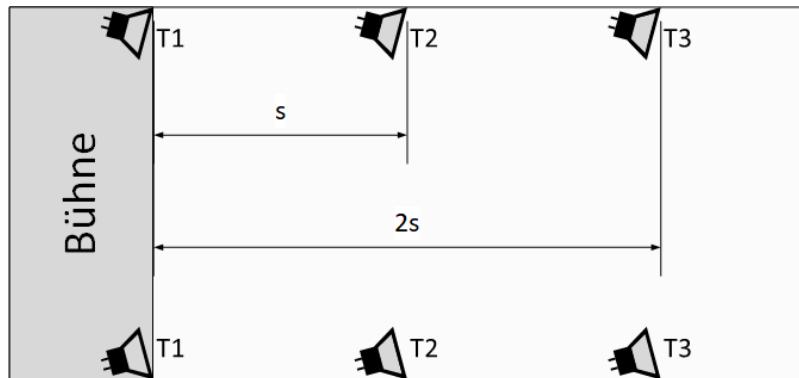


Abbildung 2.3: Aufstellung dreier Line-Array-Paare auf einer Großveranstaltung

$$T_2 = T_1 + \frac{s}{344 \text{ m/s}} + t_{Haas} \quad T_3 = T_1 + \frac{2 \cdot s}{344 \text{ m/s}} + t_{Haas} \quad t_{Haas} = \{2\text{ms}; \dots; 35\text{ms}\}$$

- Das Auslesen eines Analogkanals an einem Arduino-Mikrocontroller dauert in der Basiseinstellung ungefähr 0,1ms. Geht man, sicherheitshalber, von 30 auszulesenden Kanälen aus, so geht hieraus eine minimale Latenz von 0,1ms und maximale Latenz von 3ms hervor.
- Die Weiterverarbeitung der Daten auf dem Mikrocontroller ist zu vernachlässigen.
- Das Senden eines MIDI-Signals aus dem Mikrocontroller dauert, protokollbedingt, maximal 1ms (siehe Kapitel 1.1).
- Der darauffolgende wesentlichste Teil der Latenzen ist nicht vorauszusagen und hardwareabhängig:
  - Zeit zum Erreichen der Audiosoftware (Audio-Interface & Treiber)
  - Zeit aus Synthesizer Addictive Drums (PC)
  - Datenpuffergröße Audio-Interface (PC & Treiber)
  - D/A-Wandler des Audio-Interface
  - Tonausgabe, bedingt vom Wiedergabegerät.
- Letzlich summiert sich die Entfernung der Lautsprecher zum Ohr mit 2,9ms pro Meter Entfernung (siehe Kapitel 2.2) auf.

Ob die Umsetzung eine zufriedenstellende Latenz erreichen wird, muss am Ende im Feld getestet werden.

<sup>4</sup> Gespräch mit Maximilian Kupfer, Tontechniker Staatstheater Stendal am 03.03.2018



## 2.4 Kanäle

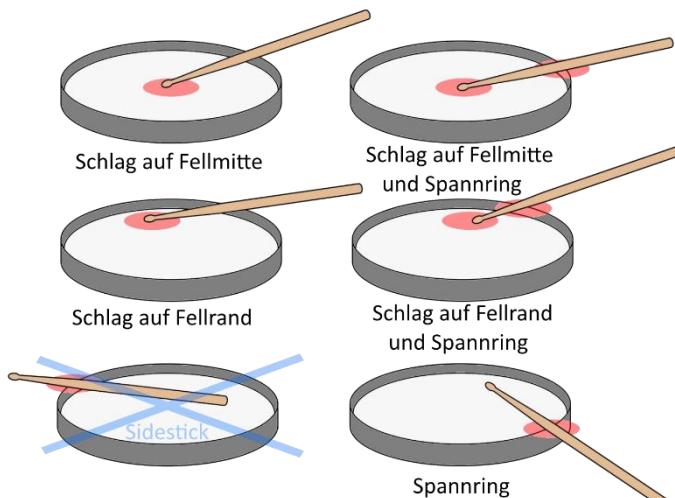


Abbildung 2.4: Schlagbereiche auf Trommeln

Becken können ebenfalls verschieden angespielt werden. In Addictive Drums wird jedoch nur das Ride-Becken in seiner Spielweise unterschieden (siehe Abbildung 2.5). Das Schlagen eines Beckens auf „Glocke“; „Rand“ oder „Mitte“ erzeugt ein jeweils charakteristisches Frequenzspektrum. Dies kann bei der späteren Auswertung des Messsignals eine Möglichkeit zur Unterscheidung der Schlagbereiche eröffnen.

Die übrigen Crash-; Splash-, bzw. China-Becken werden nur mit einem Anschlag beschrieben.

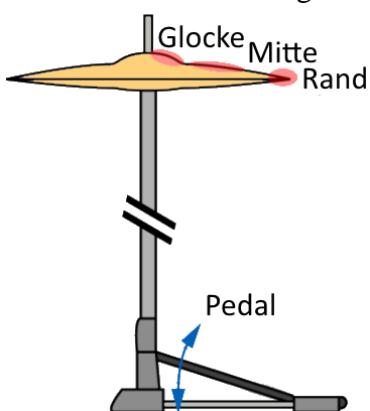


Abbildung 2.6: Schlagbereiche auf der Hi-Hat

Die einzelnen softwareseitigen MIDI-Kanäle können durch folgende Maximalanzahl physischer Messkanäle beschrieben werden:

Trommeln können verschiedene angeschlagen werden (siehe Abbildung 2.4). Das Programm Addictive Drums sieht jedoch nur bei der Snaredrum die Unterscheidung zwischen dargestellten Varianten vor. Bei ihr wird zusätzlich eine Unterscheidung zwischen „Fellmitte links“ und „Fellmitte rechts“ vorgenommen.

Die Toms werden nur zwischen „Schlag auf Fellmitte“ und „Schlag auf Fellmitte und Spannring“ unterschieden.

Die Bassdrum, welche mit dem Fuß gespielt wird, wird hinreichend mit Schlag auf Fellmitte abgebildet.

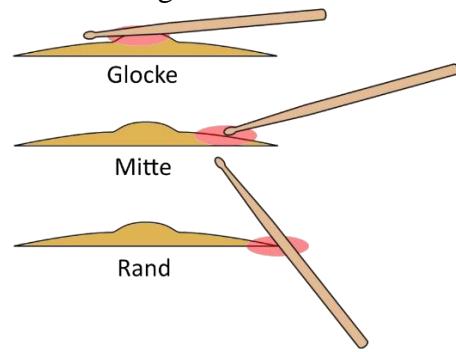
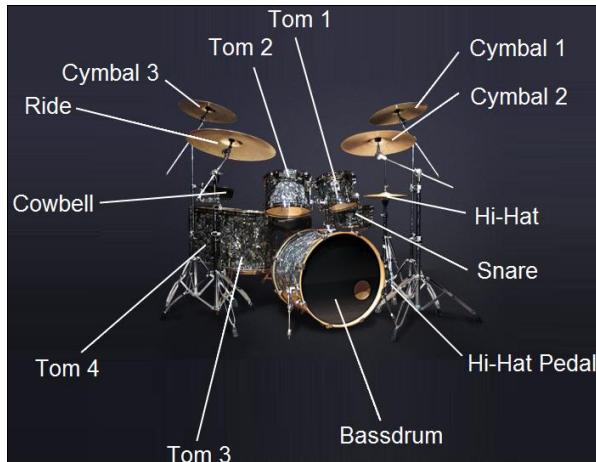


Abbildung 2.5: Schlagbereiche auf Becken

Die Hi-Hat stellt ein kompliziertes Element dar. Es kann wie das Becken auf 3 unterschiedlichen Bereichen angeschlagen werden. Die Software Addictive Drums beachtet dabei zusätzlich die Öffnung des Fußpedals (siehe Abbildung 2.6). Damit werden die Anschlagbereiche eine Funktion der Öffnung des Hi-Hat-Pedals.

Das Anschlagen der unterschiedlichen Bereiche des oberen Beckens der Hi-Hat erzeugt, wie beim normalen Becken ein charakteristisches Frequenzspektrum. Allerdings hat die Öffnung der Hi-Hat (über das Fußpedal) einen maßgeblichen Einfluss der Einfärbung im Obergangsbereich.

**Tabelle 2.1: Festlegung maximal benötigter physischer Messkanäle**



Das Programm Addictive Drums bietet eine begrenzte Anzahl an Schlagzeugelementen (siehe Abbildung 2.7). Die Schlagzeugelemente werden über verschiedene MIDI-Adressen angesprochen, um verschiedene Audio-Events zurückzugeben. Ausnahme stellen die Bassdrum und die Kuhglocke („Cowbell“) dar. Sie können durch einen einzigen Messkanal abgebildet werden.
Um die entsprechende Audio-Events innerhalb eines Schlagzeugelements zu unterscheiden werden folgende Messkanäle benötigt:

**Abbildung 2.7: Schlagzeugelemente im Programm Addictive Drums 1 (Screenshot)**

Element	Signaltyp	Laufender Kanal
Bassdrum	Schlag auf Fell (zentral)	1
Snare	Schlag auf Fell (links)	2
	Schlag auf Fell (rechts)	3
	Schlag auf Fell (randseitig)	4
	Schlag Spannring	5
	Schlag auf Fell (zentral)	6
Tom 1	Schlag Spannring	7
	Schlag auf Fell (zentral)	8
Tom 2	Schlag Spannring	9
	Schlag auf Fell (zentral)	10
Tom 3	Schlag Spannring	11
	Schlag auf Fell (zentral)	12
Tom 4	Schlag Spannring	13
	Schlag auf Becken (Kante)	14
Hi-Hat	Schlag auf Becken (Mitte)	15
	Schlag auf Becken (Glocke)	16
	Position Fußpedal	17
	Schlag auf Becken	18
Cymbal 1	Berührung	19
	Schlag auf Becken	20
Cymbal 2	Berührung	21
	Schlag auf Becken	22
Cymbal 3	Berührung	23
	Schlag auf Becken	24
Ride	Schlag auf Becken (Mitte)	25
	Schlag auf Becken (Glocke)	26
	Berührung	27
	Schlag	28
Cowbell		



## 2.5 Anforderungslisten

Im Folgenden ist ein umfangreicher Anforderungskatalog aufgeführt. In ihm werden verbindliche feste Anforderungen (F) und richtungsweisende Wunschvorgaben (W) katalogisiert. Die aufgelisteten Anforderungen bilden die Grundlage für den Konzipierungsprozess.

Das gesamte Produkt besteht aus:

- dem umgebauten Schlagzeug mit den Messaufnehmern
- einem interpretierenden Controller, der MIDI-Signale generiert
- einem Audio-Interface, dass die MIDI-Signale an den PC weitergibt und Audio-Signale ausgibt
- dem Computer mit einer Audio- und Schlagzeugsoftware

Innerhalb des gesamten Aufbaus summieren sich verschiedenste Latenzen auf. Sie sollten im gesamten kleiner als 10ms ausfallen, um ein vergleichbares Spielgefühl zum Akustikschlagzeug zu erhalten.

Da das Projekt als Umbaumaßnahme angesetzt ist, ist zwingend erforderlich, dass das Schlagzeug nicht durch Sägearbeiten; Bohrungen und dergleichen angepasst wird. Es muss möglich sein das Schlagzeug wieder zu einem normalen akustischen Schlagzeug zurückzubauen.

Abteilung, Verantwortlicher		Produkt	Datum
		Gesamtprodukt	27.09.2019
Art	Beschreibung	Werte	Quelle, Datum
W	Geringe Gesamtlatenz	≤ 10ms	Kapitel 2.3, 28.01.2018
W	Hohe Schlagempfindlichkeit	-	A. König, 27.09.2019
F	Umbau des Schlagzeuges ohne zerstörende Anpassungsmaßnahmen	-	A. König, 10.02.2018
F	Audio-Software	Cubase	A. König, 10.02.2018
F	Schlagzeug-Emulations-Software	Addictive Drums	A. König, 10.02.2018

Das Know-How eines etablierten Audio-Interface-Herstellers soll genutzt werden, um von stabilen Audiotreibern und geringen Latenzen zu profitieren. Das Audio-Interface muss einen MIDI-Eingang aufweisen und 2 getrennt ansprechbare Stereo-Audio-Ausgänge besitzen. Damit ist es möglich:

- zum einen die Audio-Summe des Schlagzeuges zu einem Mischpult zu schicken
- und zum anderen dem Schlagzeuger ein Metronom und direkten Mix des Schlagzeuges zu schicken.



Damit erhält der Schlagzeuger die Möglichkeit zu bereits sequenzierten Audio-Spuren zu spielen; Studioaufnahmen mit Metronom einzuspielen und das Gespielte live zu hören, ohne die Latenz durch den Weg in ein Mischpult zurück zum Monitoring in Kauf nehmen zu müssen.

Mindestens ein Audio-Ausgang muss eine Mindestbittiefe von 24bit bei einer Samplerate von mindestens 44,1kHz aufweisen. Das ist allgemein im Veranstaltungs- und Studiobereich geforderter Standard.

Abteilung, Verantwortlicher		Produkt	Datum
		Audio Interface	28.01.2018
Art	Beschreibung	Werte	Quelle, Datum
F	Zulieferkomponente	-	A. König, 10.02.2018
	MIDI-Eingang	$\geq 1x$	A. König, 25.09.2019
	Stereo-Audio-Ausgänge	$\geq 2x$	A. König, 19.02.2018
	Samplerate eines Audioausgang	$\geq 44.100\text{Hz}$	Kapitel 2.1, 03.03.2018
	Bittiefe D/A-Wandlung Audio-Ausgang	$\geq 24\text{bit}$	Kapitel 2.1, 03.03.2018
	Treiber mit Niedriglatenz	$\leq 6\text{ms}$	A. König, 10.02.2018
	Hohe Treiberstabilität	-	Kapitel 2.1, 20.02.2018

Je nach Softwareanbieter unterscheiden sich die MIDI-Adressen zur Auslösung von Audio-Events. Deswegen sollte auf dem Controller eine Möglichkeit zur Speicherung von Presets (der MIDI-Adressen) vorhanden sein. Damit würde der Controller beispielsweise für eine Vermietung interessant werden.

Sämtliche schaltungstechnische Einzelaufgaben sollten, wenn möglich, durch Zulieferkomponenten nach dem Black-Box-Prinzip gelöst werden (dabei wird nur der Eingang und der Ausgang einer Komponente betrachtet), um ein einfaches stabiles Zusammenwirken von Komponenten zu erhalten. So ist beispielsweise ein Arduino-Board zu nutzen. Diese sind über Firmware und Bibliotheken bereits so eingerichtet, dass die Nutzung von Eingangs- und Ausgangskanälen anwenderfreundlich und fehlersicher umgesetzt werden kann.

Das Gehäuse sollte an dem Hi-Hat-Stativ befestigt werden, um dem Schlagzeuger in geringer Reichweite die Bedienung zu ermöglichen. Es muss die Einstellung von Schwellwerten; MIDI-Adressen und der Verstärkung der einzelnen Signale ermöglichen. Wichtig ist der feste Sitz sämtlicher Steckverbindungen, da das Spielen des Schlagzeuges ein hohes Maß an Vibration erzeugen kann.



		Produkt	Datum
		Controller	25.09.2019
	Art	Beschreibung	Werte
Elektronik	F	Mikrocontroller	Arduino-Board
	W	Aufgabenlösungen nach Black-Box-Prinzip	-
	F	Abschirmung der Signalleitungen	-
	W	Speichermöglichkeit für MIDI-Adressen Konfigurationen	-
Gehäuse	F	Klemmung an Hi-Hat-Stativ	ø 40mm
	F	MIDI-Adressen Verstelleinrichtung	Pfeiltasten
	F	Display für MIDI-Adressen	min. 3 Zahlssegmente
	F	Verstellung der Verstärkung	Drehpotentiometer
	F	Display für Verstärkung	Bargraph
Steckplätze	F	Anzahl Eingangskanäle	≥ 28
	F	Spannungsversorgung	Schuko; 230V; 1~; ≤16A; 50Hz
	F	Schnittstelle zu Audio-Interface	MIDI
	F	Schnittstelle zu Computer	USB
	F	Hohe Klemmkraft der Steckverbindungen	≥ 5N

Der Umbau der Trommeln ist derart zu erfolgen, dass sich ein gewohnt natürliches Spielgefühl, wie es auf einem akustischen Schlagzeug erfahren wird, einstellt. Dies sollte beispielsweise durch das herkömmliche Einstellen eines Schlagfelles über die Spannschrauben erreicht werden. Die Sensoren müssen in der Lage sein, verschiedene Intensitäten wahrzunehmen. Außerdem variieren die Anzahl an Schlagbereichen von:

- 1 (gewöhnliches Triggerpad)
- zu 2 (Mitte Schlagfell und Rim)
- zu 4 (Schlagfell links und rechts; Schlagfellrand umlaufend und Rim)

Abteilung, Verantwortlicher		Produkt	Datum
		Trommeln	28.01.2018
	Art	Beschreibung	Werte
	F	Schlag mit Stick	200N
	F	Natürliches Spielgefühl	-
	W	Einstellbarer Rebound	-
	F	Anschlagbereiche	1 bis 4
	W	Anschlagdynamik	-



Die metallischen Becken des Schlagzeuges werden im Spielgefühl als nicht zu ersetzen angenommen. Deswegen sind sie fester Teil der Anforderung. Die Sensorik muss in der Lage sein 3 unterschiedliche Anschlagbereiche zu unterscheiden:

- Beckenkante (Edge)
- Beckenmitte (Pearl)
- Glocke (Bell)

Dabei muss ebenfalls die Intensität aufgenommen und darüber hinaus ein Berühren des Beckens durch die Hand wahrgenommen werden.

Abteilung, Verantwortlicher		Produkt	Datum
		Becken	28.01.2018
Art	Beschreibung	Werte	Quelle, Datum
F	Nutzung echter Metallbecken	-	A. König, 28.01.2018
	Schlag mit Stick	150N	A. König, 28.01.2018
	Anschlagbereiche	1 bis 3	Kapitel 2.2, 03.03.2018
	Anschlagdynamik	-	A. König, 28.01.2018
	Erfassung von Berührungen mit der Hand		A. König, 28.01.2018



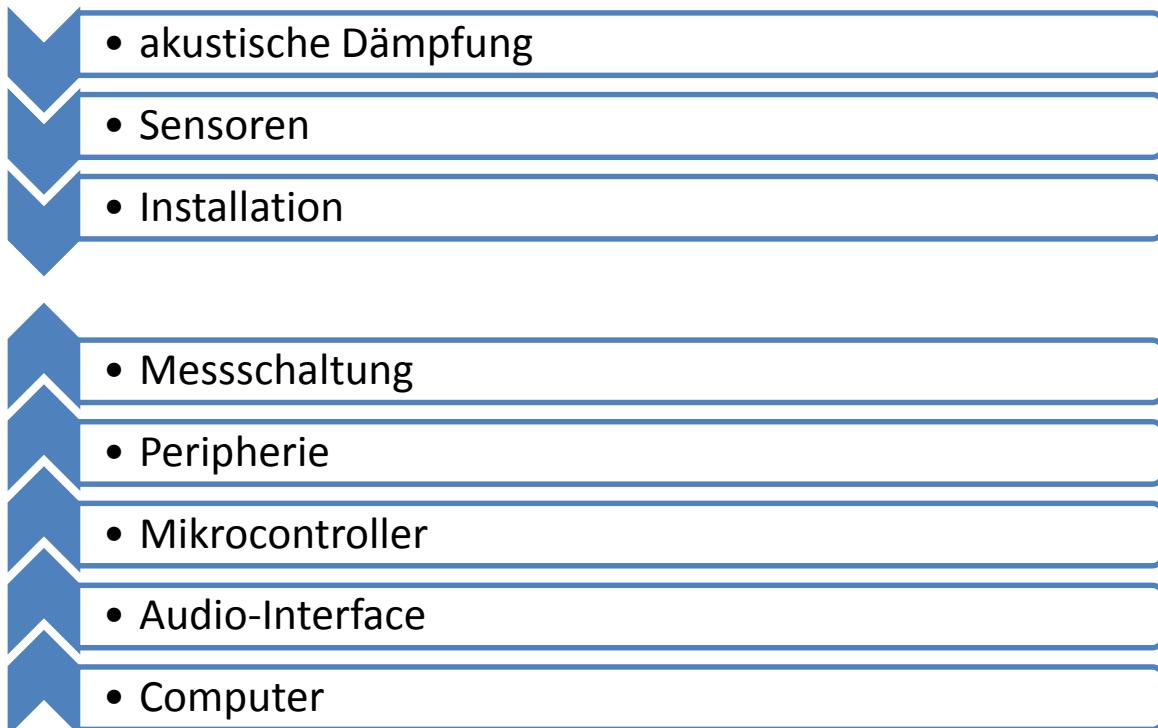
### 3 Konzipierung der Hardware

Das Gesamtsystem besteht aus Hardware und zugehöriger Software. Die computerseitige Software (Treiber Audio-Interface; DAW und Schlagzeug-Emulator) sind Zuliefererkomponenten (siehe Kapitel 2.5). Die Software für die Auswertung der Messkanäle und Erzeugung eines MIDI-Signals muss geschrieben werden.

Die Hardware kann nach dem bottom-up-Prinzip in mehrere abgrenzbare Funktionsgruppen zerlegt werden. Jede Funktionsgruppe ist für sich als getrennte Einheit zu betrachten. Dabei muss von 2 Seiten an die Problemstellung herangegangen werden.

- Auf der einen Seite muss eine Lösung ausgehend von den Schlagzeugelementen zu der Installation der Sensoren gefunden werden
- Auf der anderen Seite muss ausgehend von der Software auf dem Computer zum Mikrocontroller und den Messschaltungen eine Lösung erarbeitet werden

Während der Konzipierung sind, wenn nötig, Versuche und Messungen durchzuführen, um die Umsetzbarkeit zu prüfen. So ist sichergestellt, dass der Eingang (Geometrie und Signalparameter) für die nächste Funktionsgruppe klar definiert ist.



### 3.1 Akustische Dämpfung



Abbildung 3.1: Bestandteile des akustischen Schlagzeuges

Das Schlagzeug (siehe Abbildung 3.1) besteht aus 2 grundsätzlich unterschiedlichen Gruppen:

- Trommeln, hier mit weißen Fellen bespannt
- und Becken, hier messingfarben zu erkennen.

Die einzelnen Untervarianten der beiden Gruppen sind grundsätzlich gleich aufgebaut und unterscheiden sich nur durch den Durchmesser. Ausnahme bilden die Hi-Hat, die aus 2 übereinander positionierten Becken besteht und das China Becken, dass umgekehrt aufgehängt wird und, je nach Modell, eine anders ausfallende Glocke aufweist.

Für die Gruppen Becken und Trommeln gilt es eine Lösung zu finden, die das Ertönen eines Klanges beim Schlagen möglichst auf den Transienten reduziert.

#### 3.1.1 Trommeln

Die Trommeln sind mit einem Schlagfell und einem rückseitigen Resonanzfell bespannt. Wird das Schlagfell in Schwingung versetzt, regt es das Resonanzfell zur Schwingung an. Das Resonanzfell hat für das elektrische Schlagzeug bestenfalls optische Bedeutung. Für die Funktion ist das Resonanzfell in jedem Fall störend und sollte entfernt werden.

Das Schlagfell hat die Aufgabe den Transienten des Schlages an einen Sensor weiterzugeben, sollte jedoch nicht Nachschwingen, da dieses bei hoher Empfindlichkeit als Schlag interpretiert



werden könnte. Es gibt grundsätzlich 2 Möglichkeiten den Klang auf den Transienten zu reduzieren und gleichzeitig den geforderten Rebound eines Akustik-Schlagzeuges zu bewahren.

**Tabelle 3.1: Konzepte zur Abdämpfung von Schlägen auf Trommeln**

Variante 1: Abdämpfung des Schlagfells



**Abbildung 3.2: Remo Schlagfell Clear; Remo Muffler und Gewebeklebeband**

Das Schlagfell wird unterseitig durch einen sogenannten „Muffler“ abgedämpft. Er besteht aus einer Plastikschale, die durch den Spannring des Schlagfells gespannt wird, und einem Schaumstoffring. Zusätzlich kann die Oberseite des Schlagfells abgeklebt werden. Bei dieser Variante muss das Resonanzfell unbedingt auf die gleiche Weise abgedämpft werden oder abgebaut werden. Preislich liegt der Muffler im Bereich eines beliebigen Schlagfelles.

- Resonanzfell muss entfernt werden
- Auch stark abgedämpftes Schlagfell erzeugt Klang

Variante 2: Entfernung des Schlagfells



**Abbildung 3.3: Meshhead Remo Silentstroke**

Ein sogenanntes „Meshhead“ besteht aus einem auf den Spannring aufgezogenem perforierten Gewebe. Es bietet die Schlagigenschaften eines gewöhnlichen Schlagfelles, wobei die Kangerzeugung nahezu abgeschaltet wird. Durch die Perforierung kommt es nicht zur Verdichtung der Luft im Trommelkessel, sodass auch das Resonanzfell nicht darüber angeregt wird. Preislich liegt ein Meshfell einem gewöhnlichen Schlagfell nahe.

- + Einfache Lösung
- + Resonanzfell kann erhalten bleiben (Optik)
- + Durch Perforierung keine, bzw. geringste Kangerzeugung

Gewählt wird die Variante 2, da sie preislich keinen Unterschied zur Variante 1 darstellt und alle Funktionen in einem Bauteil vereint. Die Meshheads des Herstellers Remo sind von 6“ bis 24“ Durchmesser erhältlich und eignen sich, laut Vertrieb, besonders gut für die Triggerabnahme [41].

### 3.1.2 Becken

Zu der Abdämpfung der Becken bieten sich folgende Konzepte an:

**Tabelle 3.2: Auflistung Konzepte zur Abdämpfung von Becken**

Variante 1: Gewebeklebeband	Variante 2: Umlaufende Gum- milippe	Variante 3: Aufliegende Gum- mimatte	Variante 4: Gummierete Klemme
			
geringes Dämpfungsverhalten zu erwarten	Selbstklemmend ansprechende Optik gutes Dämpfungsverhalten zu erwarten	Spielbereich bleibt zugänglich sehr gutes Dämpfungsverhalten zu erwarten	Becken gerät in Schräglage Optik unprofessionell verhältnismäßig teuer hervorragendes Dämpfungsverhalten zu erwarten
-	-	+	-
Kleberückstände günstig	+	+	-



**Abbildung 3.4: Gewählte Abdämpfung der Becken**

gegenüberliegenden Klemmen, würde das Problem aufgrund des Rotationsfreiheitsgrades nicht ausschließen. Der Einsatz von Klebeband lässt im Gegensatz zu Schlagfellen keine große Dämpfung erwarten. Wird bei einem dünnen Schlagfell durch Beklebung mehr Steifigkeit eingebracht, so ist ein Metallbecken von vornherein steif. Gegebenenfalls wird im

Becken werden mit leichtem Gefälle von einer Kante zur gegenüberliegenden Kante in Richtung des Schlagzeugers aufgehängt. Sie sind frei in der Drehung ihrer Rotationsachse gelagert und hochdynamisch belastet. Der Einsatz einer exzentrischen Klemme würde dazu führen, dass das Becken sich mit der Klemme in den Spielbereich des Schlagzeugers dreht und schließt damit aus. Auch der Einsatz von 2



oberen Frequenzspektrum eine Dämpfung festzustellen sein. Zuletzt ist das Klebeband durch seine Kleberückstände ungeeignet, da Becken ein teures Handelsgut darstellen.

Gewählt wird die Paarung von Variante 2 und 3 (siehe Abbildung 3.4). Sie vereint höchste Erwartungen an die Abdämpfung und ist optisch höchst ansprechend. Meinl bietet mit dem „Cymbal Mute Set“ ein komplettes System, bestehend aus:

- 2 Dämpfern für eine 14“ Hi-Hat
- ein 16“-Crashbecken-Dämpfer
- ein 18“-Crashbecken-Dämpfer
- ein 20“-Ridebecken-Dämpfer an.



Abbildung 3.5: Meinl Cymbal Mute ®<sup>5</sup>

Es deckt die gängigen Schlagzeugsets ab und kann beliebig erweitert werden. Für die Gummiierung des Beckenrandes eignet sich beispielsweise ein handelsüblicher Kantenschutz für Bleche. Er ist selbstklemmend und passt mit einem elastischen Klemmspalt von 0,6mm [9] ideal über nahezu jedes Beckenformat.

Technische Daten							
Art.-Nr.	Typ	Breite (W)	Breite (W2)	Stegbreite (W3) (imperial)	Stegbreite (W4)	Höhe (H)	Höhe (H2)
800-00200	PS1	1,2	0,6	–	–	5,0	3,15

Alle Maße in mm. Technische Änderungen vorbehalten.

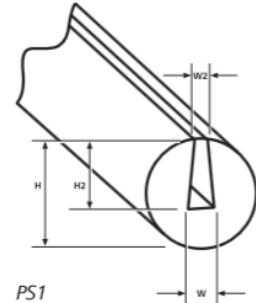


Abbildung 3.6: Auszug Technisches Datenblatt Hellermann Tyton PS1-PVC-BK-75M<sup>6</sup>

<sup>5</sup> [https://meinlcymbals.com/typo3temp/firerlike/@3731\\_3e6483fd46474620ab06c23e6edac817-3600-3600.png](https://meinlcymbals.com/typo3temp/firerlike/@3731_3e6483fd46474620ab06c23e6edac817-3600-3600.png)

<sup>6</sup> [http://www.productinfo.conrad.com/datenblaetter/525000-549999/542918-da-01-de-KANTEN-SCHUTZ\\_PS1\\_PS1\\_PVC\\_BK.pdf](http://www.productinfo.conrad.com/datenblaetter/525000-549999/542918-da-01-de-KANTEN-SCHUTZ_PS1_PS1_PVC_BK.pdf)

### 3.1.3 Messung der Dämpfung mit Mikrophon

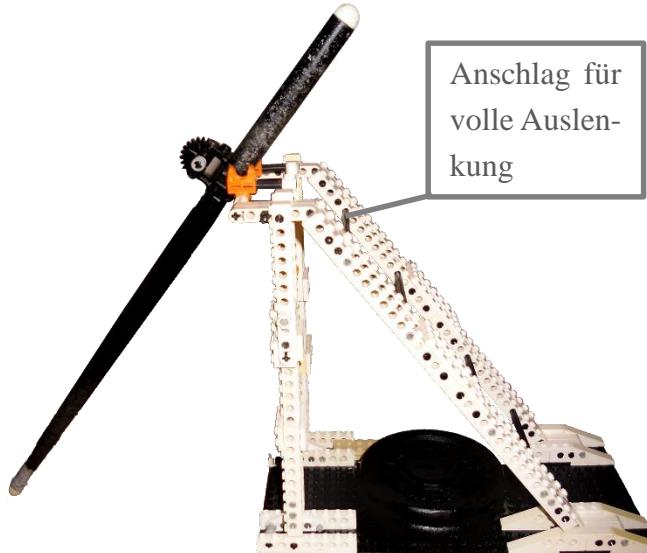


Abbildung 3.7: Schlagpendel zur Erzeugung wiederholbarer Schläge

Vor und nach der Installation der gewählten Anpassungsmaßnahmen wird eine Messung mit einem Mikrophon ausgeführt und die Werte verglichen. Von Bedeutung sind eine kurze Abklingzeit und die Erkennbarkeit eines rasch eintretenden Peaks. Nur auf dieser Grundlage kann ein elektronisches Schlagzeug realisiert werden.

Die Schläge werden mit einem Schlagpendel ausgeführt, um eine definierte Schlagenergie auf das Element zu gewährleisten. So sind die Werte vor und nach den Umbaumaßnahmen vergleichbar. Das Schlagpendel wird voll ausgelenkt.

Als Mikrophon wird ein Neumann M147 Tube gewählt. Es weist einen stark linearen Frequenzgang auf (Abbildung 3.8). Seine Kapsel wird mit einem Abstand von 50cm koaxial zur Rotationsachse der Schlagzeugelemente positioniert.

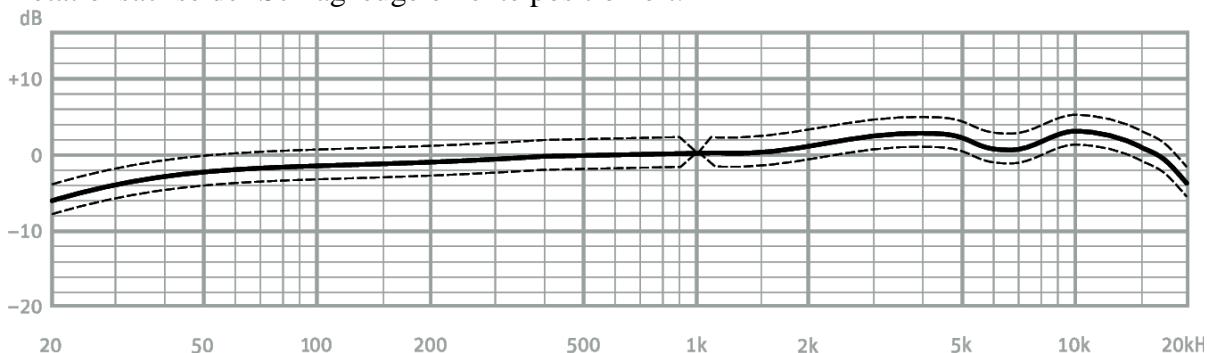


Abbildung 3.8: Frequenzgang Messmikrophon Neumann M147 Tube<sup>7</sup>

Als Audio-Interface dient ein Tascam US122-MKII, dessen Vorverstärkung bei jeder Messung fest auf 9 von 10 Stufen eingestellt wird. Aufgenommen wird mit 24bit bei 44,100kHz.

Die Trommeln werden in folgenden Schritten gemessen:

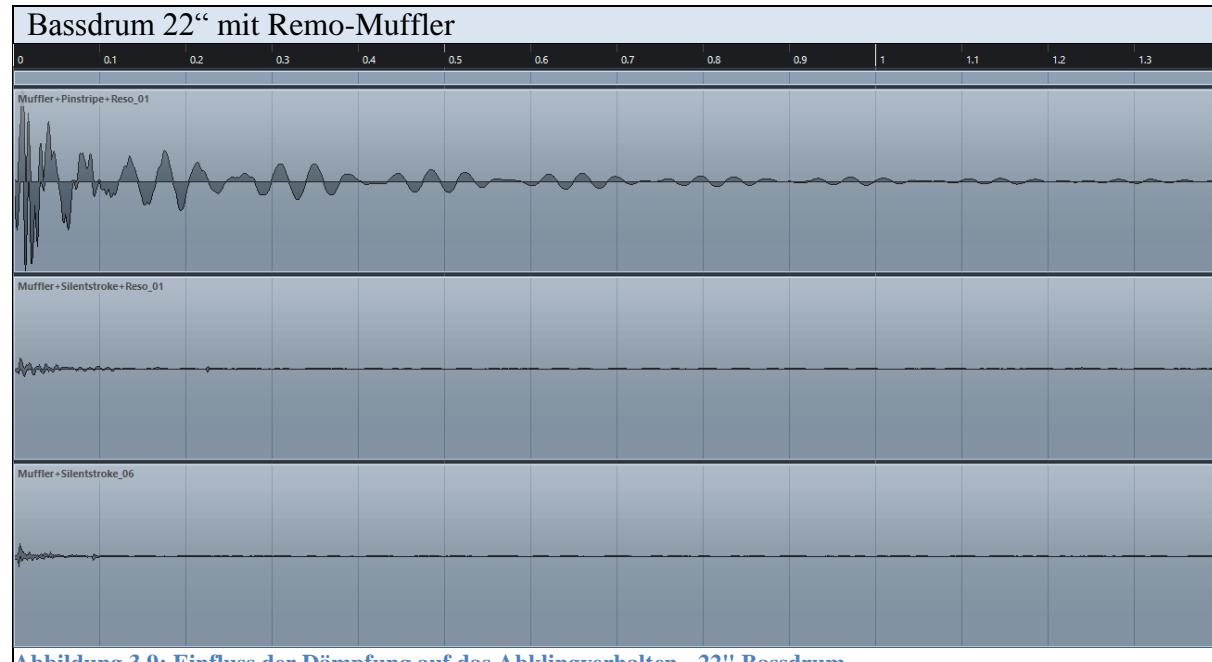
- zunächst mit normalem Schlagfell (Remo Pinstripe, bzw. Powerstroke) und Resonanzfell
- Im nächsten Schritt wird das Schlagfell durch ein Mesh-Head Remo Silentstroke ersetzt
- Im letzten Schritt wird das Resonanzfell entfernt

Die Bassdrum wird von vornherein mit einem Remo-Muffler bestückt, da ihre Abklingzeit im akustischen Bereich bereits zu lang ist. Die Snare wird bei Bezug mit dem Mesh-Head direkt mit einem Remo-Muffler bezogen, da er für die spätere Sensormontage notwendig wird.

<sup>7</sup> <https://de-de.neumann.com/file-finder?product=M%20147%20Tube&category=microphones>



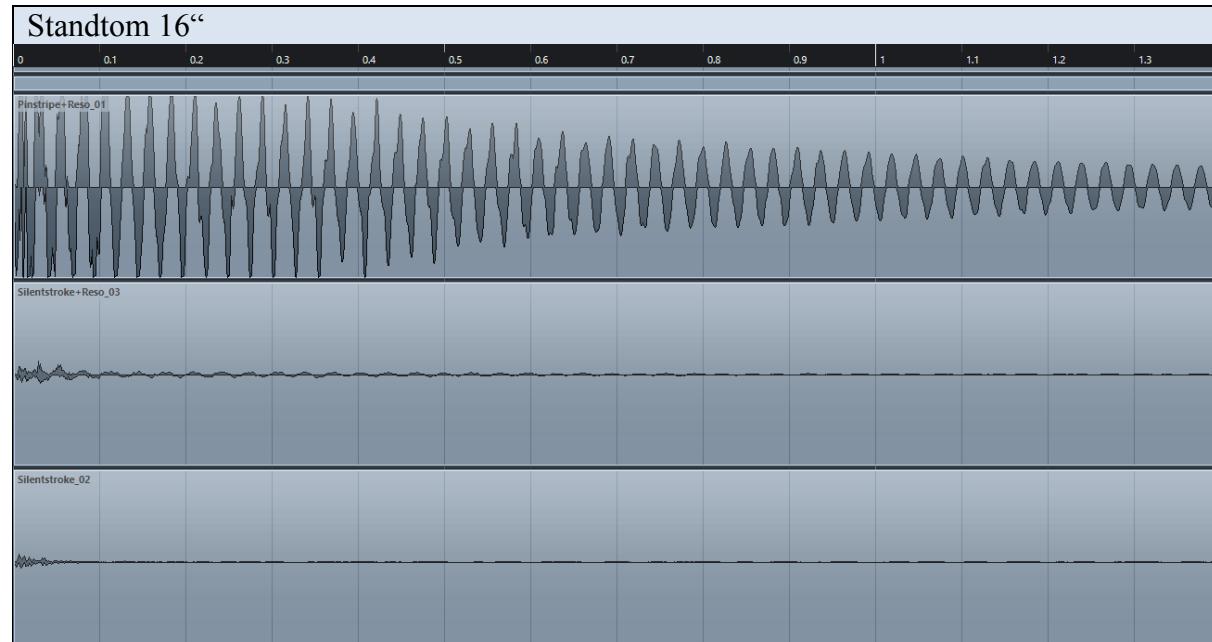
**Tabelle 3.3: Abklingzeiten der 22"-Bassdrum unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.9: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 22" Bassdrum**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Mesh-Head	Ausbau Resonanzfell
≈ 1500ms	≈ 130ms	≈ 80ms

**Tabelle 3.4: Abklingzeiten des 16"-Standtom unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.10: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 16"-Standtom**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Mesh-Head	Ausbau Resonanzfell
≈ 2000ms	≈ 800ms	≈ 80ms



**Tabelle 3.5: Abklingzeiten des 13“-Tom unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.11: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 13“-Tom**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Mesh-Head	Ausbau Resonanzfell
≈ 1600ms	≈ 480ms	≈ 80ms

**Tabelle 3.6: Abklingzeiten des 12“-Tom unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**

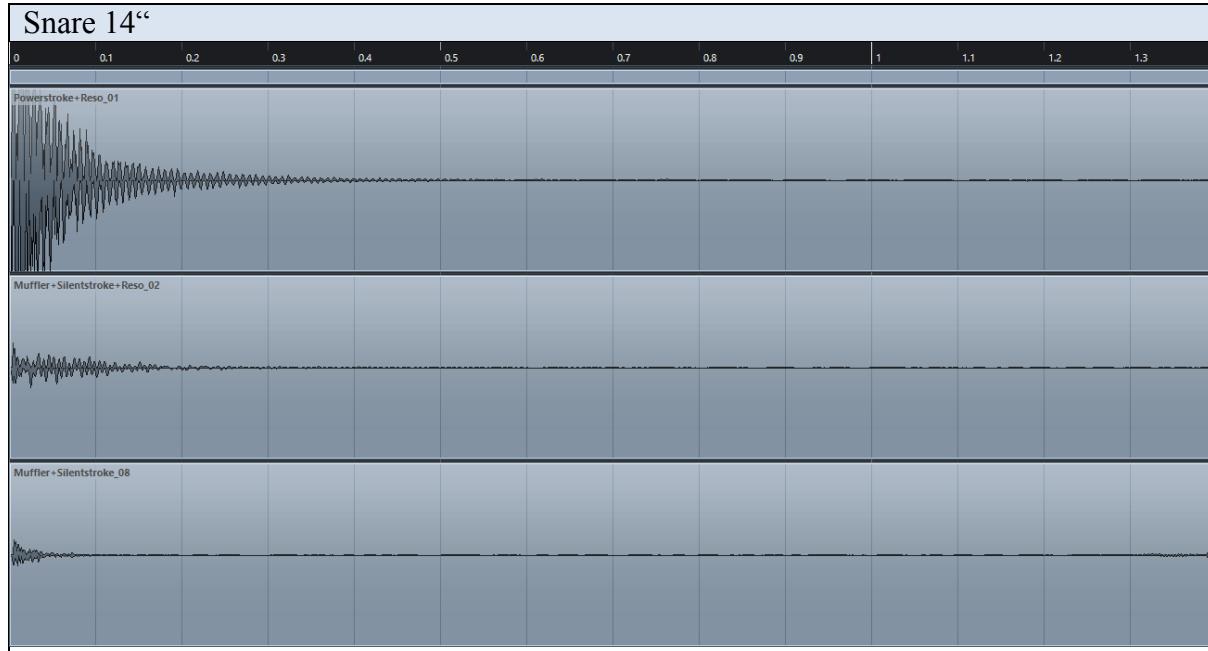


**Abbildung 3.12: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 12“-Tom**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Mesh-Head	Ausbau Resonanzfell
≈ 1500ms	≈ 500ms	≈ 80ms



**Tabelle 3.7: Abklingzeiten der 14“-Snare unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.13: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 14“-Snare**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Mesh-Head und Muffler	Ausbau Resonanzfell
≈ 550ms	≈ 300ms	≈ 80ms

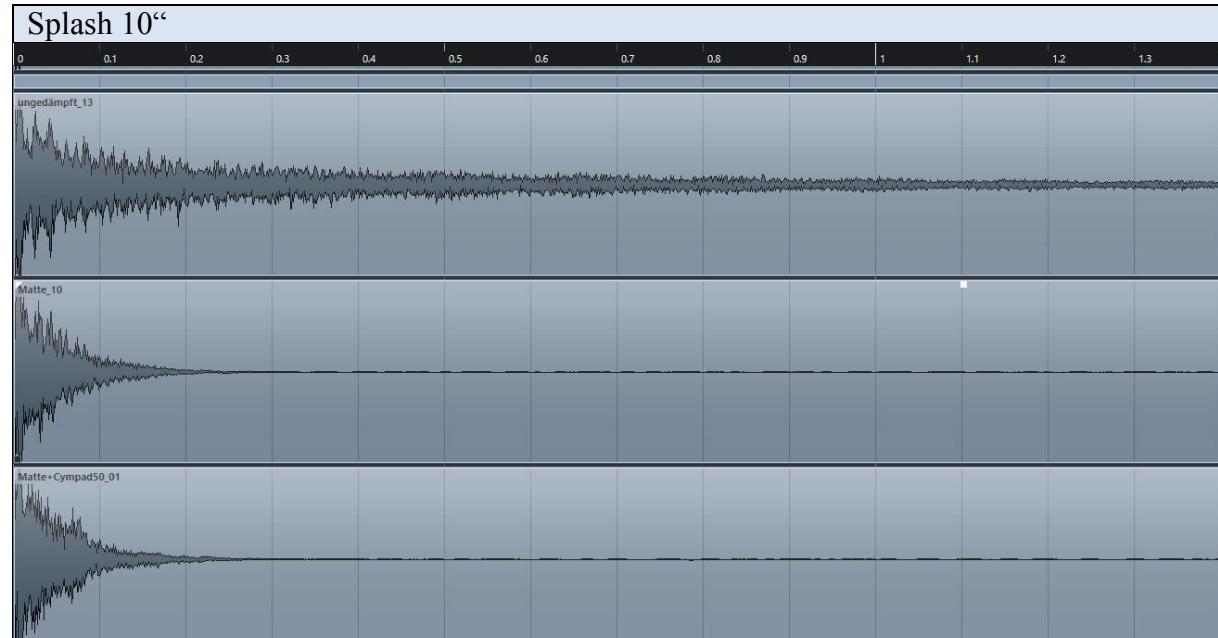
Die Becken werden in folgenden Schritten gemessen:

- zunächst wird das Becken ungedämpft angeregt
- Im nächsten Schritt wird das Becken um eine Meinl-Cymbal-Mute-Matte erweitert
- Im darauffolgenden Schritt wird der halbe Umfang des Beckens mit dem Kantenschutz von Heller versehen
- Im letzten Schritt werden die Becken mit 2 Cympads unterhalb des Beckens versehen

Der Einsatz der Cympads wird erst im Kapitel 3.3.2 erläutert. Sie bringen lediglich beim 20“-Ride-Becken einen ausschlaggebenden dämpfenden Effekt und sind aus Platzgründen in den anderen Messreihen nicht aufgeführt.

Außerdem hat sich gezeigt, dass das Splash-Becken zu dünn ist, um den Kantenschutz zu montieren.

**Tabelle 3.8: Abklingzeiten des 10“-Splash unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.14: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 10“-Splash-Becken**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Cymbal Mute 14“	Einbau Cypad 50mm
≈ 1800ms	≈ 250ms	≈ 250ms



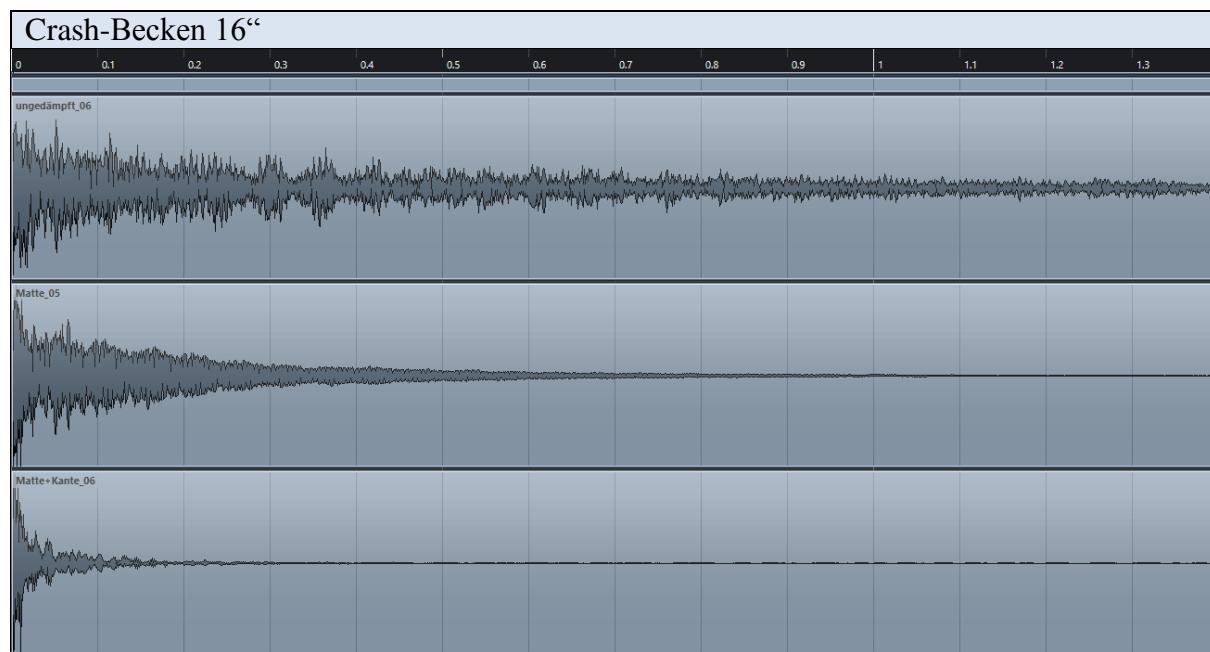
**Tabelle 3.9: Abklingzeiten der 14“-Hi-Hat unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.15: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 14“-Hi-Hat**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Cymbal Mute 14“	Einbau Kantenschutz
≈ 230ms	≈ 200ms	≈ 200ms

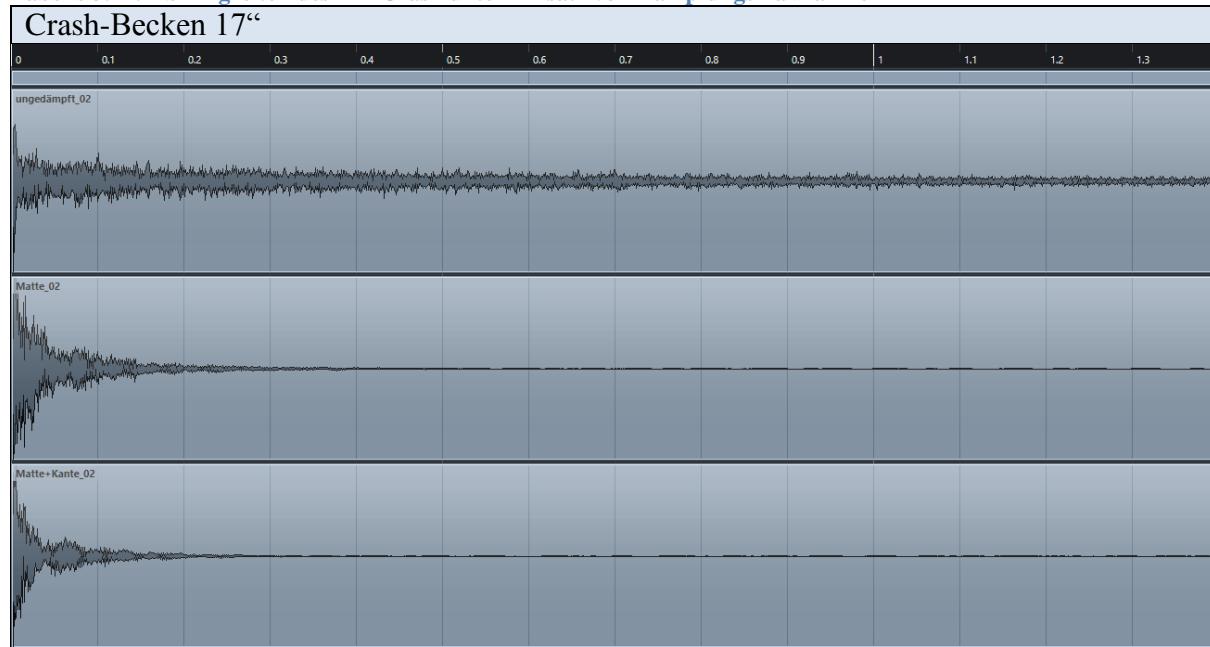
**Tabelle 3.10: Abklingzeiten des 16“-Crash unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.16: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 16“ Crash-Becken**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Cymbal Mute 16“	Einbau Kantenschutz
≈ 2000ms	≈ 1060ms	≈ 300ms

**Tabelle 3.11: Abklingzeiten des 17“-Crash unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.17: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 17“ Crash-Becken**

Ungedämpfter Aufbau	Einbau Cymbal Mute 18“	Einbau Kantenschutz
≈ 2000ms	≈ 400ms	≈ 280ms

**Tabelle 3.12: Abklingzeiten des 20“-Ride unter Einsatz von Dämpfungsmaßnahmen**



**Abbildung 3.18: Einfluss der Dämpfung auf das Abklingverhalten - 20“ Ride-Becken**

Ungedämpft	Cymbal Mute 20“	Kantenschutz	Cympad 90mm
≈ 2500ms	≈ 900ms	≈ 580ms	≈ 500ms

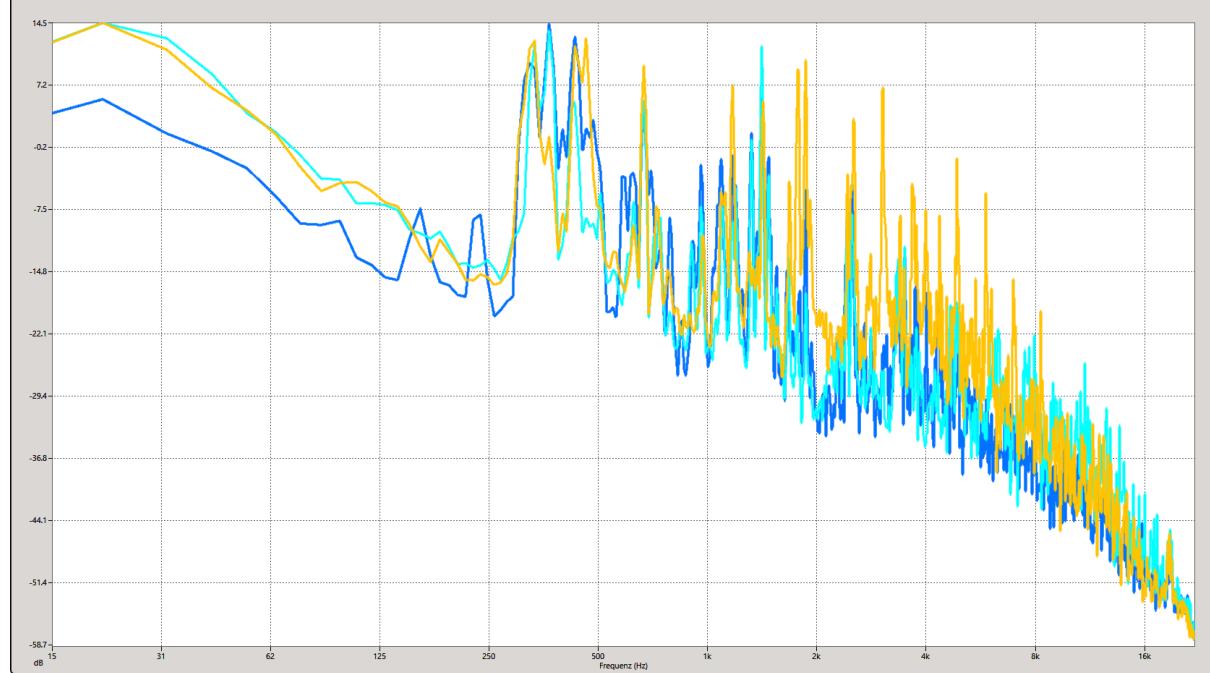
**Tabelle 3.13: Auswertung der Abklingzeiten**

Gruppe 1	$t_{\text{gemessen}}$	$t_{\text{ideal}}$
Bassdrum	80ms	62,5ms
Snare	80ms	
Tom 12"	80ms	
Tom 13"	80ms	
Standtom 16"	80ms	
Hi-Hat geschlossen	200ms	

Gruppe 2	$t_{\text{gemessen}}$	$t_{\text{ideal}}$
Ride-Becken 20"	500ms	125ms
Crash-Becken 17"	280ms	
Crash-Becken 16"	300ms	
Splash-Becken 10"	250ms	

Da die Abklingzeiten offensichtlich höher als die idealen ~ sind, muss softwareseitig der Dynamikbereich über die Schwellwertanhebung verkleinert werden. Der Schwellwert kann dabei statisch angehoben oder mit einer intelligenten dynamischen Anhebung realisiert werden, was den Vorteil der Erfassung von Schlägen mit geringer Lautstärke mit sich führen würde.

**Tabelle 3.14: Frequenzantwort des gedämpften Ride bei unterschiedlichen Schlagbereichen**



**Abbildung 3.19: Frequenzantworten des Ride-Becken nach Anschlagbereich**

Auch bei gedämpfter Installation antworten die Becken je nach Anschlagort (siehe Abbildung 2.5) mit unterschiedlichen Frequenzspektren. Das Ride-Becken wurde:

- am Rand (siehe blaufarbene Kurve in Abbildung 3.19)
- der Mitte (siehe cyanblaue Kurve in Abbildung 3.19)
- und dem Rand angespielt (siehe gelbe Kurve in Abbildung 3.19)

Es ist die Aufmodulation einer vom tiefen in den hohen Frequenzbereich abfallenden Kurve zu erkennen. Sie röhrt aus der Fourier-Transformation des Transienten her.

### 3.2 Sensoren

In Abbildung 3.20 ist eine Audioaufnahme der abgedämpften Snare (Trommel) zu sehen. Dieses Signal wird ungefähr dem entsprechen, welches am Sensor anliegen wird. Der zu wählende Sensortyp muss in der Lage sein den Transienten aufzunehmen. Dabei spielt die



Abbildung 3.20: Aufnahme der abgedämpften Snare (Zeit-Achse in s)

Qualität des Signals, wie die Linearität über den Frequenzgang keine Rolle. Wichtig ist allerdings eine hohe

Wiederholgenauigkeit. Der zu erkennende Peak in Abbildung 3.20 benötigt ungefähr 3ms um sich zu entwickeln. Der Sensortyp sollte nicht träge reagieren. Zur Auswahl wird zunächst die Sensorik verschiedener Mikrophontypen betrachtet. Sie könnten sich für die Aufnahme der Schwingungen aus Trommeln und Becken eignen.

Tabelle 3.15: Vergleich der Mikrophontypen [20, S. 180-198]

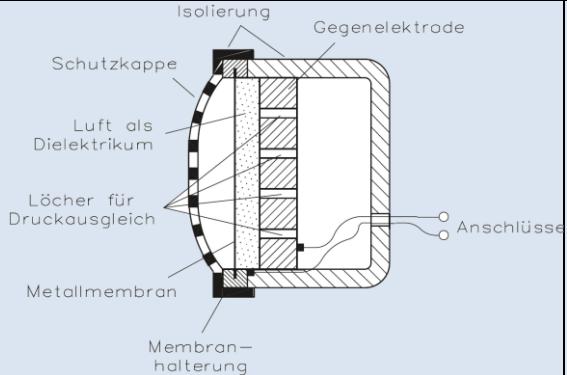
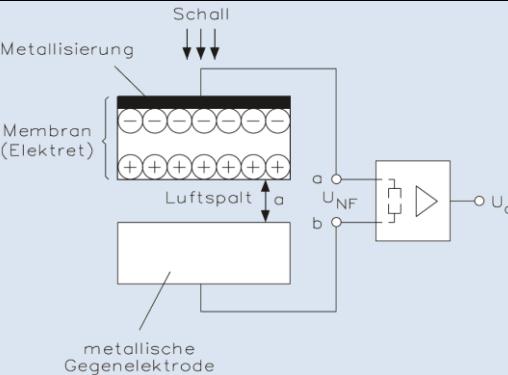
Kohlemikrophon	Wirkprinzip	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Fernsprechwesen</li> <li>• Erfordert eine Hilfsspannungsquelle</li> <li>• Hohe Empfindlichkeit</li> <li>• Starkes Eigenrauschen</li> <li>• preiswert</li> </ul>
	Änderung des Widerstands	Die Membran wird durch Schall in Schwingung versetzt. Dadurch übt sie Zug, bzw. Druck auf die lose liegenden Kohlekörner aus und erhöht, bzw. verringert den Widerstand.
	Frequenzgang	700 ... 4000Hz
	Klirrfaktor	25%
	<p>Abbildung 3.21: Funktionsskizze Kohlemikrophon – Abbildung entlehnt von [20, S. 187]</p>	

Tauchspulmikrophon	Wirkprinzip	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Tonaufnahmen im Bühnen- und Studiobereich</li> <li>• Unlinearer Frequenzgang [40]</li> <li>• Schlechtes Impulsverhalten durch hohe Masse der Membran [40]</li> </ul>
	Induktion	
	Frequenzgang	
	50 ... 14000Hz	
	Klirrfaktor	Die Membran ist mit einer im Magnetfeld liegenden Tauchspule verbunden. Eintreffender Schall versetzt die Membran und damit die Tauchspule in Schwingung. So wird eine Spannung induziert.
	1%	
<p>Abbildung 3.22: Aufbau Tauchspulenmikrophon [20, S. 193]</p>		

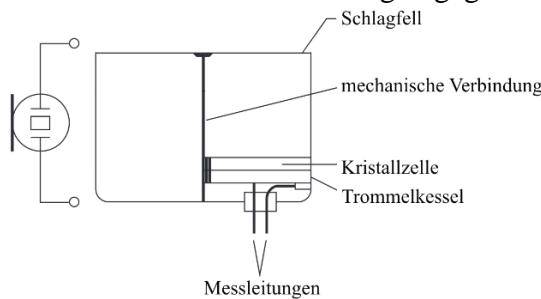


<b>Bändchen- mikrophon</b>	<b>Wirkprinzip</b> Induktion <b>Frequenzgang</b> 50 ... 18000Hz <b>Klirrfaktor</b> 0,4%	<ul style="list-style-type: none"> <li>Hochwertige Tonaufnahmen (Einsatz im Bühnen- und Studiobereich)</li> <li>Relativ linearer Frequenzgang [40]</li> <li>Unempfindlich gegenüber Temperatur- / Feuchtigkeitseinflüsse und elektrische Felder</li> <li>Empfindlich gegen Erschütterungen [40]</li> <li>Hohes Gewicht</li> </ul>
	<p>Ein elektrischer Leiter (Bändchen mit <math>t=2\mu\text{m}</math> und <math>b=4\text{mm}</math>) dient als Membran. Sie wird innerhalb eines Magnetfeldes durch den Schall in Schwingung versetzt. Dabei wird in ihr eine Spannung induziert.</p>	
	<b>Abbildung 3.23: Funktionsprinzip Bändchenmikrophon [20, S. 192]</b>	
	<b>Wirkprinzip</b> Piezoelektrischer Effekt <b>Frequenzgang</b> 30 ... 10000Hz <b>Klirrfaktor</b> 1 ... 2%	<ul style="list-style-type: none"> <li>Sprechanlagen</li> <li>Empfindlich gegenüber Wärme; Feuchtigkeit und elektrische Felder</li> <li>preiswert</li> </ul>
	<p>Die Membran überträgt auf ein Piezoelement Druck und Zugkräfte. Dadurch stellt sich an den gegenüberliegenden Seiten des Piezoelements ein Spannungsgradient ein.</p>	

**Abbildung 3.24: Aufbau eines Kristallmikrofons**

<b>Kondensatormikrophon</b>	<b>Wirkprinzip</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Höchstwertige Tonaufnahmen (Einsatzbereich Studio)</li> <li>• Hilfsspannung benötigt (bei Variante ohne Elektretmembran)</li> <li>• Aufwendig und teuer</li> <li>• Linearität über Frequenzgang</li> <li>• Großer Frequenzbereich</li> </ul>
	<b>Änderung der Kapazität</b>	
	<b>Frequenzgang</b>	
	<b>20 ... 20000Hz</b>	
	<b>Klirrfaktor</b>	
	0,1%	<p>Der Schall versetzt die Membran in Schwingung. Der Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode ändert sich. Die Membran wird über eine Hilfsspannung statisch aufgeladen oder ist permanent statisch aufgeladen (Elektret). Durch die Änderung des Plattenabstandes ändert sich die Kapazität.</p>
		<p><b>Abbildung 3.25 Aufbau eines Kondensatormikrophones [20, S. 196]</b></p>
		<p><b>Abbildung 3.26: Aufbau eines Kondensatormikrophones mit Elektretmembran [20, S. 198]</b></p>

Das Kristallmikrofon eignet sich hervorragend zur Aufnahme von Schlagtransienten. Es ist robust und einfach aufgebaut; deckt einen weiten Frequenzbereich ab; ist günstig und sein Signal kann direkt zur Verstärkung abgegriffen werden.



**Abbildung 3.27: Konzept zur Integrierung eines Kristallmikrophones in die Trommel**

Die Membran des Kristallmikrofons kann direkt durch das Schlagfell ersetzt werden. Es muss nur eine mechanische Verbindung zwischen Schlagfell und Piezokristall konzipiert werden, da ein unmittelbarer Kontakt (z.B.: eine Klebung) bei direktem Auftreffen eines Schlages, wahrscheinlich zur Zerstörung des Kristalls führen würde.



**Tabelle 3.16: Sensorik zur Aufnahme der Berührung eines Beckens**

Die Becken des Schlagzeuges können während des Spielens abgedämpft werden. Diese Funktion ist in gängigen Schlagzeug-Emulations-Software vorhanden. Die Abdämpfung geschieht immer am Rand des Beckens (siehe Abbildung 3.28). Becken sind metallisch – es bietet sich



**Abbildung 3.28: Abdämpfung eines Beckens mit der Hand (Choke)**

an das Becken selbst als Leiter zu verwenden. Ein Schalter oder eine andere Vorrichtung, die sich nur an einem bestimmten Punkt des Beckens befindet würde, würde nicht zu einem authentischen Spielgefühl beitragen.

Ein kapazitiver Berührungssensor, der bereits eine Näherung der Hand erkennt, kommt nicht in Frage, da die Erkennung erst bei tatsächlicher Berührung zustande kommen soll. Es besteht die Variante das Becken mit einer

geringen Spannung aufzuladen um dann, über die Berührung mit der Hand, diese gegen Erde abzuleiten.



**Abbildung 3.29: Feststellpedal; Hi-Hat-Pedal und Doppelfußpedal (v. links nach rechts)**

Das Hi-Hat-Pedal (in der Mitte der Abbildung 3.29) muss während des Betriebes in seiner Position erfasst werden. Es ist an eine Stange gekoppelt die eine Linearbewegung im Inneren des Standrohres ausführt.

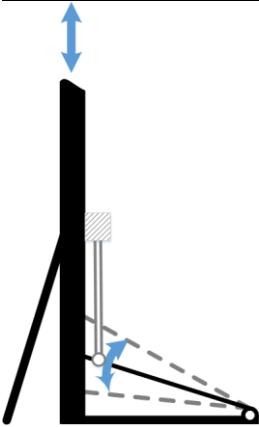
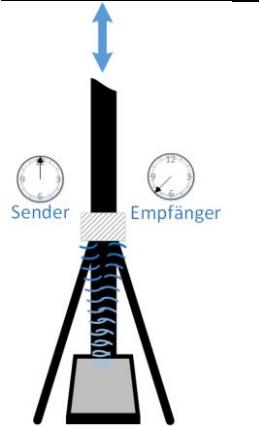
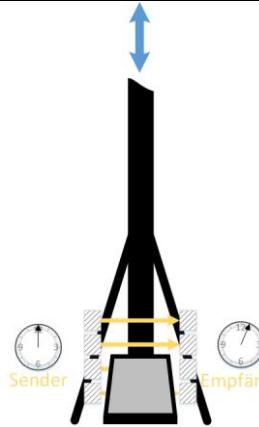
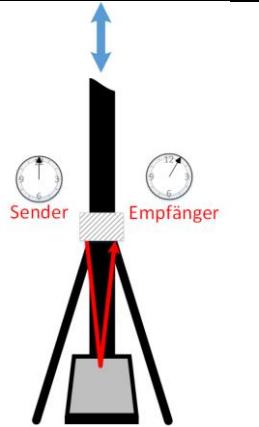
Dabei liegt der Fuß des Bedieners auf dem Pedal auf. Ausgewählte Sensorik darf die Fußfreiheit nicht behindern. Sie muss in der Lage sein mehrere Stufen der Tritthöhe schnell und sicher zu erfassen.

Im Betrieb kommt es häufig vor, dass der Fuß vom Pedal abgesetzt wird. Die Sensorik darf die Höhe des Fußes nicht in der Hubhöhe miterfassen.

Die Erfassung kann grundsätzlich über:

- Potentiometer
- Ultraschall-Entfernungssensor
- Infrarot-Entfernungssensor
- und Lichtschranken erfolgen.

Tabelle 3.17: Varianten zu Aufnahme der Hubhöhe des Hi-Hat-Pedals

Potentiometer	Ultraschall	Lichtschranken	Infrarot
			
Abbildung 3.30: Potentiometer zur Aufnahme der Hubhöhe	Abbildung 3.31: Ultraschallsensor zur Aufnahme der Hubhöhe	Abbildung 3.32: Lichtschranken zur Aufnahme der Hubhöhe	Abbildung 3.33: Infrarotsensor zur Aufnahme der Hubhöhe
günstig + sofortiges Signal + geringer Montageaufwand	Günstig + Fuß des Bedieners kann Signal verfälschen -	- Messung nur in Stufen möglich - Fuß des Bedieners kann Signal verfälschen - Aufwändige Programmierung erforderlich	- teuer - Fuß des Bedieners kann Signal verfälschen

Es wird ein Potentiometer zur Aufnahme der Hubhöhe gewählt. Es ist günstig und einfach in Montage und Verschaltung. Optische und akustische Messverfahren würden in der Montage sehr aufwendig sein. Das Fußpedal müsste entsprechend verlängert werden um einen Reflektor zu montieren, damit der Fuß des Bedieners nicht mit in die Hubhöhe eingehen würde. Darüber hinaus sollten Reflektorplatten parallel zum Sensor sein. Das Fußpedal ist jedoch an einem Scharnier befestigt, wodurch sich dessen Winkel zum Boden im Betrieb ändert. Die Entwicklung eines mechanischen Winkelkorrekturmechanismus ist zu aufwendig.



### 3.2.1 Piezokeramische Elemente als Schlagdetektoren

Piezokeramische Elemente erhalten ihren Namen vom Piezoelektrischen-Effekt (Piezo = Druck, griech.) und der Effekt-innehabenden Keramik.

Ein Piezoelement reagiert mit einer elektrischen Spannung, wenn es einer mechanischen Spannung ausgesetzt wird. Es tritt an den beiden gegenüberliegenden Enden eines Kristalls ein Potential auf, wenn eine senkrecht dazu stehende Druckkraft auf diese ausgeübt wird. Das Potential ändert seine Polarisation, wenn eine Zugkraft stattdessen eingeleitet wird (siehe Abbildung 3.34).

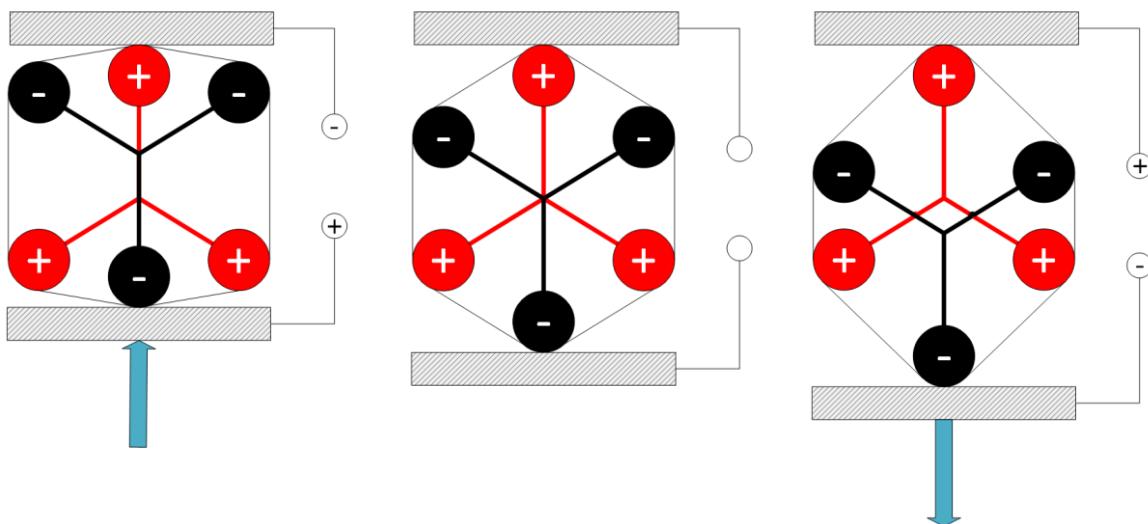


Abbildung 3.34: Piezoelement unter Druck, unbelastet und unter Zug v.l.n.r.

Piezoelemente bestehen, in Membranbauweise, aus einer auf einer metallischen Platte aufgeklebten Piezokeramik. Typische Werkstoffe für die Trägerplatte sind Messing oder Nickel-Legierungen. Die Spannung wird über 2 Kabel abgegriffen. Ein Abgriff erfolgt auf der

Oberfläche der Keramik. Der zweite Abgriff erfolgt an der Trägerplatte, welche elektrisch leitend mit der Unterseite der Keramik verbunden ist. Ein großer Teil verfügbarer Piezoelemente ist bereits mit angelöteten Kabeln versehen. Dabei gibt die Färbung der Kabel, nicht bei jedem Hersteller, Aufschluss über die tatsächliche Polarisierung. Die Polarisierung eines Piezoelements ist mit einem Oszilloskop, unter Belastung, festzustellen.

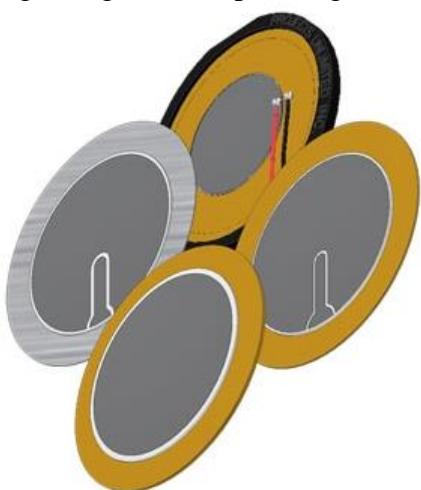


Abbildung 3.35: Piezokeramische Elemente<sup>8</sup>

Die Bauformen mit Feedback-Elektrode (siehe Abbildung 3.35 links und rechts) oder Plastik-Rahmen um Trägerplatte (siehe Abbildung 3.35 oben) eignen sich für Lautsprecheranwendungen.

<sup>8</sup> <https://www.electropages.com/wp-content/uploads/2016/04/Rutronik-micro-speakers-product-1-Pui-Piezo-Benders.jpg>

### 3.2.1.1 Signal eines Piezosensors

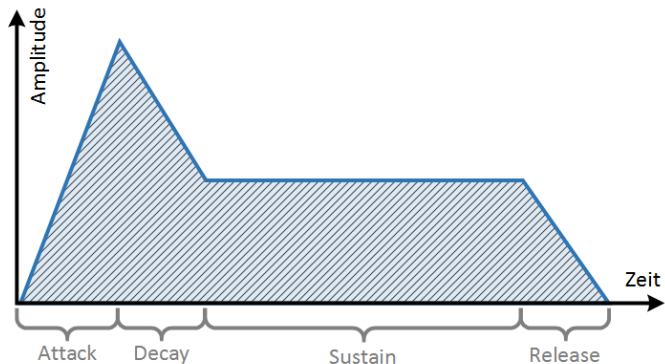


Abbildung 3.36: Aufbau eines Signals

übertragung möglichst gering gehalten werden kann. Zunächst soll untersucht werden, ob sich ein Piezoelement eignet Schläge und Körperschall aufzunehmen. Das folgende Oszilloskopogramm zeigt die Messung eines auf einen Glastisch geklebten Piezoelements bei direkter Schlagewirkung. Die Messung zeigt:

- ein impulsartiges transientes Signal, mit
- einem Attack von 500µs;
- einem Decay von 50ms im positivem Wertebereich;
- einer maximalen Spannung von 50V DC und
- einer minimalen Spannung von -3V DC.

Ein Signal lässt sich in 4 grundsätzliche Phasen unterteilen:

- Anstieg (Attack)
- Abfall (Decay)
- Halten (Sustain)
- und Abklang (Release).

Benötigt wird ein Sensor mit einem möglichst schnellen Attackverhalten (Zeit des Transienten, Ansprechzeit) damit, im späteren Verlauf der Arbeit, die Latenz zwischen erfolgten Schlag und Signal-

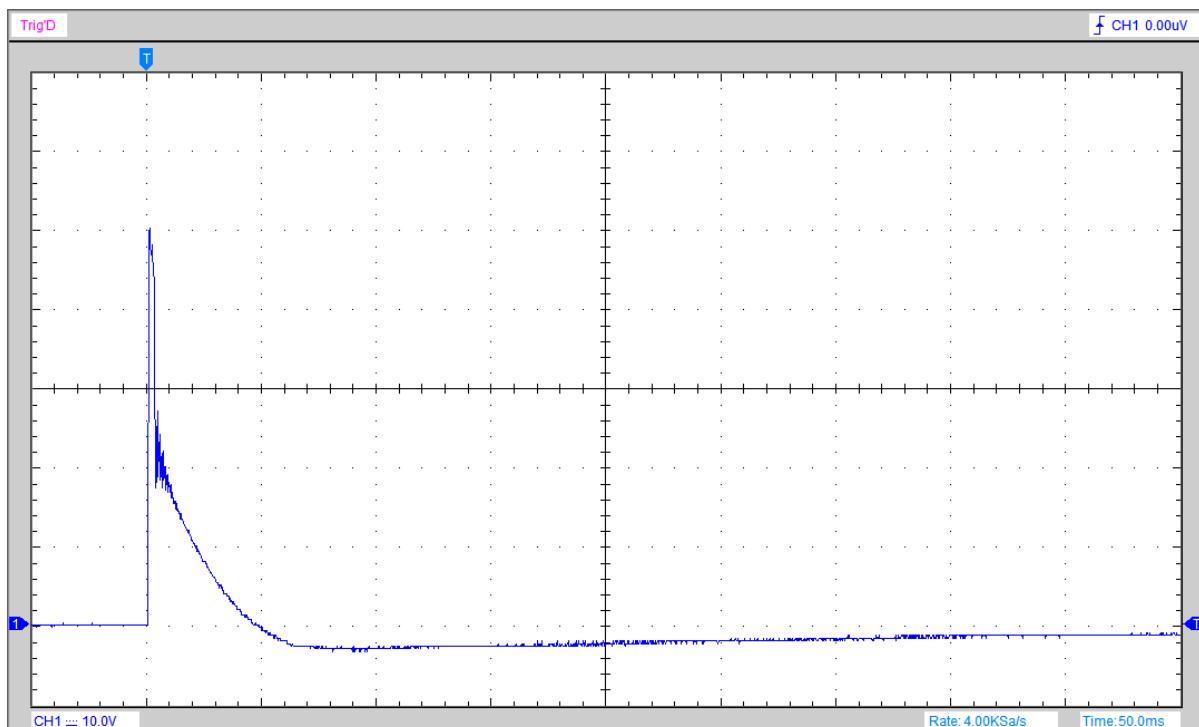


Abbildung 3.37: Oszilloskopogramm einer Piezomessung mit 50ms/div und 10V/div

Im darauffolgenden Oszilloskopogramm wurde direkt neben den Sensor geschlagen, um mit ihm den Körperschall aufzunehmen. Die Messung zeigt:

- ein wechselndes, transientes Signal
- einem Attack von 500µs;
- einem absoluten Decay von 40ms im positivem Wertebereich;
- einer maximalen Spannung von 2V AC

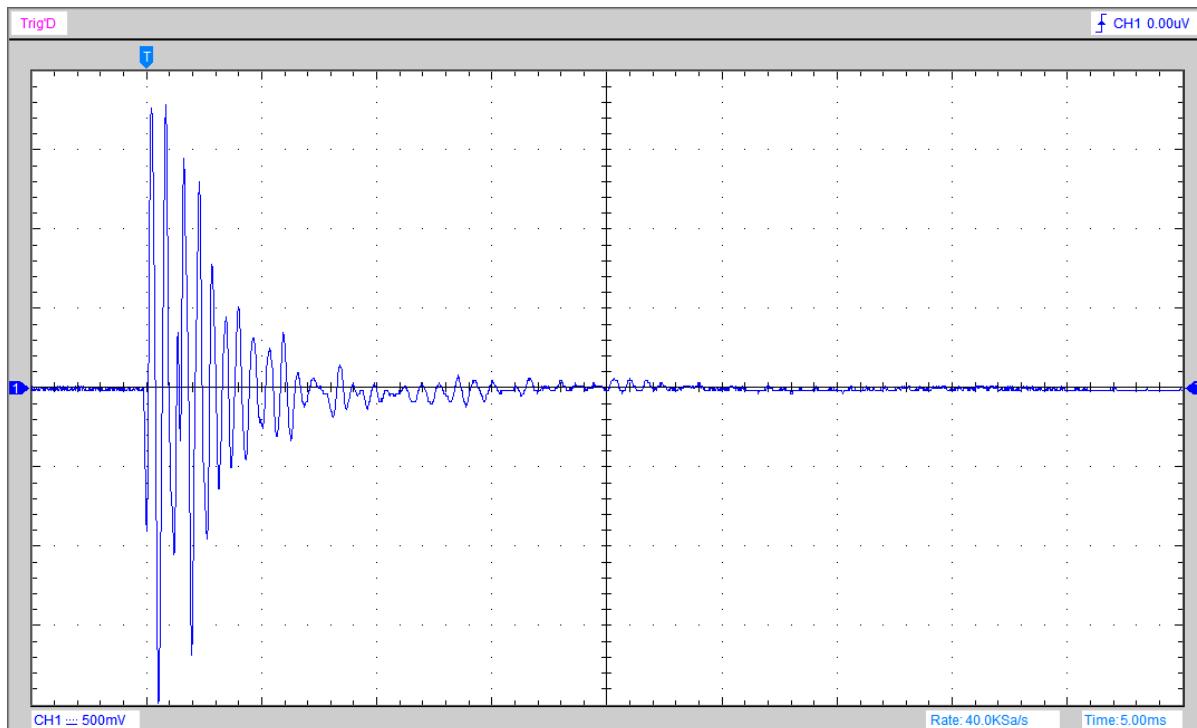


Abbildung 3.38: Oszilloskopogramm einer Piezomessung mit 5ms/div und 500mV/div

Damit ist grundsätzlich sichergestellt, dass Piezosensoren sich sowohl für die Aufnahme von Schlägen auf Schlagfellen, als auch Körperschall von Kesseln und Becken eignen. Von besonderer Bedeutung ist die auffallend niedrige Amplitude der Körperschallmessung, die nur ein fünfundzwanzigstel der Messung bei Direktschlag ausmacht.

### 3.2.1.2 Auswahl eines Piezosensors

Da die technischen Daten keinen Aufschluss auf die Trägheit der Signalausgabe geben, wird eine Serie von Messungen des Attack an 29 unterschiedlichen Piezokeramischen Elementen durchgeführt. Dabei ist eine Auswahl an Sensoren zu ermitteln, die eine schnelle Ansprechzeit und eine saubere Anstiegsflanke aufweisen.

Die Messungen werden mit einem Pendel (siehe Abbildung 3.39) durchgeführt, dass bei jeder Messung gleich ausgelenkt wird und direkt auf den Sensor trifft.

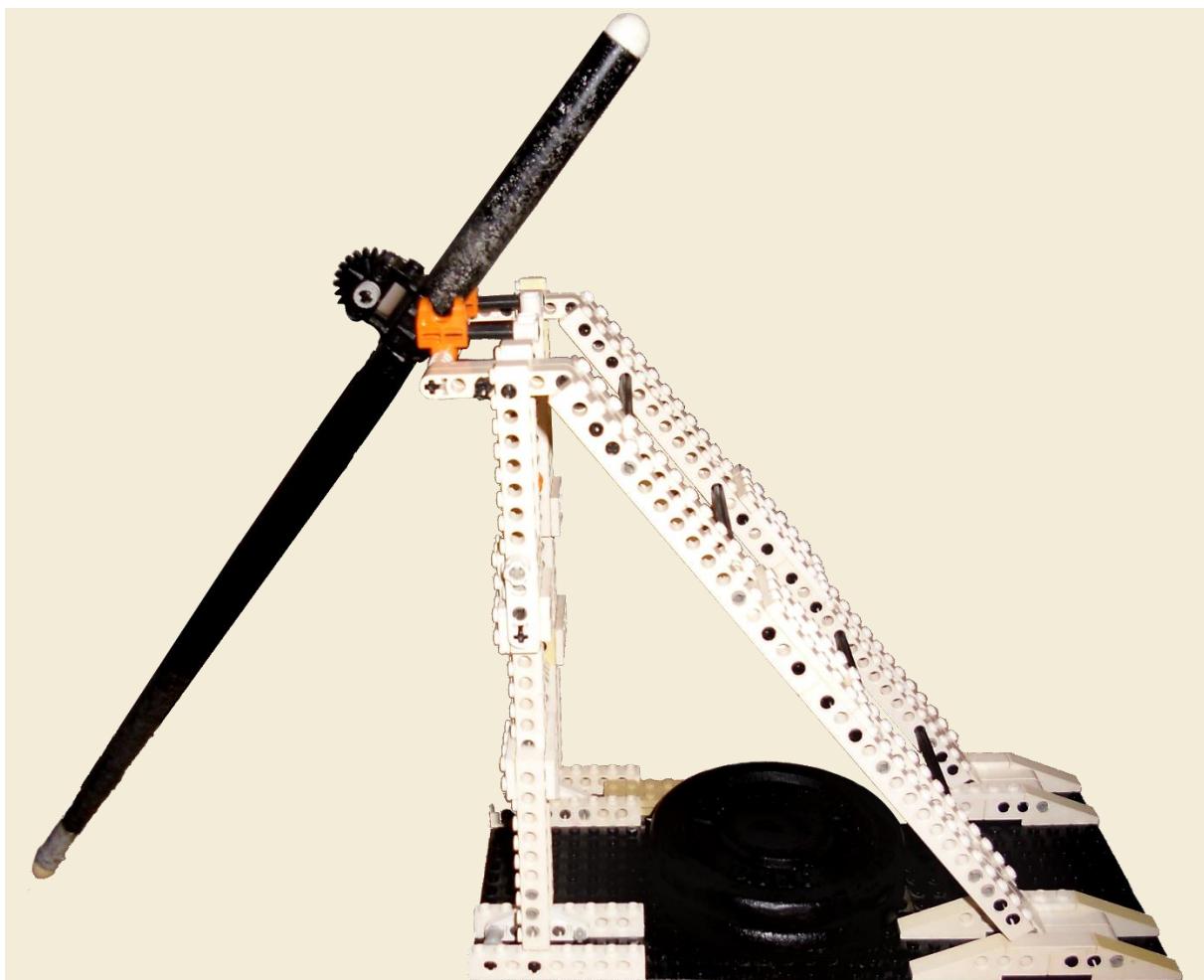


Abbildung 3.39: Schlagpendel mit stufenvariabler Auslenkung

Zunächst wird jeder Sensor einmalig auf das Signal vom Attack bis zum Release geprüft und auf die höchste Spannung, sowie Abklingdauer untersucht. In der darauffolgenden Messreihe wird ausschließlich der Attack genauer betrachtet. Er bildet den Kern für das spätere Messsignal. Jede Messung wird 9 Mal wiederholt und ein Mittelwert gebildet.



Die Lötstellen zu kleiner Sensoren mit Keramikdurchmessern unter 11mm hielten der Belastung nicht stand. Außerdem fällt der schnellste Sensor aus der Wertung. Die spätere Montage des Sensors wäre problematisch, da seine Kontakte unisoliert und sowohl auf Unterseite, wie Oberseite verlötet sind. Folgende 3 Sensoren weisen den schnellsten Attack mit 70µs auf:

Tabelle 3.18: Auswertung der Messung 29 unterschiedlicher Piezosensoren

Kepo FT-15T-6.0A1-464

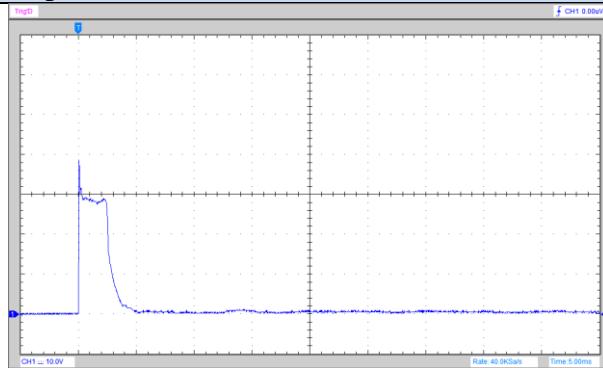


Abbildung 3.40: Impuls Kepo FT-15T-6.0A1-464 (5ms/div; 10V/div)

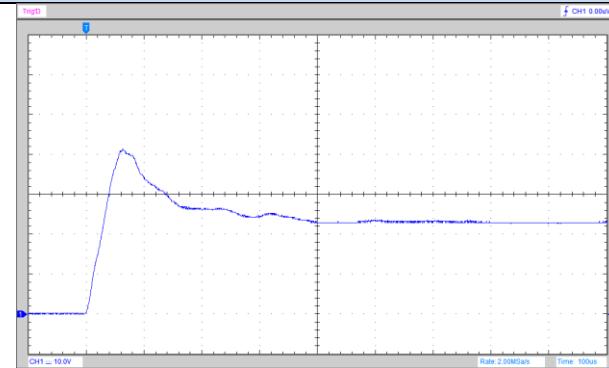


Abbildung 3.41: Attack Kepo FT-15T-6.0A1-464 (100µs/div; 10V/div)

Ekulit EPZ-20MS64

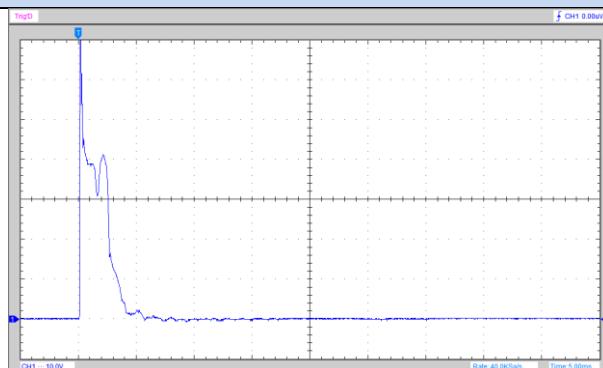


Abbildung 3.42: Impuls Ekulit EPZ-20MS64 (5ms/div; 10V/div)

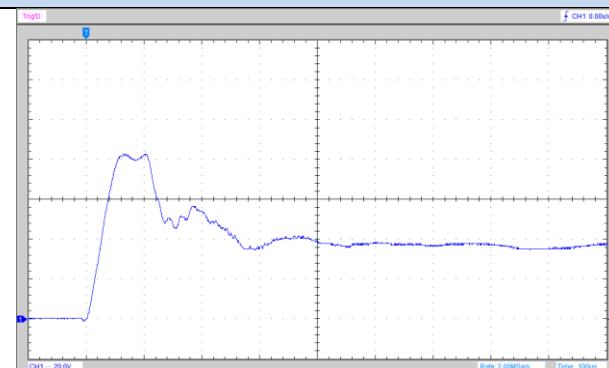


Abbildung 3.43: Attack Ekulit EPZ-20MS64 (100µs/div; 20V/div)

Ekulit EPZ-20MS64W

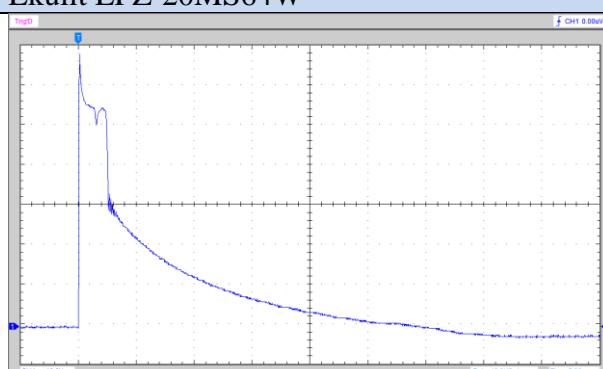


Abbildung 3.44: Impuls Ekulit EPZ-20MS64W (5ms/div; 10V/div)

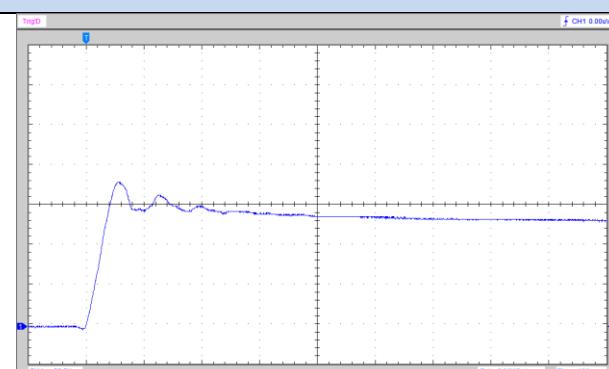


Abbildung 3.45: Attack Ekulit EPZ-20MS64W (100µs/div; 20V/div)

Tabelle 3.19: Zusammenfassung Technischer Daten gewählter Piezosensoren

Sensor	Attack $\bar{x}$ [ $\mu$ s]	Abklingzeit [ms]	Amplitude(+) $\bar{y}$ [V]	$\varnothing$ D Keramik [mm]	$\varnothing$ d Träger [mm]	Kontakte angelötet	Impedanz [ $\Omega$ ]	Nachteile
Kepo FT-15T-6.0A1-464	66,7	5,5	42,3	11	15	X	500	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sehr kleine Sensorfläche</li> </ul>
Ekulit EPZ-20MS64	70	6	82,4	15	20	X	400	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Ungünstiger Doppel-Peak im Attack</li> <li>• Lange Einschwingzeit</li> </ul>
Ekulit EPZ-20MS64W	70	25,5	72	13,5	20	✓	400	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sehr lange Abklingzeit</li> </ul>

Tabelle 3.20: Zuordnung von Piezosensoren zu verschiedenen Elementen

#### Schlagfelle

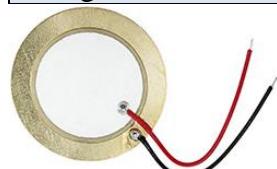


Abbildung 3.46: Ekulit EPZ-20MS64W

Die Schlagfelle erhalten den Sensor Ekulit EPZ-20MS64W. Die industriell gelöteten Kontakte nehmen wenig Platz in Anspruch und sind sehr stabil. Die langanhaltende Abklingzeit (Release) spielt eine untergeordnete Rolle, da nur das Attack für die Signalauswertung entscheidend ist. Außerdem ist die Fläche ausreichend groß um eine mechanische Verbindung (siehe Abbildung 3.27) anzubringen

#### Trommelkessel



Abbildung 3.47: Ekulit EPZ-20MS64

Die Trommelkessel schwingen durch den Schlag auf den Spannring. Auch dieses Signal muss ausgewertet werden. Sie werden mit dem Sensor Ekulit EPZ-20MS64 ausgestattet. Die Spannungen der Messungen zeigen hohe Werte an, wobei der zu erwartende Körperschall gering ausfällt (vergleiche Abbildung 3.37 und Abbildung 3.38). Da der Körperschall des Kessels nicht gedämpft wird, ist die gering-ausfallende Abklingzeit ein Vorteil

#### Becken



Abbildung 3.48: Kepo FT-15T-6.0A1-464

Die Becken erhalten den Sensor Kepo FT-15T-6.0A1-464. Er überschreitet eine Spannung von 40V nicht, was bei der späteren Absicherung des Mikrocontrollers gegen Überspannung von Bedeutung sein wird. Der Sensor kann idealerweise unterhalb der Glocke oder unter der Gummimatte auf dem Becken (siehe Abbildung 3.4) positioniert werden. Die Becken werden eine hohe Abklingzeit aufweisen. Außerdem ist unklar, ob die Signalauswertung an den Becken über eine Frequenzanalyse oder analoge Frequenzbereichstrennung (Bandpassfilter) vonstattengehen wird. In beiden Fällen ist die geringe Abklingzeit, bzw. Dynamik des Sensors von Bedeutung.



### 3.2.1.3 Einfluss der Sensorauflage auf das Signal

Für die spätere Befestigung der Sensoren soll untersucht werden, wie sich die Befestigung auf die Materialpaarung Metall - Schaumstoff auf das Signal auswirkt. Zunächst wird der Einfluss einer metallischen Unterlage untersucht. Der Sensor Ekulit EPZ-20MS64W wird hierzu auf eine Metallplatte geklebt und auf dem Glastisch der vorhergehenden Messungen (siehe Kapitel 3.2.1.2) fixiert.

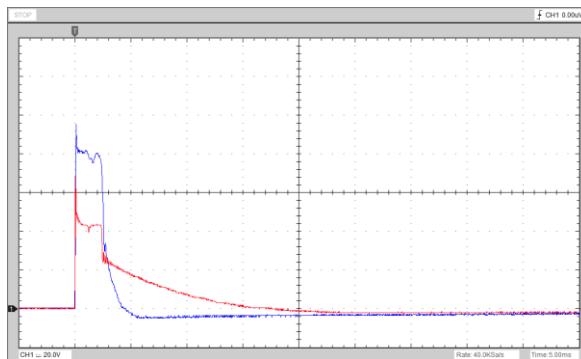


Abbildung 3.49: Verstärkung des Signals durch metallische Auflage - Gesamtsignal

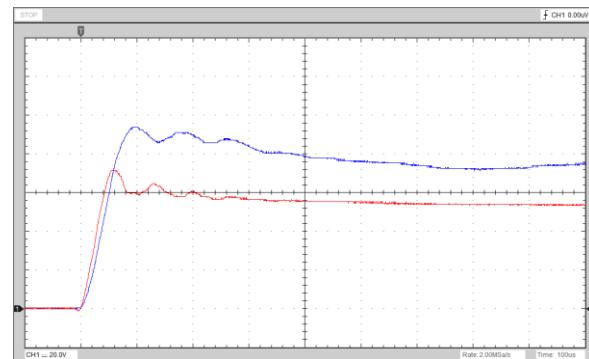


Abbildung 3.50: Verstärkung des Signals durch metallische Auflage - Attack

Die rot in Abbildung 3.49 und Abbildung 3.50 abgebildete Aufnahme stellt die Antwort des Sensors dar, wenn er auf den Glastisch aufgeklebt ist. Die blaue Aufnahme stellt den gleichen Sensor auf einer Metallplatte aufgeklebt dar, die wiederum auf den Glastisch geklebt ist. Es ist zu erkennen, dass eine metallische Unterlage nicht nur das Signal verstärkt, sondern auch die Abklingzeit erheblich verkürzt. Die Qualität des Signals bleibt dabei erhalten.

Ein unter dem Fell befestigter Schlagsensor muss vom restlichen Teil der Trommel hinsichtlich Körperschall entkoppelt werden. Gleichzeitig soll der Attack so kurz wie möglich bleiben. Als nächstes wird untersucht, wie der Sensor reagiert, wenn unter die Metallplatte und zwischen dem Glastisch eine Schaumstoffunterlage gelegt wird. Hierzu werden 2 Materialien untersucht:

- Ein harter Schaumstoff (Meinl Beckendämpfer siehe Abbildung 3.5)
- Ein weicher Schaumstoff (Schaumstoffelement eines handelsüblichen Schwammbretts)

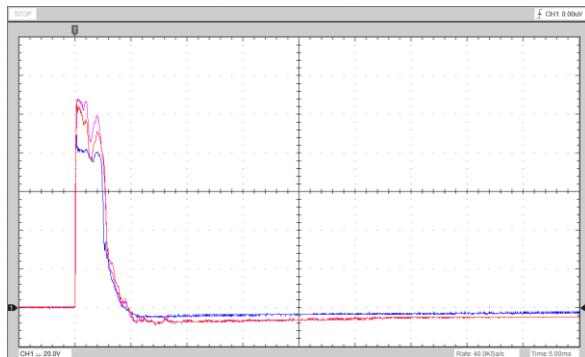


Abbildung 3.51: Gesamt-Signal - Verstärkung durch Schaumstoffunterlagen

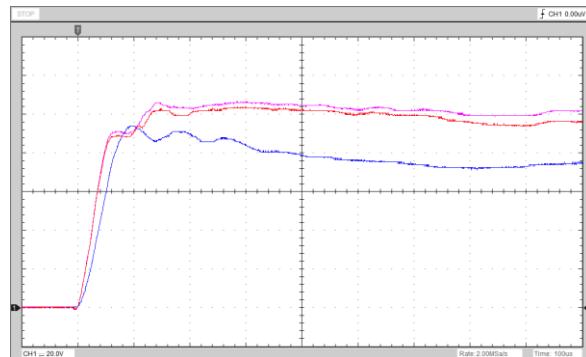


Abbildung 3.52: Attack - Verlagerung des Peaks nach hinten bei Schaumstoffunterlagen

Die blau in Abbildung 3.51 und Abbildung 3.52 dargestellte Kurve stellt die Antwort mit dem Messaufbau: Sensor → Metallplatte → Glastisch dar. Die rote und die magentafarbene Kurve entspringen der Messung mit Schaumstoff (Sensor → Metallplatte → Schaumstoff → Glastisch), wobei die rote Kurve den Aufbau mit dem harten Meinl-Beckendämpfer-Schaumstoff und die magentafarbene Kurve den Aufbau mit dem weichen Schwammbrettschaumstoff repräsentiert. Die Entkopplung des Sensors mit einem Schaumstoffkissen verstärkt das Signal. Allerdings wird erst nach dem ersten Peak das Signal angehoben. Dies führt zu einer Unterbrechung der stetigen Flanke bis zum Maximalwert und könnte in Abhängigkeit von der späteren Abtastrate:

- eine kompliziertere Programmierung nach sich ziehen (vorrausgesetzt das maximale Messsignal, und nicht der Abruch der Flanke, ist der einzulesende Wert)
- oder die Einlesung des Wertes erleichtern, da das Signal über mehrere 100 $\mu$ s quasi erstart (siehe Abbildung 3.52).

Dies ist in einem realen Versuchsaufbau in Kombination mit dem Konzept der Software zur Signalanalyse zu prüfen.



### 3.2.1.4 Auswahl eines Schлагаufnehmers

Bisher wurden die Sensoren direkt mit Schlägen beaufschlagt. Um die Sensoren, die unter die Schlagfelle positioniert werden, vor Beschädigungen zu schützen ist ein Kraftaufnehmer an den Sensoren zu befestigen (siehe Abbildung 3.27). Die Messungen werden mit 2 verschiedenen Metallauflagen in Gruppen geprüft. Die Kabel sind jeweils auflagenseitig positioniert, um:

- ein Abreißen der Lötstellen, ausgelöst von durchdringenden Schlägen, zu verhindern
- ein Zerstören der Piezokeramik, ausgelöst von durchdringenden Schlägen, zu verhindern
- eine große Kontaktfläche zwischen Sensor und Schлагаufnehmer zu gewährleisten.

Tabelle 3.21: Sensorauflagen



Abbildung 3.53: Ekulit EPZ-20MS64W mit M4-Karosseriescheibe

Durch die Auflage auf der Piezokeramik, wird diese vorwiegend auf Druck belastet.

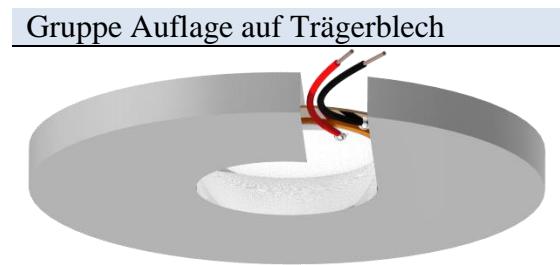


Abbildung 3.54: Ekulit EPZ-20MS64W mit geöffneter M12-Karosseriescheibe

Die Piezokeramik befindet sich im Loch der Karosseriescheibe, dadurch wird diese auf Biegung belastet.

Untersucht werden in den 2 Gruppen 6 verschiedene Schлагаufnehmervarianten:

Tabelle 3.22: Sensorschлагаufnehmer

Halbkugel D8mm (Kunststoff)	Halbkugel D8mm (Holz)	Halbkugel D15mm (Gummi)	Kugelsegment D15mm (Holz)	Kegel D23mm (Holz)	Kegel D29mm (Metall)

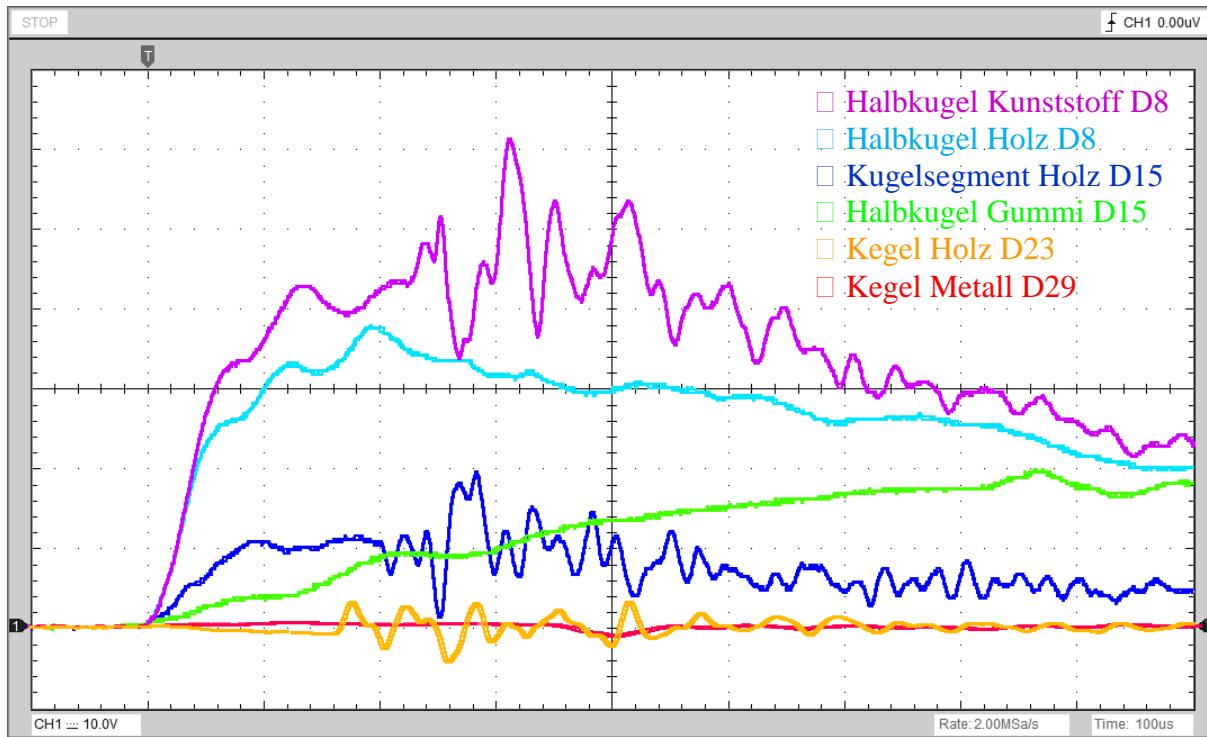


Abbildung 3.55: Messungen verschiedener Schлагаufnehmer mit M12-Unterlegscheiben

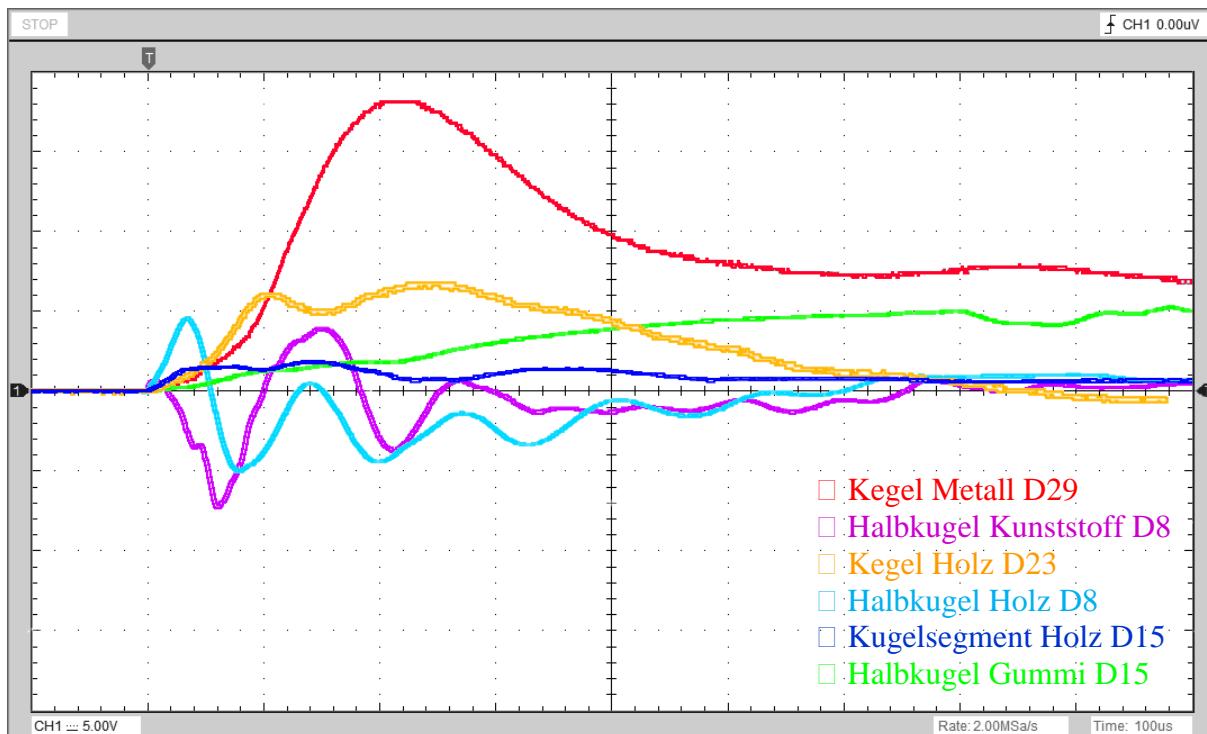


Abbildung 3.56: Messung verschiedener Schлагаufnehmer mit M4-Unterlegscheiben

Die Messungen mit M12-Unterlegscheibe weisen ein langes und unsaubereres Attack auf. Die Messungen mit M4-Scheiben hingegen weisen stetige Flanken im Attack auf.



Es ist zu erkennen, dass wenn das Piezoelement vorwiegend auf Druck belastet wird, es zur Schwingung um die Nullage neigt (siehe Messkurven in Abbildung 3.55 mit Durchmesser größer 8mm). Ebenfalls zu erkennen ist ein Schwingverhalten um die Nullage bei der Messung des Holzkegels mit M12-er Unterlegscheibe. Der Metallkegel führt in der Messung mit M12 zu keinem Ausschlag, weil er hohl ist. Sein Mantel drückt über die Messing-Trägerplatte des Sensors direkt auf die M12-Unterlegscheibe.

Im Folgenden wird die Auswahl eines Sensors diskutiert. Von entscheidender Bedeutung ist eine saubere Flanke zur späteren mikrocontrollerseitigen Signalauswertung.

**Tabelle 3.23: Diskussion zur Auswahl von Unterlage und Schlagaufnehmer für den Sensor**

Kombination	Vorteile	Nachteile
Ekulit EPZ-20MS64W + M4-Unterlegscheibe + Kegel Metall D29	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ sauberer Attack</li> <li>+ Kegelform verhindert, dass Schläge direkt den Sensor treffen könnten</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Attack sehr lang (220µs)</li> <li>- Harte Kegelspitze kann Meshfell beschädigen</li> <li>- Sehr teuer (5,00€/Stck)</li> </ul>
Ekulit EPZ-20MS64W + M4-Unterlegscheibe + Kegel Holz D23	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ sauberer Attack</li> <li>+ kurzer Attack (100µs)</li> <li>+ Kegelform verhindert, dass Schläge direkt den Sensor treffen könnten</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- zweiter nachgelagerter (100µs + 130µs) Peak leicht höher (2,4V +0,4V = 117%)</li> </ul>
Ekulit EPZ-20MS64W + M4-Unterlegscheibe + Halbkugel Kunststoff D8	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ sehr kurzer Attack (60µs)</li> <li>+ kleine Bauform ermöglicht den Einsatz als Randschlagsensor</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Unsauberer Attack (Knick in Anstieg und vorgelagerte Negativ-Schwingung)</li> </ul>
Ekulit EPZ-20MS64W + M4-Unterlegscheibe + Halbkugel Holz D8	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ sauberer Attack</li> <li>+ sehr kurzer Attack (35µs)</li> <li>+ kleine Bauform ermöglicht den Einsatz als Randschlagsensor</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• zweiter nachgelagerter (35µs + 45µs) Peak leicht höher (4,6V +0,4V = 109%)</li> </ul>

Zwei Sensoraufbauten werden für die Weiterarbeit an Schlagfellen festgesetzt. Beide Sensoraufbauten weisen eine extrem saubere Flanke auf. Im Zentrum der Trommel ist durch den Einschlag des Schlagsticks eine große temporäre Einbeulung des Schlagfells zu erwarten.



Abbildung 3.57: Sensoraufbau für Montage am Fellrand

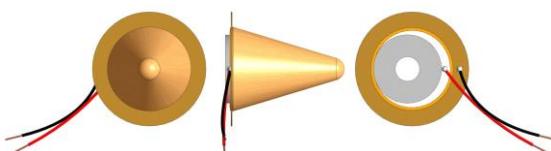


Abbildung 3.58: Sensoraufbau für Montage im Fellzentrum

Um ein Auftreffen auf die Messingträgerplatte auszuschließen wird die Variante des Kegels im Schlagzentrum verwendet. Im Randbereich der Trommel wird durch die Einspannstelle des Schlagfells kein großes Einbeulen zu erwarten sein. Deswegen kann dort die kompakte Variante eingesetzt werden. Bei einer Montage im Randbereich könnten so darüber hinaus handelsübliche Mufflerrahmen (siehe Abbildung 3.2) zum Halten des Sensors dienen.

### 3.2.1.5 Einfluss der Schlagintensität auf das Signal

Für die Praxistauglichkeit muss vorab geklärt werden, ob die Sensoren eine ausreichende Dynamik für die Messung bereitstellen. Das Signal muss relativ linear zur Schlagintensität verlaufen und darf nicht frühzeitig in einen Sättigungszustand verfallen. Hierzu wird die Fallhöhe über die Einstellung des Auslenkwinkels des Schlagpendels (siehe Abbildung 3.7) in 6 Schritten sukzessive erhöht.

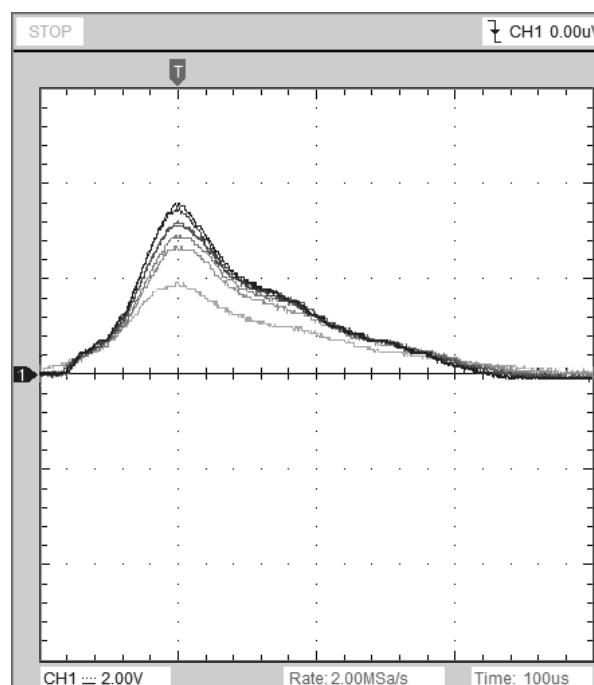


Abbildung 3.59: Messung der Linearität des Sensoraufbaus mit Holzkegel

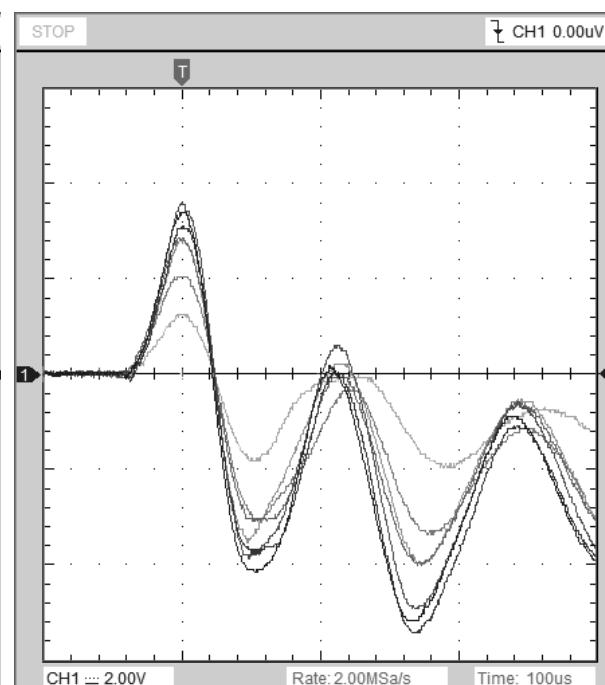
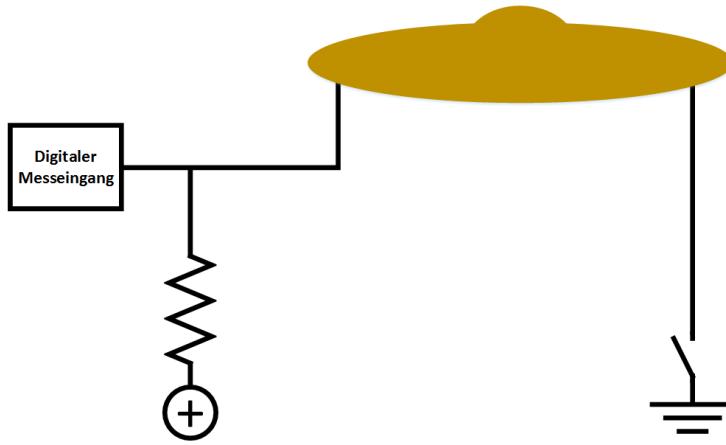


Abbildung 3.60: Messung der Linearität der Sensoraufnahme mit Holzhalbkugel

Es ist zu erkennen, dass ein Zusammenhang zwischen Schlagenergie und Amplitude des Signals vorhanden ist. Damit ist bewiesen, dass der Piezo-Sensor sich grundsätzlich für die Aufnahme von Schlägen unterschiedlicher Intensität eignet.

Die Verteilung der Intensitäten erinnert an den Rückgabewert einer Sinus-Funktion bei sukzessiver Erhöhung des Winkels. Um qualitativ eine Linearität des Sensors nachzuweisen, sollte die Schlagenergie über die Staffelung von verschiedenen Höhen eines Fallgewichts eingestellt werden.

### 3.2.2 Berührungssensor



Zum Messen der Berührung eines Beckens kann der Mensch als Leiter gegen Erde eingesetzt werden. Hierzu wird die Messleitung mit einem hochohmigen Widerstand gegen die Versorgungsspannung (siehe „+“ in Abbildung 3.61) geschaltet und mit dem metallischen Becken verbunden. Das Becken wird auf die Versorgungsspannung aufgeladen. Wenn der Bediener das Becken berührt baut sich das Potential gegen Erde ab.

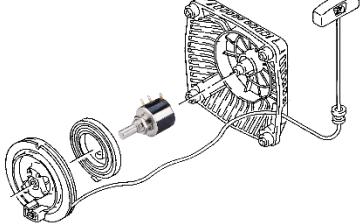
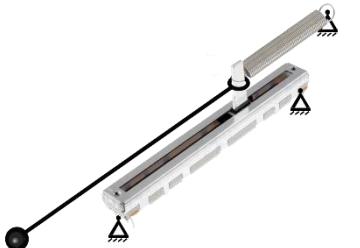
Abbildung 3.61: Konzept zum Erfassen der Berührung eines Metallbeckens

Da es vorkommen kann, dass der Bediener sich statisch aufgeladen hat. Ist für den Messeingang eine Schutzschaltung vorzusehen, die positive und negative Potentiale abbauen kann.

### 3.2.3 Potentiometer

Zur Aufnahme der Hubbewegung des Hi-Hat-Pedals eignen sich Drehpotentiometer und Linearpotentiometer. Der Hubweg des Hi-Hat-Pedals wird sicherheitshalber mit 100mm angesetzt, damit das Schließen des Pedals in jedem Fall nicht zur Zerstörung des Potentiometers führt. Im Extremfall wird das Hi-Hat-Pedal, mit hoher Geschwindigkeit, 4 Mal pro Sekunde getreten. Hochgerechnet auf eine Nutzungsdauer von einer Stunde pro Tag und einer Gewährleistung von 2 Jahren ergibt sich eine Mindestbelastung von:  $\frac{4}{s} \cdot \frac{1h}{d} \left( \frac{3600s}{h} \right) \cdot 2y \left( \frac{365d}{y} \right) \approx 10^7 \text{ Zyklen.}$

**Tabelle 3.24: Varianten zur Aufnahme der Hubbewegung über Potentiometer**

<p><b>Drehpotentiometer</b></p>  <p><b>Abbildung 3.62: Reversierster mit Drehpotentiometer als Linearwegaufnehmer</b></p>	<p>Ein Drehpotentiometer erfordert die Wandlung der Hubbewegung in eine Drehbewegung. Dies kann über eine Seilscheibe erfolgen. Dabei ist entweder der abgewickelte Umfang der Seilscheibe an den Hubweg anzupassen oder / und ein mehrgängiges Drehpotentiometer zu wählen. Das Seil kann dann in einer Bohrung an der Oberkante des Fußpedals eingehakt werden. Da das Seil nur Zugkräfte aufnehmen kann und das Potentiometer sich nicht selbstständig zurückstellt, ist ein Jojo-artiger Mechanismus erforderlich. Dies könnte mit einer Spiralfeder, wie man sie in einem Reversierstarter (siehe Abbildung 3.62) findet, umgesetzt werden.</p>
<p><b>Linearpotentiometer</b></p>  <p><b>Abbildung 3.63: Linearpotentiometer mit Federrückstellung als Linearwegaufnehmer</b></p>	<p>Ein Linearpotentiometer kann mit einem Seil, das in einer Bohrung am oberen Ende des Fußpedals eingehakt wird, die Linearbewegung aufnehmen. Da das Seil nur Zugkräfte aufnehmen kann und das Potentiometer nicht selbsttätig in die Ausgangslage zurückfährt, ist eine Feder erforderlich, die das Potentiometer bei Öffnen des Fußpedals wieder zurückstellt.</p>
<p><b>Linearer Wegaufnehmer</b></p>  <p><b>Abbildung 3.64: Linearer Wegaufnehmer zur Aufnahme der Fußpedalbewegung</b></p>	<p>Ein Linearer Wegaufnehmer als Zulieferkomponente verfügt über eine geführte Kolbenstange, die über eine Gelenk an das Fußpedal befestigt werden kann. Diese Wegaufnehmer sind für hohe Zyklen ausgelegt und lassen sich hervorragend an das Führungsrohr des Hi-Hat-Stativs klemmen.</p>



Der lineare Wegaufnehmer ist ein ausgereiftes zuverlässiges Konzept. Er ist relativ teuer, gewährleistet im Gegenzug hohe Zyklenzahlen. In Kombination mit einer Klemmung am Hi-Hat-Stativ wirkt diese Variante nicht nur optisch ansprechend, sondern stabil. Die Nulllage des Wegaufnehmers kann bequem über die Position der Klemmung auf dem Rohr geschehen.

Gewählt wird der Wegaufnehmer Opkon SLPT-100-D-10k<sup>9</sup>.

**Tabelle 3.25: Auszug Technischer Daten Linearer Wegaufnehmer Opkon SLPT-100-D-10k**

<b>Abbildung 3.65: Opkon SLPT-100-D-10k</b>	
Hub	100mm
Lebensdauer	50Mio. Zyklen
Max. Verfahrgeschwindigkeit	5m/s
Temperaturbereich	-20 bis 80°C

<sup>9</sup> <https://www.conrad.de/de/p/opkon-slpt-100-d-10k-wegaufnehmer-28-v-dc-hublaenge-100-mm-1273502.html>

### 3.3 Installation

Die ausgewählten Sensoren müssen an die Elemente des Schlagzeuges befestigt werden, um Signale aufnehmen zu können und benötigen Signalleitungen, die diese zum Gehäuse des Mikrocontrollers leiten.

Dabei sind

- die Trommeln, die ihrerseits ihrer Funktion nach unterschieden werden müssen;
- die Becken
- und der Wegaufnehmer des Hi-Hat-Fußpedals zu bearbeiten.



Abbildung 3.66: abzunehmende Elemente des vorliegenden Schlagzeuges Tama Artstar

#### 3.3.1 Anbringung der Trommel-Sensoren

Es müssen verschiedene Versionen von Befestigungen konzipiert werden. Trommeln sind üblicherweise mit 6, bzw. 8 Spannböcken versehen. Dabei kann eine Bassdrum, die immer an der gleichen Stelle durch die Fußmaschine geschlagen wird, grundsätzlich auch einen Sensor am Rand erhalten. Im Gegensatz dazu muss die Snaredrum, die 3 Schlagbereiche zur Simulation benötigt, eine aufwendigere Sensorinstallation erhalten. Die Toms benötigen einen zentral angebrachten Sensor und können innerhalb eines Sets von der Anzahl der Spannböcke variieren. Deswegen benötigt es für die Toms zwei Befestigungsvarianten.



Die Sensoren zur Aufnahme des Schlagfells müssen in ihrer Position exakt an das Fell geführt werden. Hierzu bieten sich das Konzept der Spindel oder Linearführungen an. Eine Linearführung, beispielsweise in Form eines Langloches, wird nicht in Betracht, da die Vermessung der Kessel gezeigt hat, dass diese für eine solche Anwendung stark in der Rundheit abweichen und ein Verschieben über 3 Lagerstellen problematisch ausfallen würde. Auch die Fixierung der Führung stellt sich schwierig dar, da die Einstellung der Position des Sensors mit aufgezogenem Schlagfell vonstattengehen muss.

Eine Spindel in Form einer Schraube auf einer Sensorbrücke dagegen stellt ein leicht-umzusetzendes Konzept dar. Eine Schraube garantiert zudem eine leichte Zugänglichkeit in der Rotationsachse des Trommelkessels. Für diese Idee bieten sich 2 Lösungskonzepte an:

Sensor direkt auf Schraube kleben



In erster Variante kann der Sensor direkt auf eine Schraube geklebt werden, die dann in einer Brücke mit Innengewinde zur Erzeugung einer Hubeinstellbewegung genutzt werden können.

Der Sensorsaufbau ist mit einer Karosseriescheibe M4 ausgestattet. Diese weist einen 12mm Ausendurchmesser auf. Das nächste Regelgewinde das diese Stirnfläche bietet ist M16 mit einem

Kerndurchmesser von 13,5mm.

Durch die Drehbewegung würden die Signalleitungen um die Schraube torquiert; eine Spule bilden und gegebenenfalls sogar abreißen. Um dies zu verhindern müssen die Leitungen, beispielsweise, durch einfache KFZ-Flachstecker voneinander trennbar sein.

Da die Verbindung nicht vom Körperschall des Kessels entkoppelt wäre, müsste die Kesselanbindung durch Schaumstoff oder Ähnliches getrennt werden.

Aufgrund des Problems der Schwingungsentkopplung und der Gefahr unbeabsichtigt die Sensoren während der Höhen-Kalibrierung zu beschädigen, wird der Sensor auf einer Hubplattform montiert. Durch die Möglichkeit des 3D-Drucks spielt der Kostenfaktor eine unbedeutende Rolle.

Sensor auf Hubplattform montieren



In zweiter Variante kann der Sensor an einer Drehbewegung gehindert werden, indem eine Führungsstange (hier eine M8-Schraube mit Schaft) in Kombination mit einer drehbar in der Hubplattform gelagerten Innensechskantschraube, eingesetzt wird. Die Hubbewegung wird aus der Drehbewegung gewandelt, die über eine selbstsichernde Mutter auf die Schraube aufgebracht werden kann. Um ein Verstellen der Höhe durch Vibrationen auszuschließen, ist eine zweite Mutter zur Konterung vorgesehen. Auf der Hubplattform besteht die Freiheit eine Schwingungsentkopplung in Form eines Schaumstoffzylinders direkt unter dem Sensor zu setzen. Darüber hinaus kann auch eine Lüsterklemme oder Ähnliches zur Zugentlastung der Anschlusskabel installiert werden.

### 3.3.1.1 Kessel mit 6 Spannböcken



Abbildung 3.67: CAD-Modell der 12" Tom des vorliegenden Tama Artstar Drumset

Die 12"- und 13" Kessel des vorliegenden Sets „Artstar“ vom Hersteller Tama sind mit 6 gleichmäßig verteilten Spannböcken ausgestattet. Die Kessel verfügen über ein Luftloch von 10,5mm Durchmesser. Die Sensorik der Tom-Kessel muss einen Sensor für das Schlagfell und einen Sensor, der Schläge auf den Spannring aufzeichnet, aufweisen.

Der Sensor für das Schlagfell muss mittig positioniert werden, da ein Schlag in die Mitte des Kessels im akustischen Aufbau die größte Lautstärke hervorbringt. Eine exzentrische Anbringung des Sensors würde zwar die Gefahr eines „Hotspots“ (übersensitive Messstelle) minimieren, jedoch eine Lautstärkeerhöhung zu einem Randgebiet mit sich ziehen. Sollte nach einem praktischen Test ein unzumutbarer Hotspot auftreten, so ist die Sensorik erneut anzupassen.



Abbildung 3.68: Befestigung von Winkeln in dem Trommelkessel

Für die Befestigung einer Halterung des Sensors für das Schlagfell werden Winkel gewählt. Sie können direkt über die M4-Gewinde der Spannböcke befestigt werden. Da 2 Winkel die Gefahr eines Kippens hervorbringen würden, werden 3 Winkel zur Anbindung einer Sensorbrücke gewählt.

Als Winkel wird ein handelsüblicher 90° Verstellwinkel genutzt, der ein 5mm breites Langloch aufweist. Die Gewinde der Spannböcke weisen einen Lochabstand von 39mm auf. Die Länge des Langloches des Winkels ist 50mm lang.

Die Schrauben werden mit Federringen versehen und eingeklebt. Diese Maßnahmen garantiert, dass die Verschraubung sich nicht durch im Betrieb auftretende Vibrationen lösen.



Abbildung 3.69: Befestigung des Rim-Sensors auf einem Winkel

Der Sensor zur Detektion der Spannringanschläge kann das Signal in Form von Körperschall direkt vom Kessel abgreifen. Dazu wird der Sensor unmittelbar auf den Winkel am Kessel geklebt, der dem Luftloch am nächsten ist, um später dort die Signalleitung auf kurzem Wege herauszuführen. Da die Winkel direkt mit dem Kessel verbunden sind, können diese genutzt werden und eine zusätzliche Befestigungsmöglichkeit entfällt.

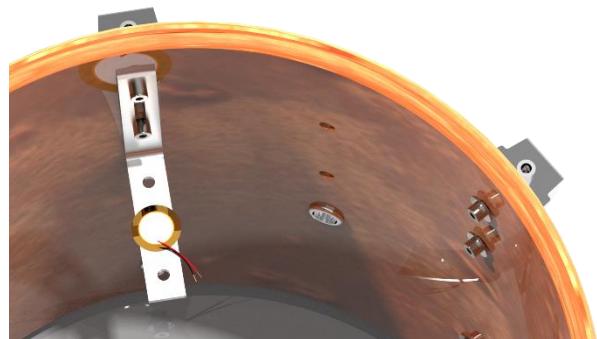


Abbildung 3.70: Befestigung der Sensorbrücke unter den Winkeln

Als Sensorbrücke wird ein Stern gewählt, dessen Querschnitt sich zum Zentrum entsprechend dem Anstieg des Biegemoments in Höhe und Breite vergrößert. Gewählt wird das 3D-Druck-Verfahren, da dieses schnelle Ergebnisse liefert und Kosten einspart. Im Zentrum der Brücke befindet sich ein M16-Gewinde mit 2mm Steigung. Dieses lässt sich problemlos im 3D-Druckverfahren herstellen.

Außerdem weist die Brücke ein 8mm Führungsloch auf. Damit ist es möglich die Höhe des Sensors über eine M16-Schraube einzustellen, ohne, dass sich der Sensor mitdreht und die Lötstellen abreissen.

Die Verschraubung der Brücke an den Winkeln wird mit selbstsichernden Muttern ausgeführt, damit diese sich nicht lösen.



Abbildung 3.71: Nutzung einer höhenverstellbaren Sensorplattform

Um den Kontakt zwischen Schlagfell und Sensor kalibrieren zu können wird eine lange M16-Innensechskantschraube gewählt die mit ihrem Kopf drehbar in einer Plattform gelagert ist. Die Plattform wird ebenfalls 3D gedruckt und zweiteilig ausgeführt, so dass Führungsschraube und besagte Innensechskantschraube eingesteckt werden können. Durch das Oberteil wird der Schrauben der vertikale Freiheitsgrad genommen; um ihre Achse jedoch ihre Freiheit gelassen. Die beiden Teile werden mit Schrauben und selbstsichernden Muttern zusammengeklemmt. Bei Bedarf kann das vertikale Spiel der M16-Innensechskantschraube mit Führerlehrblech eingestellt werden, um Fehlsignale durch mögliche vertikale Vibration abzustellen.

Im Oberteil ist eine Aussparung mit Schaumstoff gefüllt, auf die der Sensoaufbau aus Kapitel 3.2.1.4 aufgeklebt wird.

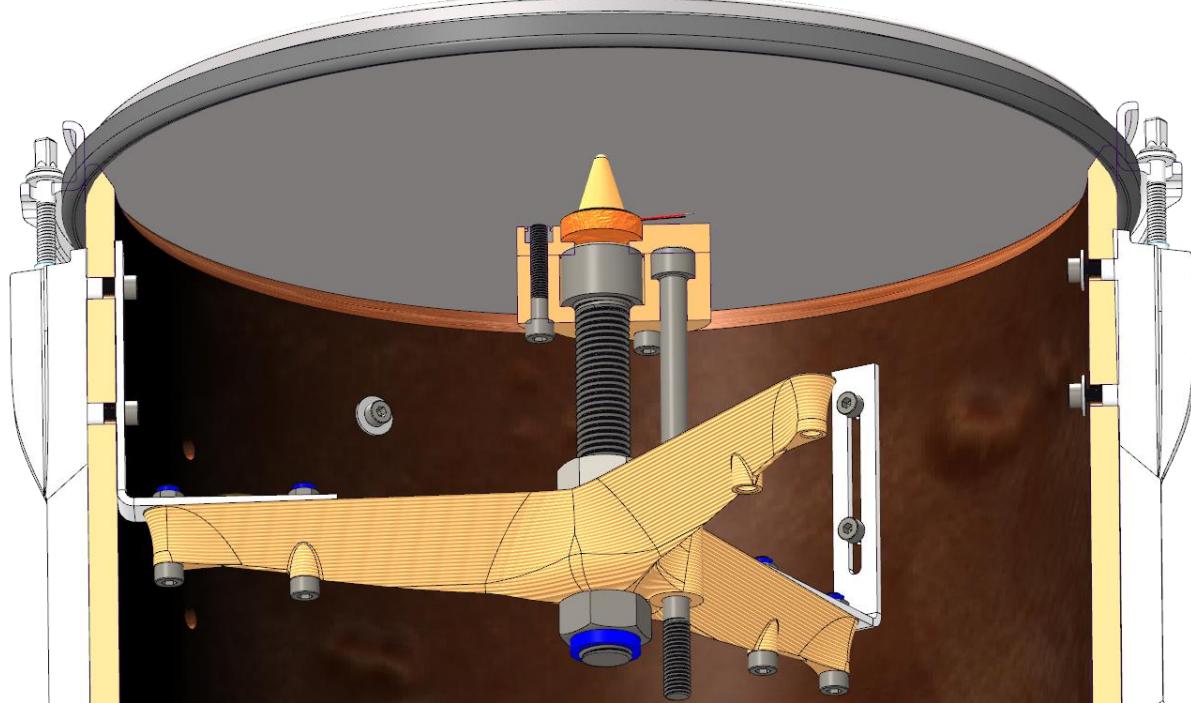


Abbildung 3.72: Schnitt durch die komplette Sensoaufnahme

### 3.3.1.2 Kessel mit 8 Spannböcken

Die Sensorik ist dieselbe wie mit 6 Spannböcken (siehe Abbildung 3.72). Lediglich die Sternform wird von einer  $120^\circ$ -Verteilung zu einer symmetrischen  $135^\circ$ -Verteilung der Sternarme abgewandelt.

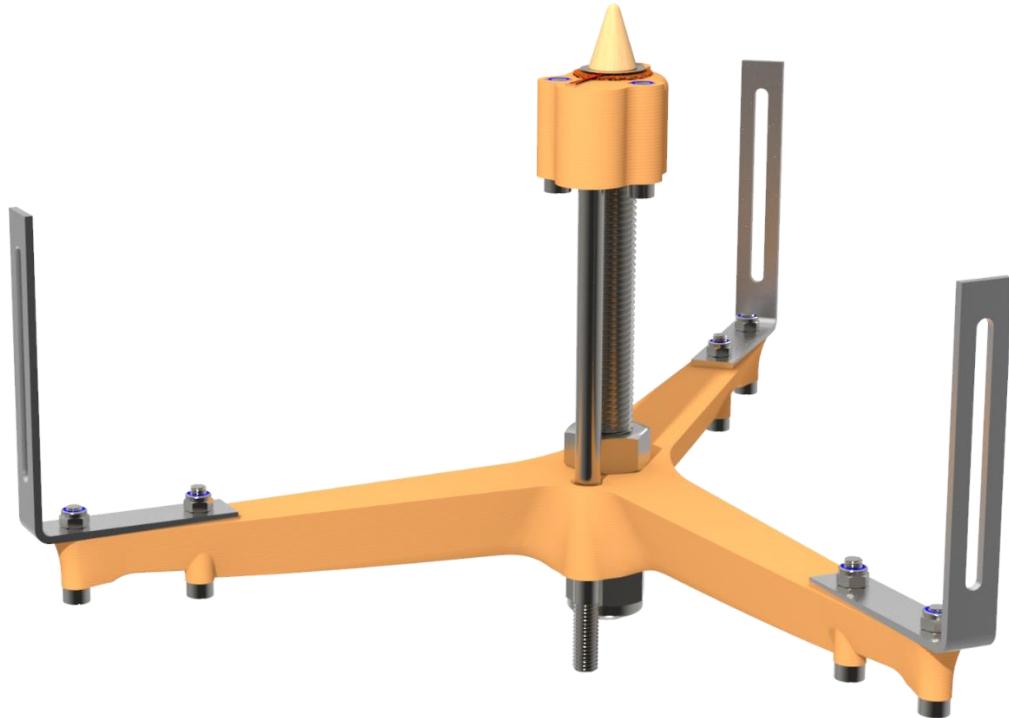


Abbildung 3.73: Sensorik für Trommeln mit 8 Spannböcken

### 3.3.1.3 Bassdrum mit 8 Spannböcken

Da die Bassdrum durch die Fußpedale stets an derselben Stelle angespielt werden, genügt eine konventionelle Randmontage, wie bei handelsüblichen Triggern üblich.

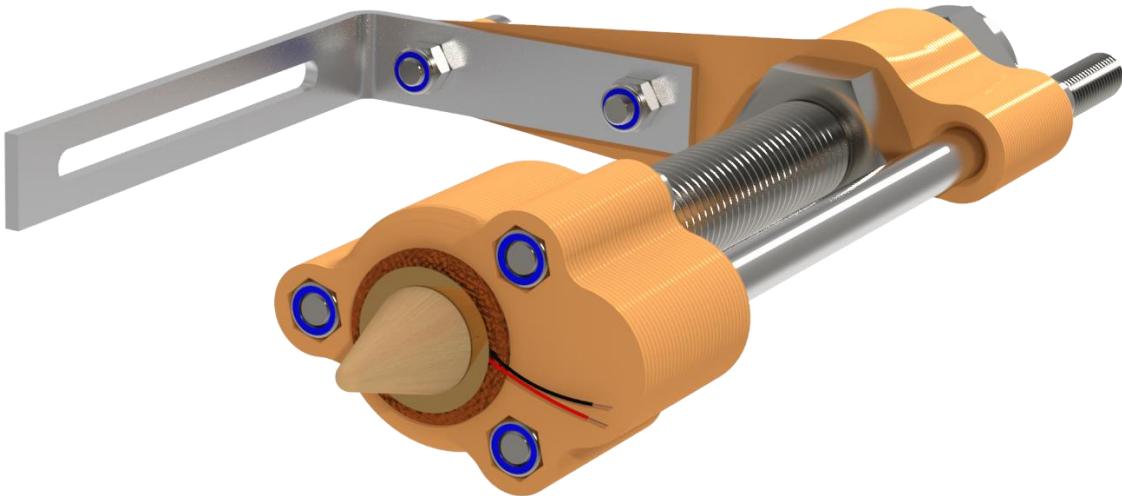
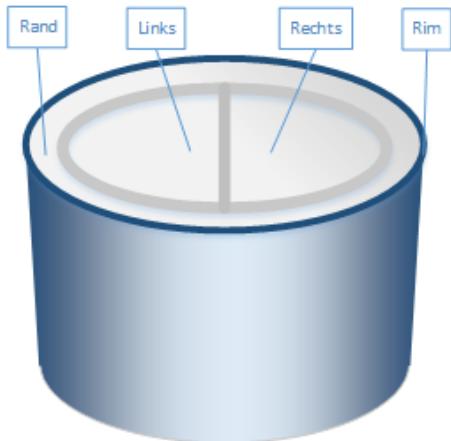


Abbildung 3.74: Sensorik für Bassdrum mit Randmontage

### 3.3.1.4 Snaredrum mit 8 Spannböcken



Die Snare ist durch die 4 Anschlagbereiche (siehe Abbildung 3.75) die komplizierteste Trommel. Jeder Bereich kann einzeln ein Audio-Event im Programm „Addictive Drums“ auslösen. Die Kombination der Schlagfellbereiche mit dem Rim erzeugt abgewandelte Audio-Events.

Dies erfordert ein Konzept zur Sensorik, mit welchem eine Unterscheidung der beschlagenen Bereiche möglich wird.

Der Rim kann wie in Kapitel 3.3.1.1 über einen Sensor auf einen der Befestigungswinkel erfolgen.

Die Unterscheidung zwischen linker- und rechter Hand kann über 2 Sensoren, die aus der Mitter heraus positioniert sind realisiert werden. Dabei kann im

späteren Verlauf eine softwareseitige Vergleichsabfrage ermitteln, welcher der beiden Sensoren ein stärkeres Signal erhält. Damit würde sich die Schlagposition bestimmen lassen.

Der Randbereich lässt sich mit einer Batterie an parallel-geschalteten Sensoren ausstatten, die auf einem sogenannten „Muffler“ (siehe Abbildung 3.77) geklebt werden. Dabei wird die Sensorsauswahl aus Kapitel 3.2.1.4 zur Grundlage genommen. Durch die kleine 8mm-Holzhalbkugel findet der Sensor zwischen Schlagfell und „Muffler“ Platz.

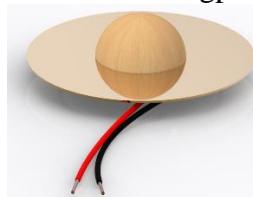


Abbildung 3.76: Sensor mit Hölzerner Halbkugel und M4-Unterlegscheibe



Abbildung 3.77: Auflage für Rim-Detect-Sensoren Remo Muff'l® Control Ring



Abbildung 3.78: Snare mit Sensorik



### 3.3.2 Anbringung der Becken-Sensoren

Der gewählte Piezosensor (siehe Kapitel 3.2.1.2) muss derart an das Becken angebracht werden, dass die Schwingung aufgenommen werden kann; die Schwingung aber nicht behindert wird.

Sämtliche Becken sind gleichartig auf Filzunterlagen gelagert. Sie können einen Befestigungspunkt darstellen. Durch die kuppelförmige Glocke kann der scheibenförmige Sensor allerdings keinen direkten Kontakt zum Becken erhalten und muss in das Auflager integriert werden. Außerdem muss sichergestellt werden, dass kein Teil des Sensors elektrischen Kontakt zum Becken erhält, da das Becken in der Berührungsauswertungs-Sensorik als Leiter benutzt werden soll.

Die Modifizierung der Becken mit den Dämpfungs-Matten (Meinl-Cymbal-Mute siehe Abbildung 3.5) ergeben 2 weitere Befestigungsmöglichkeiten. Auch hier darf der Sensor keinen direkten Kontakt zum metallischen Becken erhalten, um die Berührungsauswertungs-Sensorik nicht zu stören.

Die Montage soll nachfolgend kurz diskutiert werden:

#### Montage oberhalb des Beckens

- Klebung oberhalb der Dämpfmatte
- Oder Klebung unterhalb der Dämpfmatte unter Einsatz einer elektrischen Isolationsschicht
- Kabel müssen durch einen extra konstruierten Kanal geführt werden und werden mechanisch belastet
- Montage / Demontage in der Praxis unzumutbar
- Perfekte Messergebnisse zu erwarten
- Möglichkeit Überspannungen bis zur Zerstörung des Sensors durch direkte Schläge



Abbildung 3.79: Becken von oben

#### Montage unterhalb des Beckens

- Klebung zwischen 2 Cypads möglich
- Kabel kann direkt nach unten abgeführt werden
- Montage / Demontage in der Praxis unbedenklich
- Ggf. Messergebnisse mit gedämpften Frequenzspektrum
- Garantiert geringe Pegel im unbedenklichen Bereich



Abbildung 3.80: Becken von unten



Abbildung 3.81: Klebung des Piezosensors auf die Dämpfungsmatte

Der Sensor wird auf die Dämpfungsmatte geklebt (siehe Abbildung 3.81). Dadurch befindet er sich im Sichtbereich. Die Leitungen müssen direkt entlang der Achse zwischen Becken und Gewinde geführt werden. Hierzu muss ein Kanal konstruiert werden. Die Leitungen sind ständiger mechanischer Belastung ausgesetzt.



Abbildung 3.82: Klebung Piezosensor unter Dämpfmatte mithilfe eines Isolationselementes

In dieser Variante wird der Sensor unter die Dämpfungsmatte geklebt. Unter den Sensor selbst wird eine Isolationsschicht aufgebracht. Die Leitungen sind mit Schrumpfschläuchen zu isolieren. Die Messwerte sind hervorragend, da sie direkt von der Quelle entnommen werden. Die Leitungen müssen auch hier durch einen Kanal geführt werden, wobei hier die mechanische Belastung der Kabel noch kritischer anzusehen ist. Die Kabel müssen um den Radius der Bohrung im Zentrum geführt werden.



Abbildung 3.83: Klebung des Piezosensors auf ein Cympad

In der dritten Variante wird der Sensor auf einen Cympad<sup>10</sup> geklebt. Ein zweiter Cympad wird über diesen gelegt, um den Piezosensor elektrisch zu isolieren und eine mechanische Verbindung zwecks Schwingungsübertragung einzurichten. Da die Sensoren scheibenförmig sind und die Glocke des Beckens kuppelförmig, stellt dies eine einfache Lösung dar, die den Vorteil hat das Abklingverhalten des bereits abgedämpften Beckens noch weiter zu verkürzen.

Cympads sind in verschiedenen Durchmessern

- 50mm
- 60mm
- 70mm
- 80mm
- 90mm

erhältlich, sodass für jede Beckenglocke der optimale Durchmesser gewählt werden kann.



Abbildung 3.84: Cympad Moderator Set

Vorteilhaft ist die einfache Möglichkeit die Kabel hinauszuführen. Sie können in eine Verteilerbox geführt werden, welche am auf der Abbildung 3.83 unten zu sehenden Kunststoffrohr befestigt werden kann. Die Berührungsauswertung könnte beispielsweise mit einer leitenden Folie auf dem oberen Cympad realisiert werden.

Zu überprüfen ist der Einfluss der Dämpfung auf das zu messende Frequenzspektrum. Im Fall der Hi-Hat sollte die Befestigung am oberen Becken geschehen. Hier muss in der Beckenauflage ein Kabelkanal vorgesehen werden.

<sup>10</sup> [https://www.thomann.de/de/cympad\\_moderator\\_box\\_set.htm](https://www.thomann.de/de/cympad_moderator_box_set.htm)

### 3.3.3 Anbringung des Weg-Aufnehmers



Abbildung 3.85: Tama Iron Cobra Hi-Hat-Ständer mit Anbauelementen

Der Lineare Wegaufnehmer sollte auf die Hinterseite des Hi-Hat-Ständers geschraubt werden. Damit ist sichergestellt, dass der Fuß des Bedieners die Stange des Wegaufnehmers nicht berührt und damit diesen beschädigt.

Über die beiliegenden Halterungen kann der Sensor an eine Schelle geschraubt werden. Dabei muss die Verschraubung in der Schelleninnenseite versenkt werden, damit die Schraubenköpfe nicht am Rohr anliegen. Die Schelle kann ihrerseits an das Rohr des Hi-Hat-Ständers geklemmt werden.

Das vorliegende Hi-Hat-Stativ „Iron Cobra HH805D“ des Herstellers Tama weist einen Rohrdurchmesser von 40mm auf.

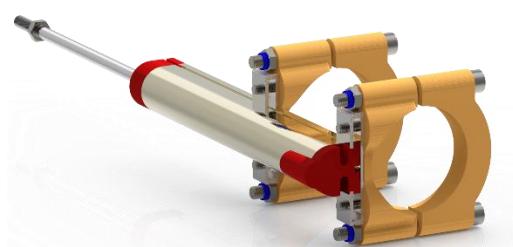


Abbildung 3.86: Befestigung des Wegaufnehmers über 3D-gedruckte Schellen - Ansicht 1

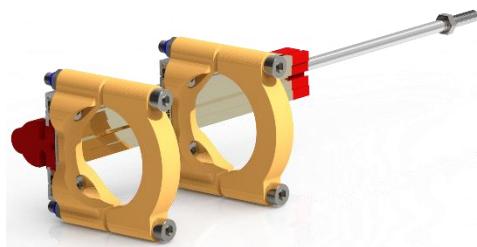


Abbildung 3.87: Befestigung des Wegaufnehmers über 3D-gedruckte Schellen - Ansicht 2

Als Fertigungsverfahren eignet sich 3D-Druck. Hierbei muss die Schellenhälfte wegaufnehmerseitig orthogonal zur planen Flanschfläche gedruckt werden. Die Zweite Schellenhälfte muss in Richtung der Klemmachse gedruckt werden. Damit weist der Anschluss für den Wegaufnehmer eine plane Funktionsfläche und die Klemmschelle eine saubere Rundung für das Stativrohr auf.

Die Schwenkbewegung des Fußpedals muss in eine Lineare Hubbewegung gewandelt werden. Dies kann mit einem Kugelgelenk, welches auf einer Gleitbahn sitzt, umgesetzt werden. Hierzu kann mittels des 3D-Druck-Verfahren eine zweigeteilte Zange konstruiert werden.

Diese kann auf das Fußpedal geschoben und mit einer Schraube geklemmt werden. Die Bohrung hierfür ist auf dem Fußpedal bereits vorhanden. Das Pedal wird ebenfalls bei Fußmaschinen für die Bassdrum genutzt. Dort dient es der Befestigung eines Fußstoppers, die bei einem Hi-Hat-Pedal entfällt.

Das Gewinde der Kolbenstange des Wegaufnehmers muss in jedem Fall verlängert werden. Dies kann mit einer langen gekonterten Mutter nach DIN6334 und einer Gewindestange nach DIN975 erfolgen.

Für die Umsetzung bieten sich 3 Varianten an:

Einsatz eines Kugelgelenkes mit Linearführung

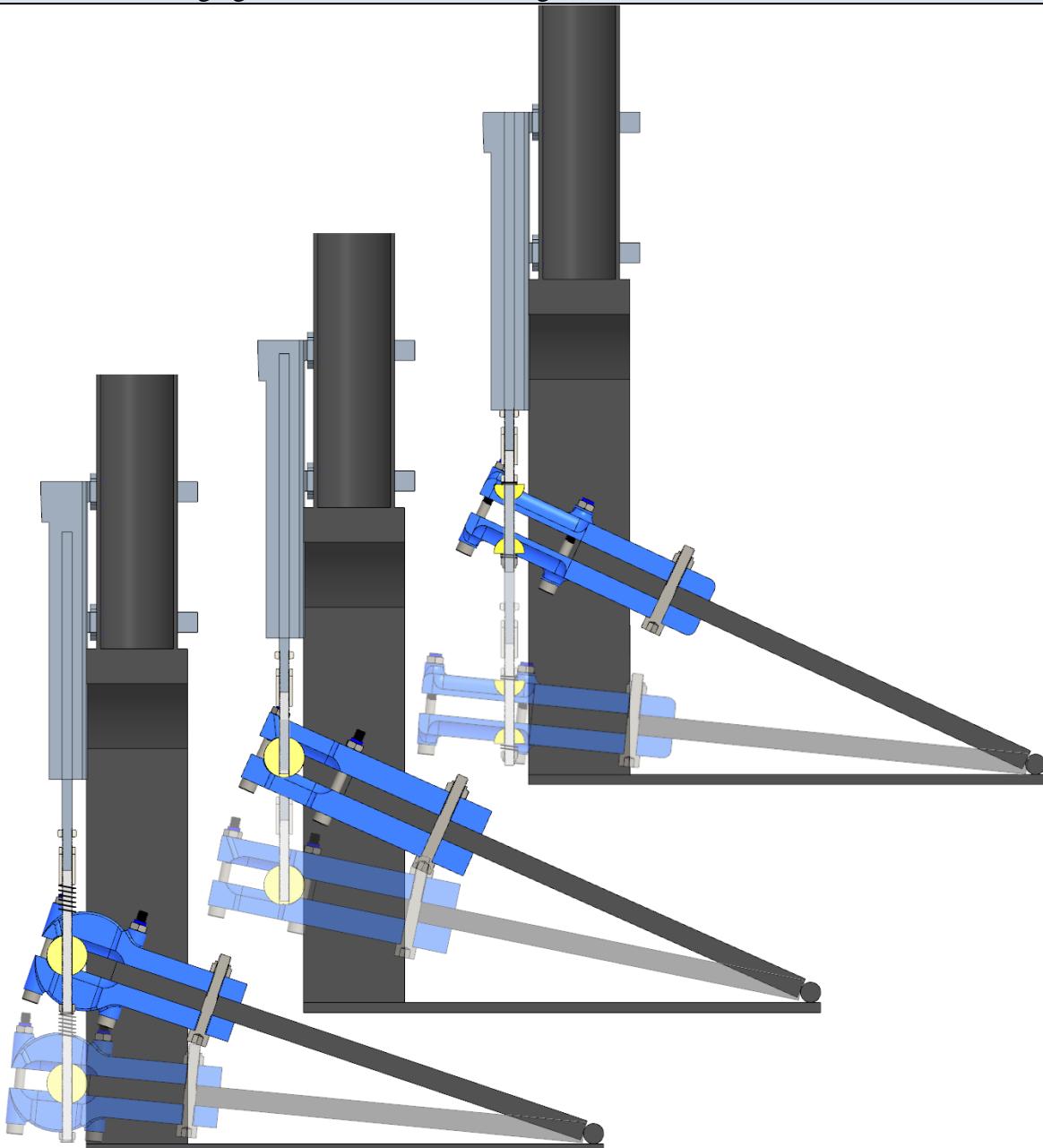


Abbildung 3.88: Wandlung Schwenkbewegung in Hubbewegung – 3 Varianten

In der ersten Variante (siehe Abbildung 3.88 links) wird eine Kugel mit Durchgangsloch auf die Gewindestange geschoben. Zur Fixierung befindet sich auf der Unterseite eine Mutter mit Nylon (DIN985) und auf der Oberseite eine Feder, die das dynamische Spiel der Zange ausgleicht. Die äußere abgerundete Kontur der Zangenhälften ist unvorteilhaft für den Druckprozess und erfordert eine aufwendige Nachbearbeitung der Oberfläche.

In der zweiten Variante (siehe Abbildung 3.88 mittig) ist die Kugel mit einem Gewinde versehen und auf die Gewindestange geschraubt. Die Zangenhälften sind druckbettauflagenseitig eben gestaltet.

In der dritten Variante greifen 2 durchbohrte Kugelhälften in die Außenseite der Zange ein. Während des Betriebes muss das sich verändernde Spiel durch zwei Federn ausgeglichen werden. Die Zangenhälften sind ebenfalls druckbettauflagenseitig eben gestaltet. Die Vorspannung der beiden Federn kann über eine Mutter eingestellt werden.



Die zweite Variante stellt den geringsten Aufwand dar. Es sollte überprüft werden, ob eine Metallkugel mit einem angemessenen Durchmesser erhältlich ist. Eine Kugel erfordert Stützstruktur im 3D-Druck-Verfahren. Das Entfernen dieser Struktur führt eine sehr schlechte Oberfläche nach sich. Obwohl die Gegenseite (Zangen) eine relativ gute Oberfläche aufgrund der Druckbettebene aufweisen wird, ist die Kombination beider ~ als Gleitpartner kritisch anzusehen. Darüber hinaus stellt ein M5-Gewinde, wie es die Kolbenstange des Wegaufnehmers aufweist, ein Hindernis für das Verfahren dar. Es müsste durch einen Gewindeguss ersetzt werden.

Für den Fall, dass sich keine metallische Kugel mit M5-Gewinde beziehen lässt, ist die Variante 3 zu bevorzugen. Beide Funktionsflächen können so ausgerichtet werden, dass sie keine Stützstruktur benötigen. Die Funktion kann durch den Einsatz von Schmierfett und der Einstellung der Feder-Vorspannung reguliert werden.



### 3.3.4 Steckverbindungen

Zur Übertragung der Signale von den Sensoren in das Controller-Gehäuse werden Steckverbindungen benötigt. Die Leitungen müssen geschirmt sein, sodass der Schirm mit dem Metallgehäuse des Controllers verbunden werden kann. Die Signale der Piezosensoren sollen auf 2 Leitungen erfasst werden. Mit einer späteren Pseudo-Differenzverstärkung (Subtrahierung von signallosem Leiter) kann so der Einfluss eventueller Störsignale ausgelöscht werden. Die beiden Leitungen müssen durch einen Schirm geschützt sein. Sie sollen durch die vorhandenen Luftlöcher der Trommel-Kessel geführt werden (Durchmesser 10,5mm). Der einheitlichen Gestaltung wegen, sollen sämtliche Leitungen den gleichen Steckertyp erhalten und sollen derart gestaltet sein, dass das Vertauschen von Kabeln (wenn möglich) nicht zu Fehlern führt.

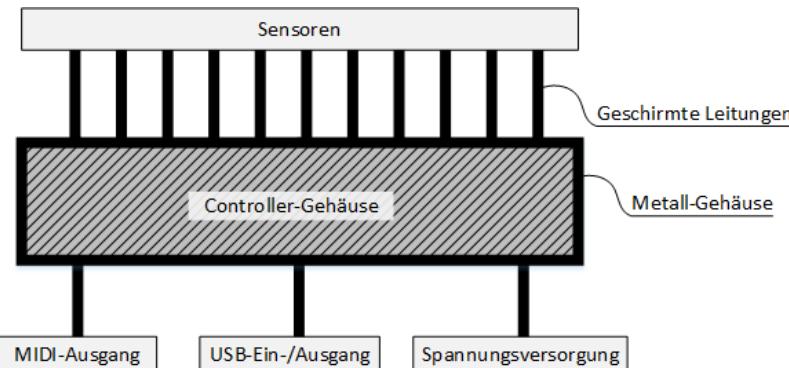


Abbildung 3.89: Controller-Gehäuse als Black-Box

müssen durch einen Schirm geschützt sein. Sie sollen durch die vorhandenen Luftlöcher der Trommel-Kessel geführt werden (Durchmesser 10,5mm). Der einheitlichen Gestaltung wegen, sollen sämtliche Leitungen den gleichen Steckertyp erhalten und sollen derart gestaltet sein, dass das Vertauschen von Kabeln (wenn möglich) nicht zu Fehlern führt.

Zur symmetrischen Übertragung von Audiosignalen eignen sich folgende Steckertypen:

Tabelle 3.26: Vergleich geschirmter Kabel (Klinke- und DIN-Steckverbindung)

Klinke-Verbindung		DIN-Verbindung (DIN EN 60130-9)
6,3mm	3,5mm	
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Polzahlen: 2 &amp; 3</li> <li>• hohe Klemmkraft</li> <li>• Kabel in sämtlichen Längen verfügbar</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Polzahlen: 2; 3 &amp; 4</li> <li>• geringe Klemmkraft</li> <li>• 4-pol-Kabel nur in kurzen Längen erhältlich</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Polzahlen: 3; 5; 7; 8; 14 [32]</li> <li>• hohe Klemmkraft</li> <li>• 5-pol-Kabel als MIDI-Kabel in sämtlichen Längen verfügbar</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>+ Kompatibilität zu anderen Systemen (Standard bei Elektroschlagzeugen)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ Steckerköpfe können durch Kessellocher geführt werden</li> <li>+ Geringer Bauraum an Buchsen</li> <li>+ Kompatibilität zu 6,3mm-Klinke durch Adapter</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ Möglichkeit alle Messleitungen in einem Kabel unterzubringen</li> </ul>





Je Schlagzeugelement müssen folgende Anzahl an Leitungen (einschließlich Schirmung) in einem Stecker geführt werden:

Tabelle 3.27: Nötige Leitungen je Schlagzeugelement

	Sensor	Leitungen	Benötigte Polanzahl		
			ideal	MIDI	Klinke
Bassdrum	Piezoelement Schlagfell	2	3-pol	5-pol	3-pol
Tom 1	Piezoelement Schlagfell	2	5-pol	5-pol	3-pol + 3-pol
	Piezoelement Rim	2			
Tom 2	Piezoelement Schlagfell	2	5-pol	5-pol	3-pol + 3-pol
	Piezoelement Rim	2			
Tom 3	Piezoelement Schlagfell	2	5-pol	5-pol	3-pol + 3-pol
	Piezoelement Rim	2			
Tom 4	Piezoelement Schlagfell	2	5-pol	5-pol	3-pol + 3-pol
	Piezoelement Rim	2			
Snare	Piezoelement Schlagfell links	2	9-pol	5-pol +	3-pol + 3-pol
	Piezoelement Schlagfell rechts	2			
	Piezoelemente Schlagfell Rand	2		5-pol	3-pol + 3-pol
	Piezoelement Rim	2			
Hi-Hat	Piezoelement Becken	2	6-pol	5-pol + 5-pol	3-pol + 3-pol
	Potentiometer Fußpedal	3			
Becken 1	Piezoelement Becken	2	4-pol	5-pol	3-pol + 2-pol
	Erdungsleitung Becken	1			
Becken 2	Piezoelement Becken	2	4-pol	5-pol	3-pol + 2-pol
	Erdungsleitung Becken	1			
Becken 3	Piezoelement Becken	2	4-pol	5-pol	3-pol + 2-pol
	Erdungsleitung Becken	1			
Becken Ride	Piezoelement Becken	2	4-pol	5-pol	3-pol + 3-pol
	Erdungsleitung Becken	1			
Kuhglocke	Piezoelement	2	3-pol	5-pol	3-pol
Pad 1	Piezoelement	2	3-pol	5-pol	3-pol
Pad 2	Piezoelement	2	3-pol	5-pol	3-pol

Der Vorteil des 3,5mm-Klinkenkabel den Stecker durch das Luftloch eines Kessels zu führen scheitert an der Snare-Drum, an der mindestens vier 3-polige Kabel nötig wären. Der MIDI-Stecker vereint 2 Sensoren in einem Kabel. Jedoch kann ein Leitungspaar ein anderes Paar durch Induktion beeinflussen und die spätere Signalauswertung erschweren.

Da das 6,3mm-Stereo-Klinkekabel allgemeiner Standard bei Elektroschlagzeugprodukten (z.B.: Trigger) ist, wird es gewählt. Es kann auch als Multicore-Kabel bezogen werden. Jeder Sensor, und späterer Schlagzeugkanal, geht damit einzeln in das Controller-Gehäuse ein.

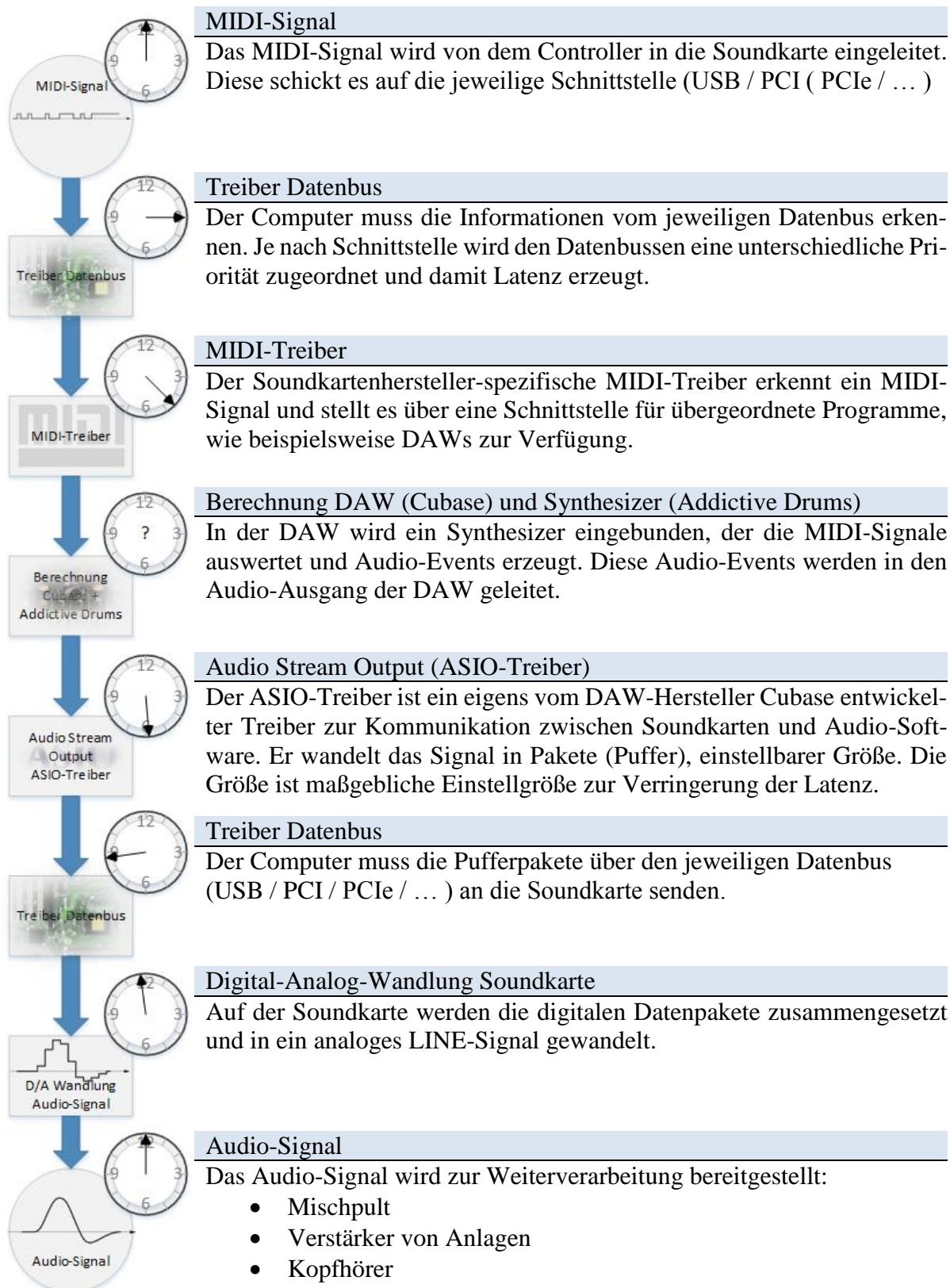


Abbildung 3.90: 13-fach 6,3mm Stereo-Klinke Multi-Core-Kabel<sup>11</sup>

<sup>11</sup> <https://www.drum-tec.de/alesis-trigger-multicore-kabel-13fach-xl>

### 3.4 Computer

Die Signalkette auf dem Computer erzeugt die größte Latenz. Sie gliedert sich wie folgt:





### 3.4.1 Priorität von Bussystemen

Computer sind mit verschiedenen Bussystemen ausgestattet. Den Bussen liegt eine unterschiedlich-hohe Bandbreite zugrunde und wird eine unterschiedlich-hohe Priorität zugeordnet. Die Bandbreite spielt bei der Übertragung eines MIDI-Signals keine Rolle. Die Latenz und damit Priorität des Datenbusses ist für die Auswahl ausschlaggebend.

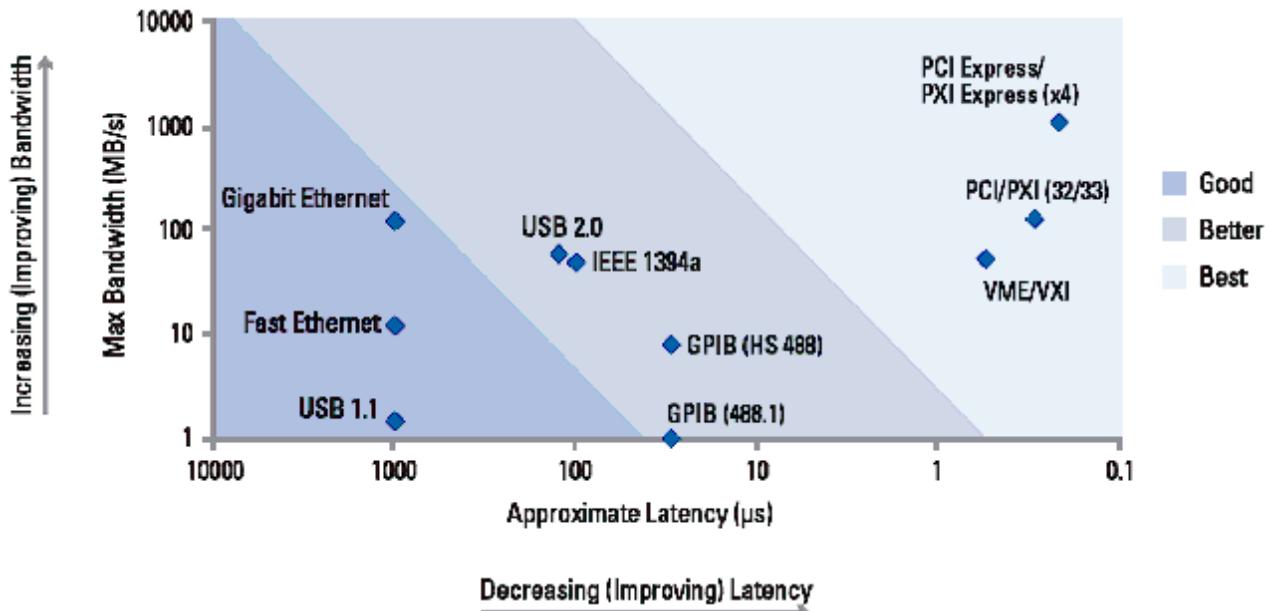


Abbildung 3.91: Latenz verschiedener Busse [26]

Auf der Abbildung 3.91 ist zu erkennen, dass PCI- und PCI Express-Datenbusse die niedrigste Latenz aufweisen. Der bei vielen Endverbrauchergeräten genutzte USB-Anschluss weist eine relativ hohe Latenz auf. In folgender Tabelle sind einige in Frage kommende Anschlüsse mit konkreten Latenzwerten aufgelistet.

Tabelle 3.28: Latenzen ausgewählter Datenbusse [26]

	USB2.0	IEEE1394a (FireWire)	PCI	PCI-Express	Thunderbolt
Latenz	$\approx 0,125\text{ms}$	$\approx 0,100\text{ms}$	$\approx 0,0007\text{ms}$	$\approx 0,0007\text{ms}$	$\approx 0,0007\text{ms}$
Bemerkung	Windows-Systeme	Macintosh-Systeme	Windows-Systeme	Windows-Systeme	Macintosh-Systeme
Anschluss					

Da in Europa Windowsgeräte einen allgemeinen Standard darstellen, wird eine PCI-Schnittstelle, statt der unüblichen Thunderbolt-Schnittstelle, vorgezogen.

### 3.5 Audio-Interface

Die Wahl des Audio-Interfaces hat maßgeblichen Einfluss auf die Latenzzeit zwischen der digitalen Audiosignal-Erzeugung auf der DAW und der analogen Audio-Signal-Ausgabe am Interface selbst. Professionelle Audio-Interfaces werden mit eigenen Treibern geliefert, sodass eine hohe Audioqualität bei niedriger Latenz erreicht werden kann.

Tabelle 3.29: Auswahl technischer Daten des Audio Interface Marian Trace Alpha [24]

 <p>Abbildung 3.92: PCI-Audio-Interface Marian Trace ALPHA<sup>12</sup></p>	Analoge Ausgänge	2x 6,3mm Stereo-Klinkenbuchse
	Sampleraten Ausgang	48kHz / 96kHz / 192kHz
	Latenz	beispielsweise 2ms bei 44,1kHz
	D/A-Wandlung	24bit
	MIDI-Eingang	1x 5-pol DIN-Stecker
	Treiber	Windows 64bit

#### 3.5.1 Konfiguration der Latenz

Die Latenz zwischen PCI-Bridge und Soundkarte kann treiberseitig über die DMA-Puffergröße eingestellt werden (siehe Abbildung 3.93). Dies kann über die ASIO-Schnittstelle oder den

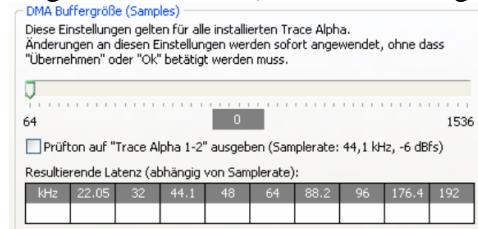


Abbildung 3.93: Einstellung der Latenz über Puffergröße und Samplerate [24, S. 33]

Die geringstmögliche Latenz muss ermittelt werden. Sie beträgt beispielsweise 0,75ms bei 48kHz und einem Puffer von 64ms/kHz.

Audio-Interface-Software geschehen. Abhängig von der gewählten Samplerate kann so die Latenz soweit abgesenkt werden, bis das Audio-Signal gerade noch ohne Aussetzer oder Knistern übertragen werden kann.

$$\text{Latenz} = \frac{\text{Samplerate [kHz]}}{\text{Puffergröße} \left[ \frac{\text{ms}}{\text{kHz}} \right]}$$

#### 3.5.2 Konfiguration der Latenz über PCI Latency Time

Sind in dem Computer mehr als eine PCI-Karte verbaut kann eingestellt werden wie viele Taktzyklen eine PCI-Karte den PCI-Bus belegen darf. Die Karten können dann innerhalb des festgelegten Fenster mit dem Mainboard kommunizieren.

Im BIOS des Mainboards kann den PCI-Slots einzeln oder global eine Anzahl an Taktzyklen zugewiesen werden. Der Soundkarte sollte im BIOS die höchste Taktzyklenanzahl zugewiesen werden (64 oder höher). So werden die Wartezeiten im Bus gesenkt [24, S. 45].

<sup>12</sup> [https://marijan.de/img/p\\_right\\_trace\\_alpha\\_big1.jpg](https://marijan.de/img/p_right_trace_alpha_big1.jpg)

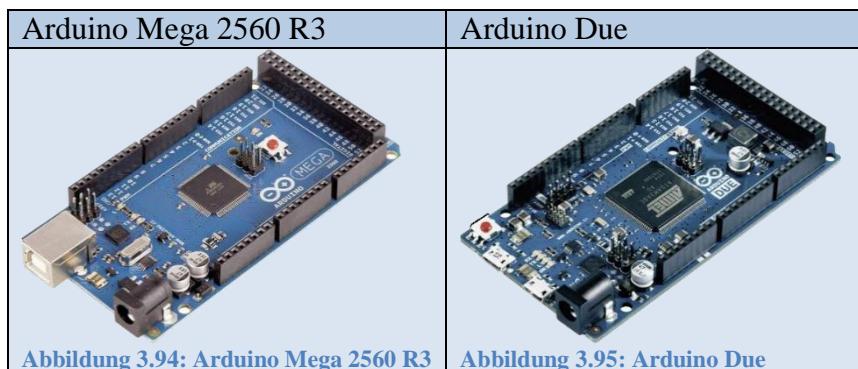


### 3.6 Mikrocontroller

Als Mikrocontroller soll ein Arduino-Board zur Grundlage gewählt werden (siehe Kapitel 2.5). Im Vordergrund steht eine geringe Latenz, die eine hohe Taktung des Prozessors voraussetzt, und eine hohe Anzahl an Analogen Eingangskanälen.

2 Arduino-Boards stehen in der engeren Auswahl:

Tabelle 3.30: Vergleich der Mikrocontroller Arduino Mega 2560 R3 und Arduino Due



Kanäle	Analog I	16	10
	Analog O	-	2
	Digital I/O	54	54
	Bittiefe ADC	10bit	12bit
	Bittiefe DAC	-	12bit
	Wandlungszeit ADC	13µs bis 260µs [6, S. 268]	1µs [7, S. 1318]
	TTL-Logik	5V	3,3V
Prozessor	Taktung CPU	16MHz	84MHz
	Bittiefe	8bit	32bit
Speicher	Interner Flash	256kB Flash	512kB Flash
	Interner EEPROM	vorhanden	vorhanden
	Externe Speicher	SD-Karten-Shield verfügbar	SD-Karten-Shield verfügbar
Serielle Schnittstellen	USB	1x Typ C	1x Mini
	UART	4x	4x
	I <sup>2</sup> C	1x	2x (TWI)
	SPI	1x	1x
	CAN	-	1x



Die Anzahl von analogen Ein-, bzw. Ausgängen ist bei beiden Modellen mit 16, bzw. 10 zu gering. Laut Anforderungsliste werden 28 Kanäle benötigt (siehe Kapitel 2.5), wovon lediglich 4 Kanäle digital ausgeführt werden (Berührungssensorik). Die Anzahl analoger Kanäle kann jedoch mit zusätzlichen ICs, sogenannten Multiplexern<sup>13</sup>, erweitert werden.

Der Arduino Due hat den Vorteil, dass er mit 84MHz Prozessorgeschwindigkeit eine geringere Latenz aufweist<sup>14</sup>. Die beiden Digital-Analog-Wandler könnten für eine Abhörung von Messsignalen interessant werden. Mit 12Bit erfüllen sich jedenfalls nicht die Anforderungen einer sauberen Audio-Wiedergabe<sup>15</sup>. Außerdem benötigt der Controller weniger Leistung durch die 3,3V-Transistor-Transistor-Logik.

---

<sup>13</sup> Gespräch mit Dr.-Ing Stebner, Ostfalia Wolfenbüttel, 28.02.2018

<sup>14</sup> Gespräch mit Dr.-Ing Stebner, Ostfalia Wolfenbüttel, 28.02.2018

<sup>15</sup> Nachricht von Tontechniker Michael Schulze via Facebook, 20.02.2018



### 3.6.1 Technisch-relevante Daten Arduino Due

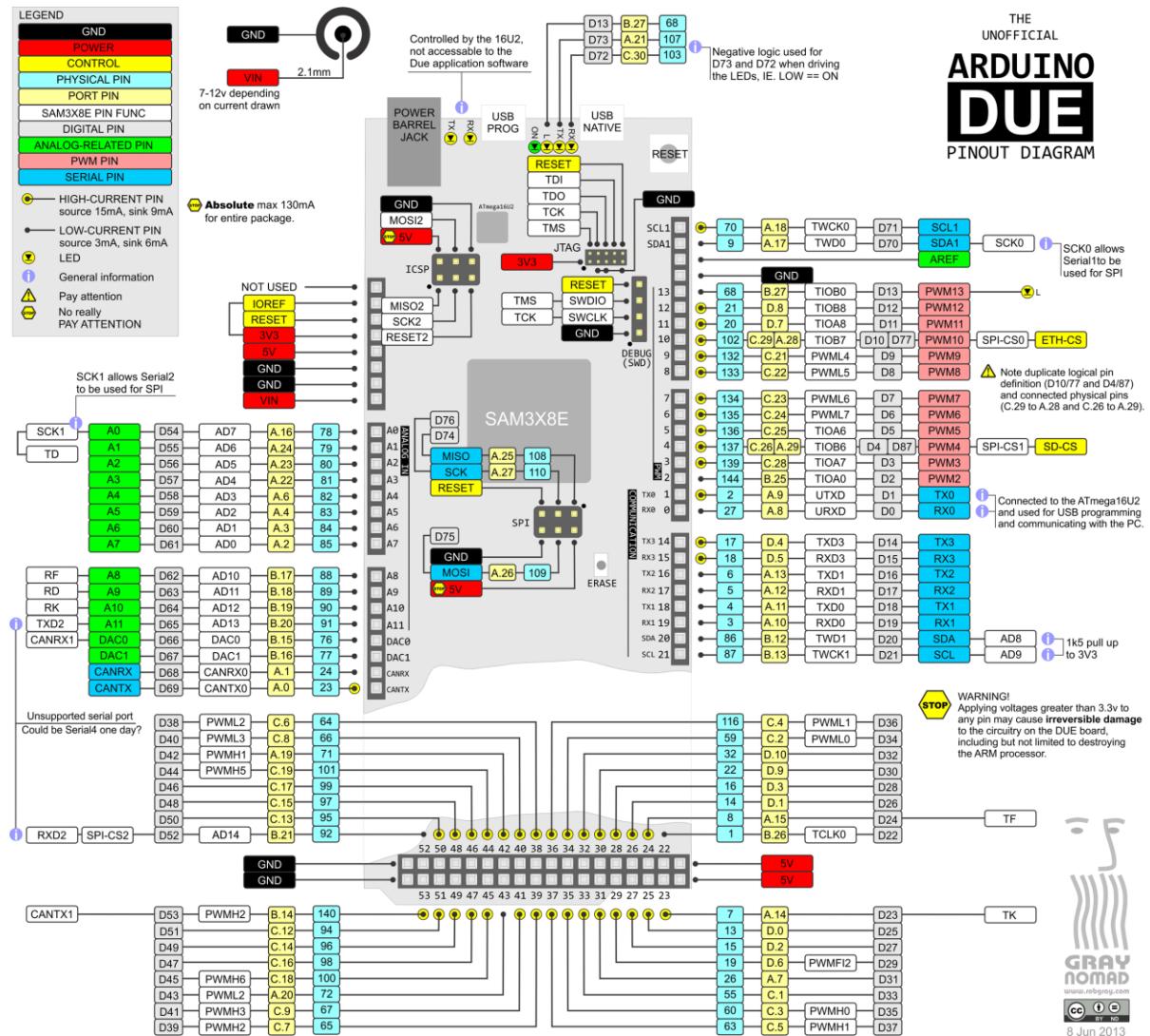


Abbildung 3.96: Pin-Out-Diagramm des Arduino Due

Tabelle 3.31: Zu beachtende Grenzwerte der Ein- und Ausgangskanäle des Arduino Due

GPIO Pins	2; 22; 43; 52; A0 – A11; DAC0; DAC1; CANRX; RX0; TX2; RX2; TX1; RX1; SDA; SDA1; SCL; LED“L“;	restliche
max. Strom-Input	6mA	9mA
max. Strom-Output	3mA	15mA
max. Strom-Output $\Sigma$	130mA	

max. Spannung-Input GPIO	-0,3 bis 4,0V [7, S. 1378]
Messbereich GPIO	0V ... VCC (= 3.0V ... 3,6V)

max. Strom 3,3V-Ausgang	800mA
-------------------------	-------



Die aufgeführten Daten der Ein- und Ausgangskanäle in Tabelle 3.31 sind die Grundlage für die folgenden Entwicklungen.

So muss stets der maximale Stromausgang von 130mA im Blick behalten werden. Sollten LEDs in Form von Bargraph-Anzeigen verbaut werden, so ist eine zusätzliche Spannungsquelle zu installieren.

Für den Fall, dass der Lineare Wegaufnehmer nicht einen noch geringeren Strom erlaubt, ist der Stromeingang im Analogen Sektor von höchstens 6mA bei der Installation zu beachten.

Die Analogen Eingänge sind vor Überspannungen aus den Piezoelementen zu schützen. Bei direktem Aufschlagen wurden 83V-Spannungsspitze gemessen (siehe Tabelle 3.18).

Die digitalen Eingänge zur Detektion von Berührungen könnten durch statische Entladungen des Bedieners geschädigt werden. Auch an dieser Stelle ist eine Absicherung zu integrieren.

Der Mikrocontroller verfügt zwar über ausreichend digitale Kanäle, die für Schalter und Steuerung diverser ICs genutzt werden könnten. Jedoch muss der Anteil an analogen Messkanälen auf mindestens 24 erhöht werden. Dabei ist zu überlegen, ob verbauter Analog-Digital-Wandler mit einer maximalen theoretischen Abtastzeit von 1µs (siehe Tabelle 3.30) hinreichend genaue Ergebnisse zur Flankenauswertung liefert. Die Messungen der Piezoelemente bei direktem Aufschlagen ergab einen Attack von 67µs. Damit würden bei sequentieller Abfrage gerade einmal 2 Messungen innerhalb des Auftretens eines Attack möglich sein. Die Alternative die Abfrage temporär auf einen Kanal zu parken, der ein Signal über Schwellwert aufweist, entfällt. Signale auf anderen Kanälen, die simultan, bzw. im Zeitfenster auftreten könnten, würden ignoriert.



### 3.7 Peripherie

Der Mikrocontroller muss für die Anwendung des Elektroschlagzeuges eingerichtet werden. Hierzu müssen, der Priorität nach geordnet, folgende Anpassungen getroffen werden:

- Erweiterung der Analogen Messeingangskanäle
- Anschluss einer MIDI-Buchse
- Anschluss einer USB-Buchse
- Anschluss von Bedienschaltern
- Anschluss einer Zahlenanzeige
- Anschluss von Bargraph-Anzeigen

Tabelle 3.32: Festlegung des Lochrasterabstands

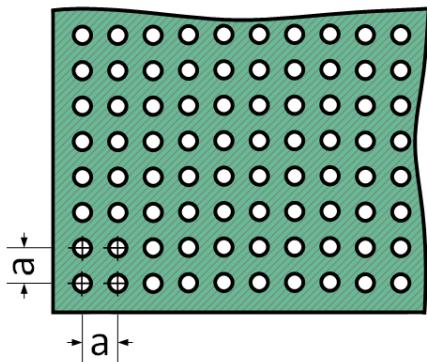


Abbildung 3.97: Schematische Darstellung des Lochrasterabstands einer Platine

Die Installation der nötigen Elemente soll auf einer Plakette erfolgen. Zunächst ist im Sinne der Einheitlichkeit für alle Elemente ein Lochrasterabstand festzulegen. Es existieren 2 genormte Reihen aus deren Vielfachen der Lochrasterabstand  $a$  (siehe Abbildung 3.97) abgeleitet werden kann [19, S. 113]:

Zöllische Rastergrundmaße in mm [15]	2,54	0,635				
Metrische Rastergrundmaße in mm [28]	2,5	0,625	0,5	0,1	0,05	0,01

Das Raster wird auf 2,54mm festgelegt. 2,54mm ist ein verbreiteter Standard und bildet gleichzeitig eine Kompatibilität zu Elementen in 2,5mm Rasterung, da der Durchmesser und die Position der Bohrungen toleriert sind.

Tabelle 3.33: Festlegung der Ausführungen von ICs

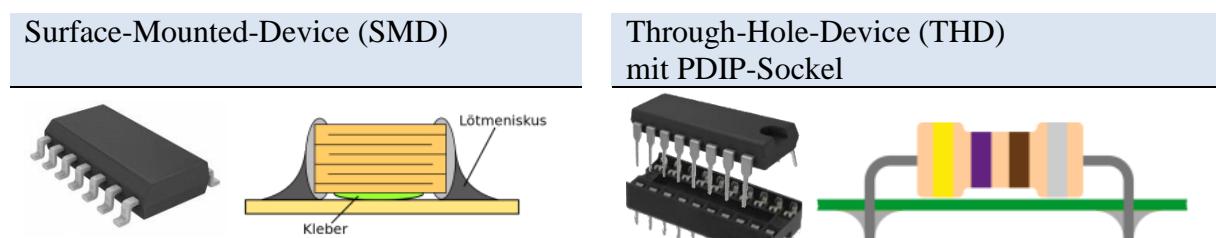


Abbildung 3.98: Verlötzung SMD

- direkt auf Leiterplatine verlötet
- Aufwendige Ein-/ Auslötzung

Abbildung 3.99: Verlötzung THD

- Einlöten des Sockels in Platine
- Stecken des ICs in den Sockel

SMD-Bauteile sind schwierig zu Löten und im Schadensfall schwierig auszulöten. Alle nötigen ICs sollen über Sockel mit positiven ganzzahligen Vielfachen der 2,54mm Rasterung gesteckt werden. Als Bauform wird PDIP festgelegt.

### 3.7.1 Erweiterung der analogen Eingangskanäle

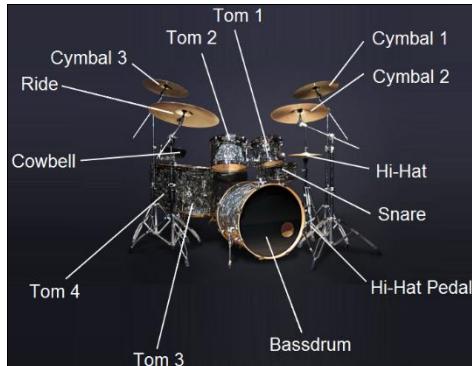


Abbildung 3.100: Schlagzeugelemente im Programmes Addictive Drums 1 (Screenshot)

In Kapitel 2.4 wurde eine maximale Anzahl von 28 physischen Messkanälen festgelegt. Die Berührung der Becken (3 Crash-Becken; 1 Ride-Becken) wurde in Kapitel 3.2.2 als logisch festgelegt. Damit schwinden die 28 nötigen analogen Kanäle auf 24. Da die Becken rotationssymmetrisch sind und um ihre Rotationsachse frei gelagert sind entfällt die Installation von 3 Sensoren an den Becken. Ihnen muss ein Sensor, dessen aufgenommenes Frequenzband Aufschluss über die Schlagposition geben muss, genügen. Damit entfallen je 2 Sensoren aus der Hi-Hat und dem Ride-Becken. Die nötigen Analogkanäle schwinden auf 20.

Die 10 Eingangskanäle des Arduino Due (siehe Tabelle 3.30) müssen auf 20 erweitert werden.

Element	Sensortyp und Position	Laufender Analogkanal	Laufender Digitalkanal
Bassdrum	Piezosensor peripher	1	
Snare	Piezosensor Mitte links	2	
	Piezosensor Mitte rechts	3	
	Piezosensor 6x peripher	4	
	Piezosensor Kessel	5	
Tom 1	Piezosensor Mitte	6	
	Piezosensor Kessel	7	
Tom 2	Piezosensor Mitte	8	
	Piezosensor Kessel	9	
Tom 3	Piezosensor Mitte	10	
	Piezosensor Kessel	11	
Tom 4	Piezosensor Mitte	12	
	Piezosensor Kessel	13	
Hi-Hat	Piezosensor Beckenglocke	14	
	Linearwegaufnehmer Pedal	15	
Cymbal 1	Piezosensor Beckenglocke	16	
	Messleitung an Becken		1
Cymbal 2	Piezosensor Beckenglocke	17	
	Messleitung an Becken		2
Cymbal 3	Piezosensor Beckenglocke	18	
	Messleitung an Becken		3
Ride	Piezosensor Beckenglocke	19	
	Messleitung an Becken		4
Cowbell	Piezosensor peripher	20	

Es ist in Betracht zu ziehen die Kanäle bei Möglichkeit um mindestens 3 weitere Becken („Cymbals“) und eine unbestimmte Anzahl zusätzlicher Pads (hier repräsentiert durch „Cowbell“) zu erweitern. Damit wird eine Aufwärtskompatibilität zu neueren Versionen des Programmes Addictive Drums gewährleistet.



### 3.7.1.1 Erweiterung der GPIOs

Die analogen Eingangskanäle können durch Multiplexer erweitert werden. Multiplexer sind über Digitalkanäle ansprechbare Umschalter. Es gibt verschiedene Bauformen von Multiplexern. In Kapitel 3.7 wurde festgelegt, dass als Bauform PDIP gewählt werden soll. Diese passt zu dem gewählten Lochrastermaß von 2,54mm. In folgender Tabelle sind die grundsätzlichen Arten von Multiplexern aufgelistet:

**Tabelle 3.34: Auswahl einer Familie von Multiplexern**

Transistortyp	Logikfamilie		Versorgungsspannung	Gatterlaufzeit [18]	Anwendung
BJT	TTL	LS-TTL	$V_{CC} = 5V$	10ns	Digital
		LV-TTL	$V_{CC} = 3,3V$	-	
		ALS-TTL	-	4ns	
	ECL	ECL	$V_{CC} = 5V$	2ns	
		PECL	$V_{EE} = -5V$	-	
FET	CMOS	LVPECL	$V_{CC} = 5V$	-	Digital / Analog
		High-Speed-ECL	$V_{CC} = 3,3V$	-	
		HC	$V_{CC} = 3,3V$	0,4ns	
		HCT	$V_{CC} = 5V$	10ns	
Der Arduino arbeitet mit einer Versorgungsspannung und TTL-Logik von 3,3V. Es wird ein Multiplexer für analoge Signale benötigt. Damit fällt die Wahl auf einen Multiplexer der Familie „HC“.					

**Tabelle 3.35: Auswahl der Architektur eines Multiplexers der Familie HC**

Kaskadierte Multiplexer		Zweistufige Multiplexer	
Eingänge	Modellauswahl	Eingänge	Modellauswahl
2x8:1	HC4097	1x16:1	HC4067
2x4:1	HC4052	1x8:1	HC4051
3x2:1	HC4053		
Je mehr Steuerleitungen ein Multiplexer hat, desto mehr Gatter und Laufzeit weist er auf. [1] Kaskadierte Multiplexer sind mehrere Multiplexer, die durch dieselben Steuerleitungen umgeschaltet werden. Sie sind geringfügig schneller, als ein zweistufiger Multiplexer.			
In die nähere Auswahl gelangen die Varianten HC4053 und HC4051.			

Tabelle 3.36: Varianten zur Erhöhung der analogen Eingangskanäle mit Multiplexern

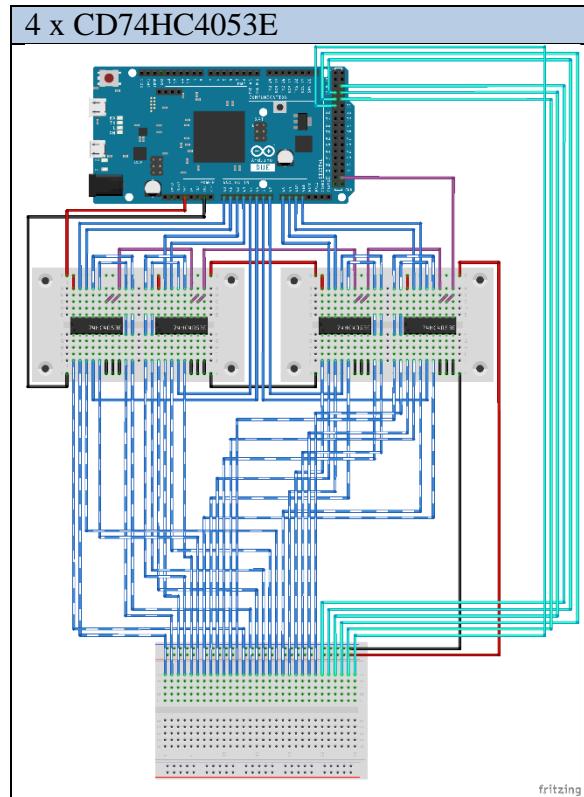


Abbildung 3.101: Verdrahtung der Multiplexer CD74HC4053E an den Arduino Due

Bei dieser Variante werden die Multiplexer durch einen einzelnen digitalen Pin umgeschaltet.

1. Der interne Multiplexer vor dem Analog-Digitalwandler des Arduino Due kann von Kanal A0 bis A11 auslesen (Messkanal 1 bis 12)
2. Dann kann über die Umschaltung des Schaltpins (hier violettfarben) auf High auf die zweite Messkanalbank gewechselt werden.
3. Der interne Multiplexer vor dem Analog-Digitalwandler des Arduino Due kann von Kanal A0 bis A11 auslesen (Messkanal 12 bis 24)

- + 24 Analoge Messkanäle
- + Simple Umschaltung zwischen Kanalbänken
- + Lediglich 1 digitaler Kanal benötigt
- + Geringe Latenz aus Gatterlaufzeit

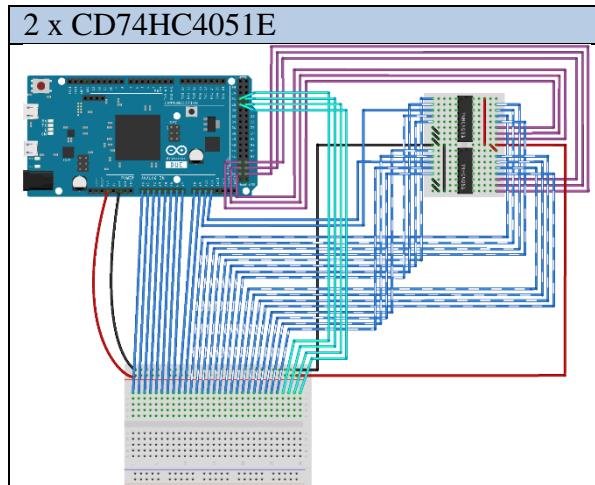


Abbildung 3.102: Verdrahtung der Multiplexer CD74HC4051E an den Arduino Due

Diese Variante legt auf 2 Analoge Kanäle jeweils 8 einzeln ansprechbare Kanäle an.

1. Der interne Multiplexer vor dem Analog-Digitalwandler des Arduino Due kann von Kanal A0 bis A9 auslesen (Messkanal 1 bis 10)
2. Der erste MUX muss sukzessive in einer 8-er Schleife durch die Kanäle geschaltet werden. Nach jedem Umschalten muss der Analog-Digital-Wandler den Wert von Kanal A10 einlesen. (Messkanal 11 bis 18)
3. Der zweite MUX muss sukzessive in einer 8-er Schleife durch die Kanäle geschaltet werden. Nach jedem Umschalten muss der Analog-Digital-Wandler den Wert von Kanal A11 einlesen. (Messkanal 19 bis 26)

Adressierung Kanäle A0 bis A7 über 3Bit

S2 (= $2^2$ )	S1 (= $2^1$ )	S0 (= $2^0$ )
High = 1; Low = 0		

- 26 Analoge Messkanäle
- Kompliziertere Kanalzuweisung notwendig
- 6 digitale Kanäle benötigt
- Größerer Latenz aus Gatterlaufzeit

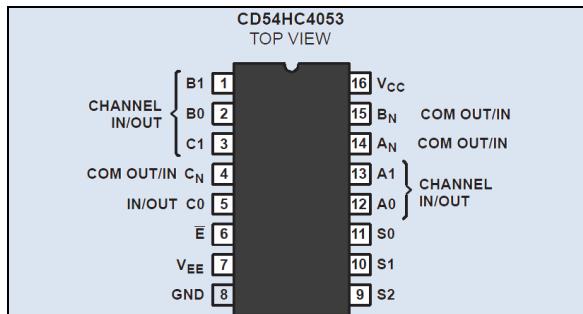


Abbildung 3.103: Pinbelegung CD74HC4053E

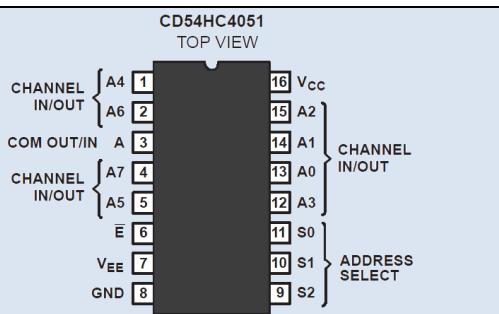


Abbildung 3.104: Pinbelegung CD74HC4051E

Mux 1		
Mux	Due	Ka-nal
1		13
2		1
3		18
4	A5	
5		6
6	GND	
7	GND	
8	GND	
9	53	
10	53	
11	53	
12		2
13		14
14	A1	
15	A0	
16	3,3V	

Mux 2		
Mux	Due	Ka-nal
1		15
2		3
3		17
4	A4	
5		5
6	GND	
7	GND	
8	GND	
9	53	
10	53	
11	53	
12		4
13		16
14	A3	
15	A2	
16	3,3V	

Mux 1		
Mux	Due	Ka-nal
1		14
2		16
3	A10	
4		17
5		15
6	GND	
7	GND	
8	GND	
9	52	
10	50	
11	48	
12		13
13		10
14		11
15		12
16	3,3V	

Mux 2		
Mux	Due	Ka-nal
1		22
2		24
3	A11	
4		25
5		23
6	GND	
7	GND	
8	GND	
9	53	
10	51	
11	49	
12		21
13		18
14		19
15		20
16	3,3V	

Mux 3		
Mux	Due	Ka-nal
1		21
2		9
3		20
4	A7	
5		8
6	GND	
7	GND	
8	GND	
9	53	
10	53	
11	53	
12		10
13		22
14	A9	
15	A8	
16	3,3V	

Mux 4		
Mux	Due	Ka-nal
1		23
2		11
3		19
4	A6	
5		7
6	GND	
7	GND	
8	GND	
9	53	
10	53	
11	53	
12		12
13		24
14	A11	
15	A10	
16	3,3V	

### 3.7.1.2 Erweiterung des Mikrocontrollers mit externen ADCs

Durch die Messkanalerweiterung über Multiplexer kommt das Problem der Wandelzeit zum Vorschein. Der Mikrocontroller verfügt mit dem HC4051 (siehe Abbildung 3.102) über 26 Analoge Eingangskanäle. Diese Eingangskanäle müssen sukzessive abgefragt werden damit kein Signal verloren geht (siehe Abbildung 3.105 Signal-Trio oben und Signal-Duo unten). Die Wahrscheinlichkeit, dass 3 Signale gleichzeitig auftreten ist, auch im  $\mu$ s-Bereich, an der Snare-Drum sehr hoch. An ihr sitzen 4 verschiedene Sensoren, die allesamt einen Schlag aufnehmen – ganz egal welcher Natur er ist.

### Auslesung der Messkanäle durch den ADC

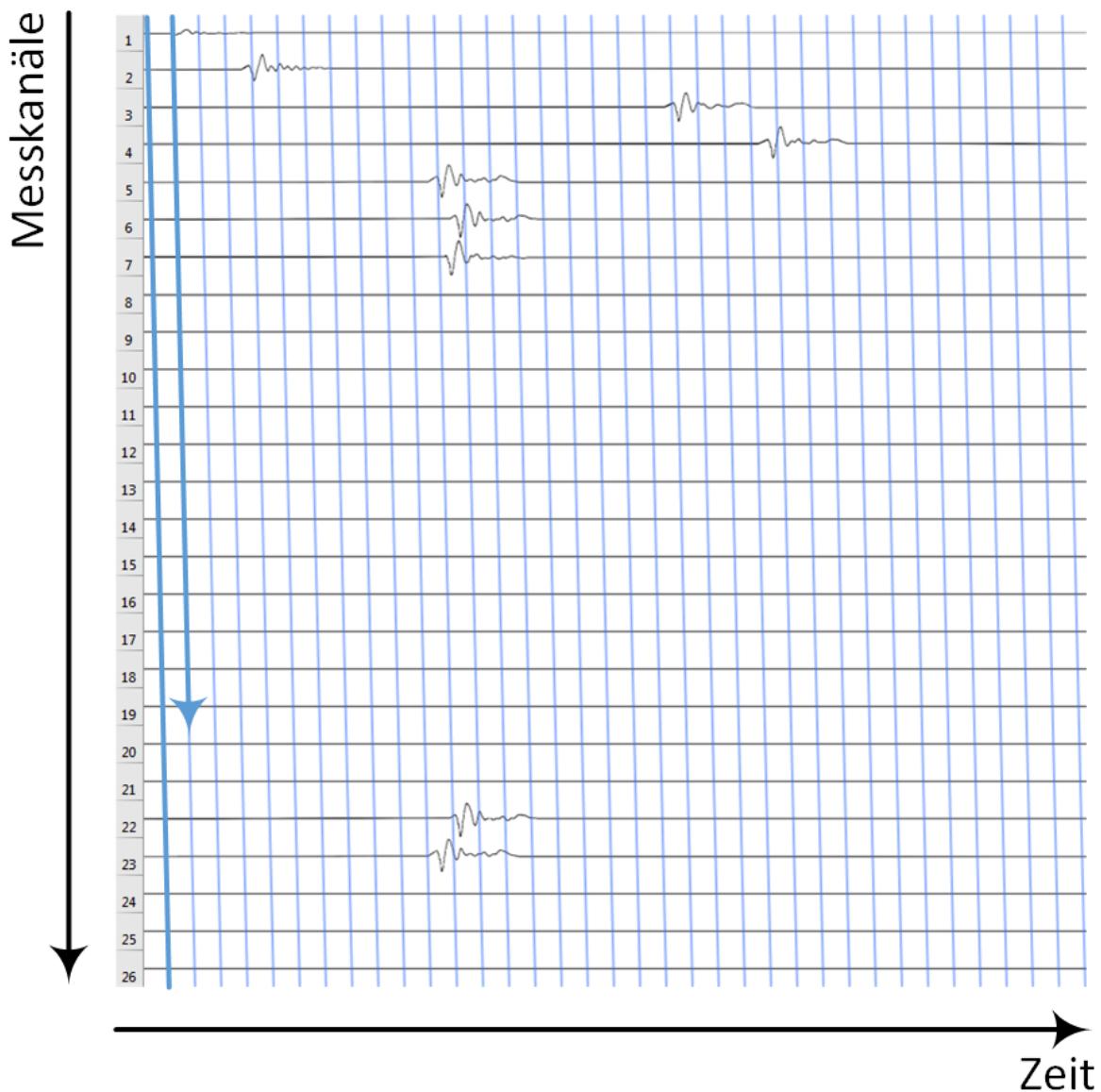


Abbildung 3.105: Kritische Auslesezeit durch Analog-Digital-Auslesung aller Kanäle



Weniger hoch ist die Wahrscheinlichkeit, dass Schläge, obwohl gefühlt ständig simultan gespielt, sich im  $\mu$ -Bereich treffen werden. Aber es wird vorkommen.

Aus den Laborversuchen mit den direkt beschlagenen Sensoren (siehe Kapitel 3.2.1.2) geht eine Attacklnge von  $70\mu\text{s}$  hervor. Wenn 26 Analoge Kanäle gemessen werden und die Flanke eines Signals mit wenigstens 5 Messungen ausgewertet werden soll sind wenigstens  $0,5\mu\text{s}$  Wandelzeit nötig.  $t = \frac{70\mu\text{s}}{5 \cdot 26\text{Kanäle}}$

**Tabelle 3.37: Einrichtung des internen ADC des Arduino Due (siehe Anhang)**

Die Wandlerzeit wurde zunächst mit folgender Konfiguration getestet. Hierzu kann folgender Codeschnipsel ausgeführt werden:

1. Interrupts, die das Auslesen eines Kanals kurz blockieren könnten werden ausgesetzt.
  2. Es wird die Zeit in Mikrosekunden ausgegeben.
  3. Der ADC wird 100x zur Auslesung aufgerufen
  4. Die Zeit wird in Mikrosekunden ausgegeben
  5. Interrupts werden wieder zugelassen

Quelltext	Ist-Wert	Einheit
REG_ADC_MR=		
0b00000000000000000000000000000000100010000;	84000000	Hz
Serial.begin(9600);	21000000	Hz
pinMode(A0, INPUT);	1	
noInterrupts();		
Serial.println(micros());		
for(i=0;i<100;i++)		
{		
analogRead(A0);		
}		
Serial.println(micros());		
interrupts();		
Mode	3) Normal	
Startup-Time-Faktor	0	
Settling-Time	0,15	µs
Conversion Time	0,952380952	µs
Tracking-Time-Faktor	15	
Tracking Time	0,761904762	µs
Settling-Time-Faktor	1	
Settling Time	0,238095238	µs
Transfer-Period-Faktor	0	
Transfer-Time	0,142857143	µs
Total Conversion Time	1,142857143	µs

Bit	32	31	30 - 29	28 - 25	24	23	22, 21	20 - 17	16 - 9	8	7	6	5	4 - 1
REG ADC MR	0b	0	0	00	0000	0	0	00	0000	00000001	0001	0000		

• Bit 5 = 1	-> 10-bit-Wandlung
• Bit 6 und 7 = 0	-> normal-Mode (kein Sleep)
• Bit 9 bis 16 = 00000001	-> Prescaler auf Minimum
• Bit 17 bis 20 = 0000	-> Obsolet da Bit 6 = 0
• Bit 25-28 = 0000	-> Tracking Time Empfehlung (0 = Wert 15)
• Bit 29 bis 30 = 00	-> Transferperiod unter Empfehlung
• Bit 24 = 0	-> Alle Kanäle gleiche ADC-Konfiguration
• Bit 21-22 = 00	-> Settling Time obsolet da, Bit 24 = 0

Das Ergebnis ist mit einer Auslesezeit von circa  $6\mu\text{s}$ , was ungefähr dem 5-fachen (siehe Abbildung 3.106) der Erwartungen aus dem Datenblatt [7] und dem 10-fachen der Anforderung entspricht, zu hoch ausgefallen.

Tabelle 3.38: Auswahl eines externen ADCs

Abhilfe bringt die Ausstattung eines jeden Messkanals mit einem eigenem ADC. Externe ADCs können über 2 Schnittstellen mit dem Mikrocontroller kommunizieren:

	SPI [8]	I <sup>2</sup> C [14]
Art	4-Drahtbusssystem	2-Drahtbusssystem
Datenübertragung	Synchron und seriell	Synchron und seriell
Maximale Taktrate	4MHz ... 100MHz	100kHz (Standard Mode) 400kHz (Fast Mode) 1MHz (Fast Mode Plus) 3,4MHz (High Speed Mode)
Bitrate	1bit/s ... ca. 20Mbit/s	1 bit/s ... ca. 3,4Mbit/s
Zeit für Datentransfer	Zeit für Startbedingung + 1 Takt pro Daten-Bit + Zeit für Stoppbedingung	Zeit für Startbedingung + 1 Takt pro Daten-Bit + 1 ACK-Bit pro Datenbyte + Zeit für Stoppbedingung

Es wird sich für das Bussystem SPI entschieden. Es ist schneller und stellt einen einfach zu bedienenden Standard dar.

Die ADC benötigen:
• Eine SPI-Schnittstelle
• PDIP-8 Bauform / 1 Kanal-Wandlung
• Versorgungsspannung $\leq 3,3V$
• Auflösung $\geq 8$ bit

Microchip Technology MCP3002-I/P	
Serielle Schnittstelle:	SPI
Bauform:	PDIP-8
Versorgungsspannung min.:	VDD <sub>min</sub> = 2,7V
Auflösung:	10bit
Samplingrate:	Min. 75kSp/s (bei VDD = 2,7V)
Betriebsmodi:	SPI_MODE0:(0,0) SPI_MODE3:(1,1)

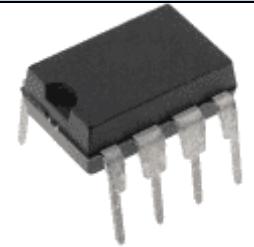


Abbildung 3.107: ADC Microchip Technology MCP3002-I/P

Tabelle 3.39: Anschluss der ADCs

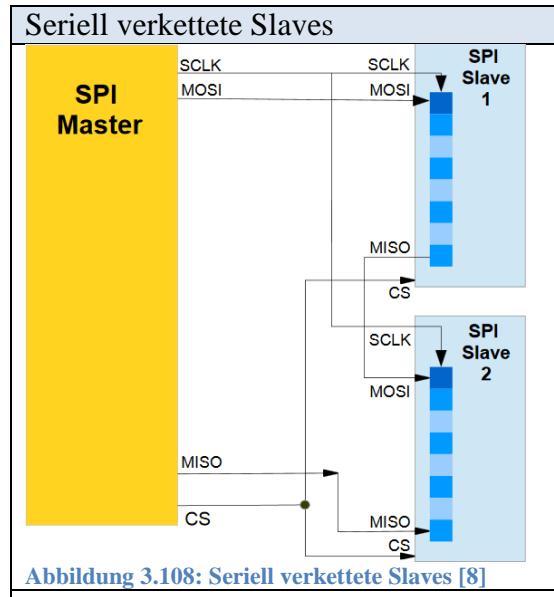


Abbildung 3.108: Seriell verkettete Slaves [8]

- Lange Datenlaufzeiten
- Einfache Installation

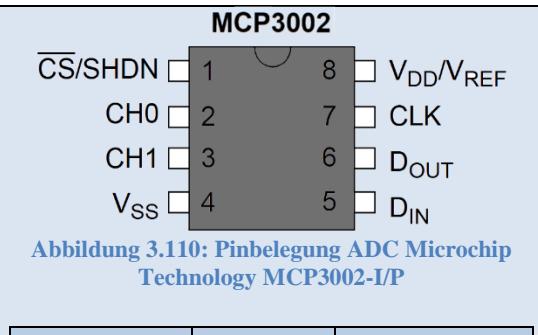


Abbildung 3.110: Pinbelegung ADC Microchip Technology MCP3002-I/P

DAC1	Due	Sonstiges
CS/SHDN	3,3V	
CH0		Messkanal
CH1		GND
V <sub>SS</sub>	GND	
D <sub>IN</sub>	MOSI	
D <sub>OUT</sub>	MOSI	D <sub>IN</sub> DAC2
CLK	SCK	
V <sub>DD/V<sub>REF</sub></sub>	3,3V	

DAC2	Due	Sonstiges
CS/SHDN	3,3V	
CH0		Messkanal
CH1		GND
V <sub>SS</sub>	GND	
D <sub>IN</sub>	MISO	D <sub>OUT</sub> DAC1
D <sub>OUT</sub>	MISO	
CLK	SCK	
V <sub>DD/V<sub>REF</sub></sub>	3,3V	

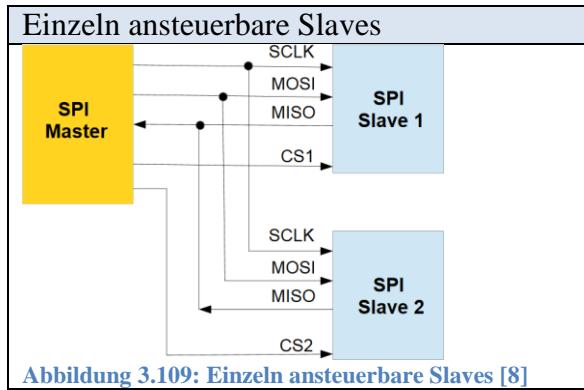


Abbildung 3.109: Einzel ansteuerbare Slaves [8]

- Jeder DAC benötigt Digitalkanal (CS)
- 2 Digitalmultiplexer notwendig

Die Installation der Multiplexer geschieht analog zu Tabelle 3.36, nur dass die analogen Messkanäle des Mikrocontrollers durch digitale ~ ersetzt werden.

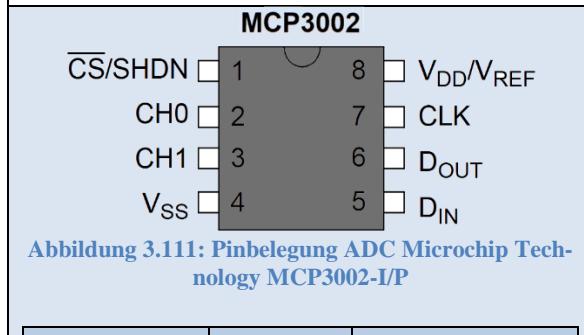


Abbildung 3.111: Pinbelegung ADC Microchip Technology MCP3002-I/P

DAC1	Due	Sonstiges
CS/SHDN	z.B.: 10	
CH0		Messkanal
CH1		GND
V <sub>SS</sub>	GND	
D <sub>IN</sub>	MOSI	
D <sub>OUT</sub>	MISO	
CLK	SCK	
V <sub>DD/V<sub>REF</sub></sub>	3,3V	

DAC2	Due	Sonstiges
CS/SHDN	z.B.: 11	
CH0		Messkanal
CH1		GND
V <sub>SS</sub>	GND	
D <sub>IN</sub>	MOSI	
D <sub>OUT</sub>	MISO	
CLK	SCK	
V <sub>DD/V<sub>REF</sub></sub>	3,3V	

### 3.7.2 Serielle Schnittstelle MIDI

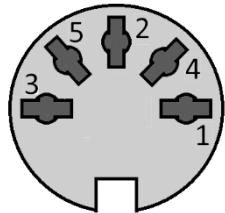


Abbildung 3.112: MIDI-Buchse-Rückseite

MIDI wird über einen 5-Pol-Stecker nach DIN 41524 übertragen.

Buchse	Due
5	TX3
4	3,3V
2	GND
Buchse	GND



Abbildung 3.113: MIDI-Buchse<sup>16</sup>

Der Kontakt 4 muss mit einem Widerstand von  $33\Omega$  und Kontakt 5 mit  $10\Omega$  versehen werden, sodass sich ein Stromfluss von 5mA an der LED des Optokopplers des MIDI-Empfängers einstellt. [39, S. 2]. Der maximale arduinoseitige Strom an Kontakt TX3 beträgt 15mA.

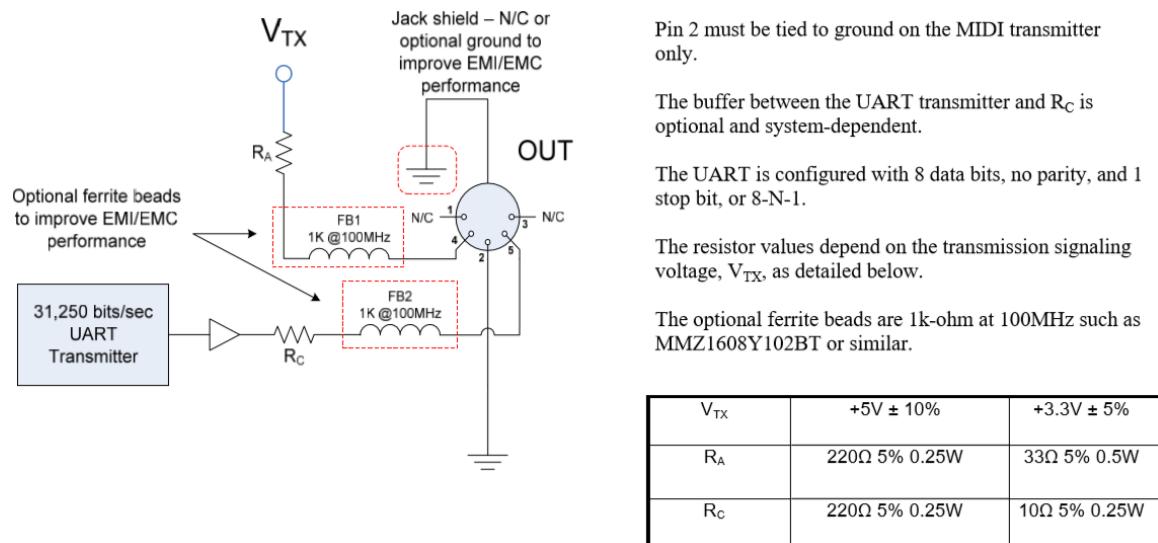


Abbildung 3.114: Auszug aus (CA-033) MIDI 1.0 Electrical Specification Update

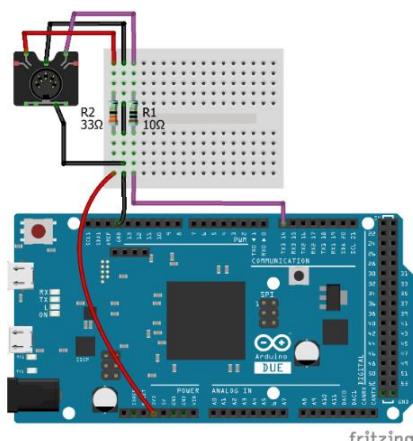


Abbildung 3.115: MIDI-Verdrahtung an den Arduino Due

Die Verbindung mit dem Computer wurde mit der Schaltung (siehe Abbildung 3.115) und folgendem Quelltext (siehe Abbildung 3.116) erfolgreich getestet.

- Die MIDI-Frequenz muss auf 31250Bd gesetzt werden (siehe Kapitel 1.1)
- Ein Ton wird mit dem Byte-Trio (153|Kanal 0 bis 127|Lautstärke 0 bis 127) gestartet
- und mit dem Byte-Trio (137|Kanal 0 bis 127|0) beendet, wobei diese bei Perkussionsinstrumenten entfällt (siehe Kapitel 1.1)

<sup>16</sup> [https://www.thomann.de/de/thomann\\_midi\\_einbaubuchse.htm](https://www.thomann.de/de/thomann_midi_einbaubuchse.htm)



```

Funktion_Send_MIDI / Arduino 1.8.10
Datei Bearbeiten Sketch Werkzeuge Hilfe
Funktion_Send_MIDI
//GOBALE DEKLARATIONEN-----
void SEND_MIDI(int, int);

void setup()
{
    //KONFIGURATION-----
    Serial3.begin(31250); //MIDI Baudfrequenz
}

//MIDI-BEFEHLE ÜBERTRAGEN-----
void SEND_MIDI(int iNOTE, int iVELOCITY)
{
    Serial3.write(153); //Aktion 128="Kontrollbit" +16="Note An" +10-1="Kanal 10"
    Serial3.write(iNOTE); // "Note" binär
    Serial3.write(iVELOCITY); // "Lautstärke" binär
/* Serial3.write(137); //Aktion 128="Kontrollbit" +0="Note Aus" +10-1="Kanal 10"
    Serial3.write(iNOTE); // "Note" binär
    Serial3.write(iVELOCITY); // "Lautstärke" binär */
}

```

Abbildung 3.116: Quelltext zum Auslösen eines Schlages im MIDI-Protokoll

### 3.7.3 Serielle Schnittstelle USB

Die USB-Verbindung dient der Kommunikation zwischen einer eventuellen GUI (Graphical User Interface) und der Arduino IDE auf dem Computer. Die Buchse muss eine hohe

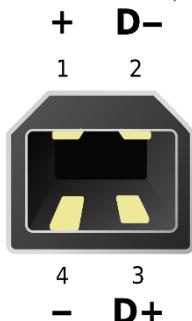


Abbildung 3.117: Pin-Befestigung USB-B

PINs USB-Buchse	
+	5V
D-	RX (5V)
D+	TX (5V)
-	GND

Klemmkraft aufweisen, um Herausrutschen durch leichte Erschütterungen zu vermeiden. Deswegen wird eine USB-Typ B-Buchse gewählt (siehe Abbildung 3.117).

Da USB auf 5V-TTL-Level kommuniziert, kann (D-) und (D+) (siehe Abbildung 3.117) nicht direkt an RX und TX des Arduino Due geklemmt werden. Die USB-Daten-Leitungen des Arduino sind mit einem zusätzlichen Chip (Atmel ATmega16U2) verbunden [5, S. 186]

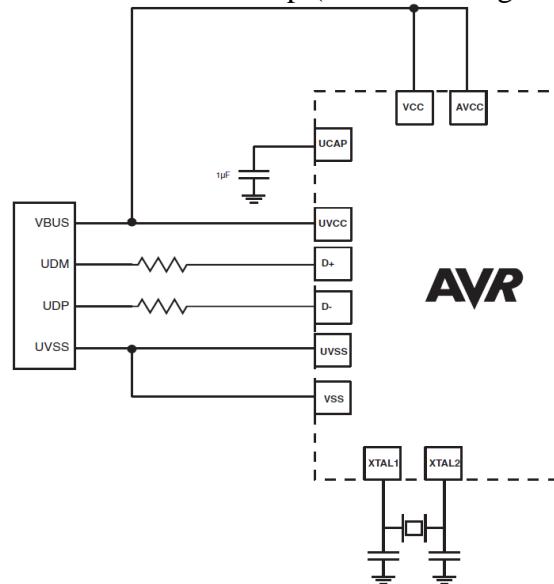


Abbildung 3.118: Anschluss des USB-Ports auf dem Arduino Due an den ATmega16U2

Tabelle 3.40: Varianten USB-Buchsen

Variante Lötung auf Platine	Variante Verschraubung an Gehäuse
 <ul style="list-style-type: none"> <li>• Klemmkraft <math>\geq</math> 10N<sup>17</sup></li> <li>• Lötpunkte im 2,54mm-Raster</li> </ul>	

Abbildung 3.119: USB-Typ-B-Buchse Lumberg 2411 03

Abbildung 3.120: USB-Typ-B-Buchse Amphenol MUSB D111 30

Da das MIDI-Signal durch einen Optokoppler galvanisch vom Computer getrennt ist, sollte der USB-Eingang/ -Ausgang ebenfalls galvanisch getrennt werden.

Tabelle 3.41: Variante Galvanische Trennung USB

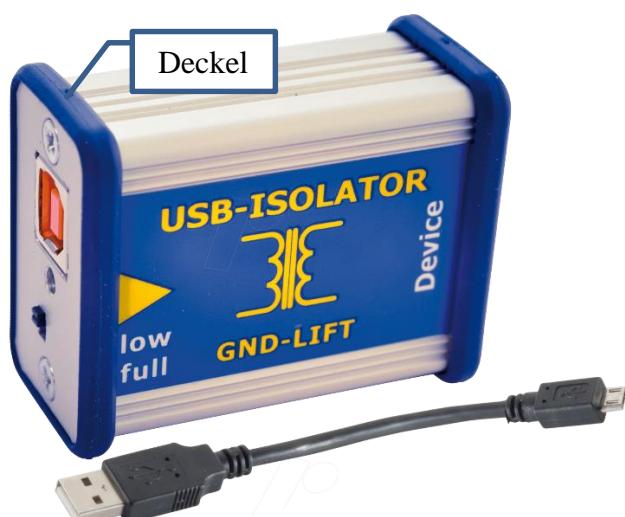


Abbildung 3.121: USB-Isolator Cesys C0128149<sup>18</sup>

Das Gehäuse des USB-Isolators kann in das Gehäuse des Mikrocontrollers integriert werden, indem die Kreuzschrauben gelöst werden und der Deckel an die Außenseite des Gehäuses gesetzt wird.

Auf der Innenseite wird ein Adapterkabel mit der USB-A-Buchse des Isolators und der Micro-USB-Buchse des Arduino Due verbunden.

Die Galvanische Trennung sorgt für einen Schutz des Computers durch Beschädigungen aus Überspannungen mikrocontrollerseitig. Darauf hinaus ist die Erde des Mikrocontrollers, die auch zur Schirmung der Signalleitungen verwendet wird von diesem entkoppelt.

<sup>17</sup> [http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/725000-749999/738897-da-01-ml-USB\\_EINBAU-KUPPL\\_2411\\_03\\_de\\_en\\_fr.pdf](http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/725000-749999/738897-da-01-ml-USB_EINBAU-KUPPL_2411_03_de_en_fr.pdf)

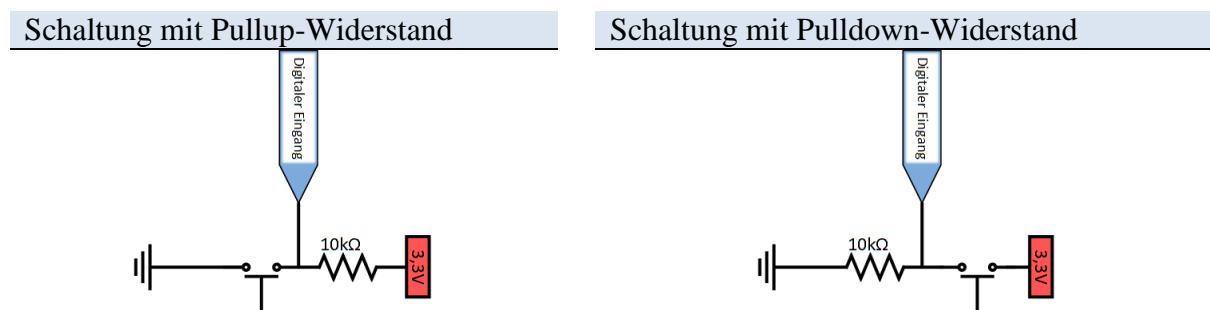
<sup>18</sup> <https://www.reichelt.de/usb-isolator-galvanische-trennung-host-geraet-usb-care01-p116460.html>



### 3.7.4 Schalter

Der Mikrocontroller benötigt diverse Bedienelemente zum Einstellen der MIDI-Adresse und Schwellwertes jedes Kanals; Konfiguration müssen gespeichert und geladen werden. Hierzu eignen sich digitale Drucktaster. Der Anschluss der Drucktaster kann grundsätzlich nach 2 Prinzipien erfolgen:

**Tabelle 3.42: Vergleich Pullup-Widerstand und Pulldown-Widerstand**



**Abbildung 3.122: Pullup-Widerstand**

Eine Pullup-Schaltung legt über einen Widerstand permanent 3,3V an den digitalen Eingang (HIGH). Der Strom der dabei fließt darf nicht größer sein, als der maximal zulässige Strom des Eingangskanals. Wird der Drucktaster betätigt, so fließen die 3,3V an Erde ab und der digitale Eingang misst (LOW).

Die Eingangskanäle für die Schalter müssen über einen Multiplexer erweitert werden. Es wird sich für den Pulldown-Widerstand entschieden.

**Abbildung 3.123: Pulldown-Widerstand**

Eine Pulldown-Schaltung legt Masse über einen Widerstand an den digitalen Eingang (LOW). Wird der Drucktaster betätigt fließen die 3,3V über den Widerstand nach Masse ab. Der Digitale Eingang ist hochohmig und misst 3,3V (HIGH) ähnlich einem Multimeter.

- Vorteil Stromverbrauch nur bei Betätigung

**Tabelle 3.43: Auswahl von Bedienelementen**

Drucktaster	Wippschalter	Schließer
		
<b>Abbildung 3.124: SCI R13-23A-05WS<sup>19</sup></b>	<b>Abbildung 3.125: SCI R13-402A-05<sup>20</sup></b>	<b>Abbildung 3.126: Tru Components TC-R13-66A-02<sup>21</sup></b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Zur Auswahl von Funktionen</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Wechsel zwischen Setup und Loop</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Unterbrechung der Spannungsversorgung</li> </ul>

<sup>19</sup> <https://www.conrad.de/de/p/sci-r13-402a-05-kippschalter-250-v-ac-3-a-1-x-aus-ein-rastend-1-st-701039.html>

<sup>20</sup> <https://www.conrad.de/de/p/sci-r13-23a-05ws-drucktaster-250-v-ac-1-5-a-1-x-aus-ein-tastend-1-st-701052.html>

<sup>21</sup> <https://www.conrad.de/de/p/tru-components-wippschalter-tc-r13-66a-02-250-v-ac-6-a-1-x-aus-ein-rastend-1-st-1587515.html>

### 3.7.5 Zahlenanzeige

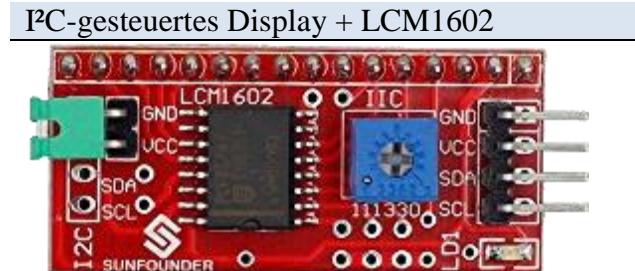
Die MIDI-Adressen der einzelnen Kanäle, sowie die Schwellwerte müssen digital eingestellt werden. Hierzu muss eine Anzeige auf dem Mikrocontroller-Gehäuse montiert sein. Diese muss Werte von 000 bis 127 anzeigen können (Bittiefe MIDI-Adresse und MIDI-Signal-Lautstärke).

Grundsätzlich ist die Anzeige über eine serielle Schnittstelle anzusprechen, um digitale Ausgänge zu sparen und unnötige Rechnungen auf dem Mikrocontroller auszulagern. Es bieten sich 2 Varianten einer Anzeige an:

**Tabelle 3.44: Varianten zu seriellen Anzeigen**



**Abbildung 3.127: Sparkfun Serielle 7-Segmentanzeige<sup>22</sup>**



**Abbildung 3.128: I2C LCD-Modul 1602**



**Abbildung 3.129: Joy-it SBC-LCD20x4 Display-Modul<sup>23</sup>**

- Kann über Seriellen Pin TX angesprochen werden
- Buchstaben nur begrenzt möglich

- Wird über die I<sup>2</sup>C-Pins SDA und SCL angesteuert
- Kann Buchstaben in einer 20x4 Matrix schreiben

Gewählt wird die I<sup>2</sup>C-Anzeige. Mit ihr lassen sich auf übersichtliche Weise das MIDI-Routing und die Schwellwerte mehrerer Kanäle gleichzeitig anzeigen lassen. Darüber hinaus ist es möglich auf transparente Weise Konfigurationen zu laden oder zu speichern.

**Tabelle 3.45: Pinbelegung des LCD-Moduls an den Arduino Due**

LCM1602	Arduino Due
GND	GND
VCC	5V
SDA	SDA
SCL	SCL

<sup>22</sup> <https://www.robotshop.com/de/de/7-segment-serielle-anzeige-rot.html>

<sup>23</sup> <https://www.conrad.de/de/p/joy-it-sbc-lcd20x4-display-modul-11-4-cm-4-5-zoll-20-x-4-pixel-passend-fuer-raspberry-pi-arduino-banana-pi-cubieboa-1503752.html>



### 3.7.6 Bargraph

Der Mikrocontroller benötigt mindestens 28 Kanäle (siehe Kapitel 2.4). Jeder Eingangskanal soll in seinem Pegel auf dem Microcontroller-Gehäuse überprüfbar sein.

Dabei besteht grundsätzlich die Möglichkeit den Pegel aller Kanäle auf **eine** Anzeige während des Setups zu routen und mit analogen Messwerten in quasi-Echtzeit zu speisen.

Variante 2, ist das Messsignal vor dem ADC, bzw. digitalen Eingangskanal parallel abzugreifen und an ein IC zu schicken. Dieses IC könnte das Signal mit der Referenzspannung von 3,3V vergleichen und den Kanal zugehörigen Bargraph erleuchten lassen.

#### 3.7.6.1 Mikrocontroller-gesteuerter Bargraph

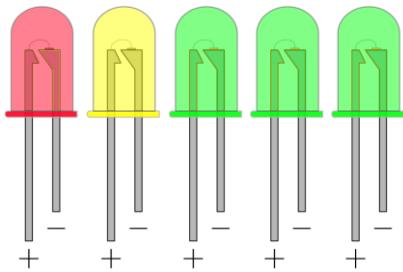


Abbildung 3.130: Entwurf Clipping-Anzeige



Abbildung 3.131: Polung einer LED<sup>24</sup>

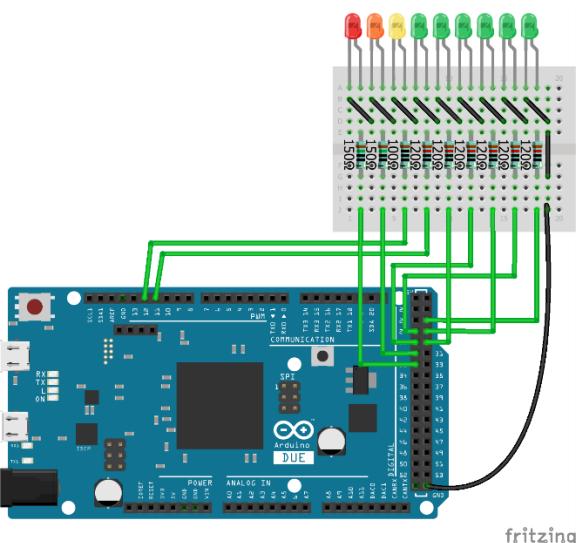


Abbildung 3.132: Clipping-Verdrahtung auf dem Arduino Due

Das Absenken des Eingangspegels für die Piezosensoren soll durch eine Clipping-Anzeige erleichtert werden. Sie soll bei Erreichen des Maximal-Wertes (MIDI 127) rot ausschlagen. So kann der Bediener die Verstärkung und Schwellwerte der Eingangssignale regulieren. Signale die unterhalb des Schwellwertes liegen sollen die LEDs nicht zum Leuchten bringen.

Der Anode (A) wird ein Widerstand vorgeschaltet, um den Strom auf maximal 20mA zu begrenzen.

Die Kathode (K) wird auf GND geschaltet. Für die Vorauslegung eines Widerstands muss ein sich einzustellender Strom  $I_{Soll}$  festgelegt werden. Der sich einstellende Strom berechnet sich mit der Versorgungsspannung  $U$ , der Durchlassspannung  $U_F$ , die dem jeweiligen Datenblatt der LED entnommen werden kann, und dem gewählten Widerstand  $R$ :

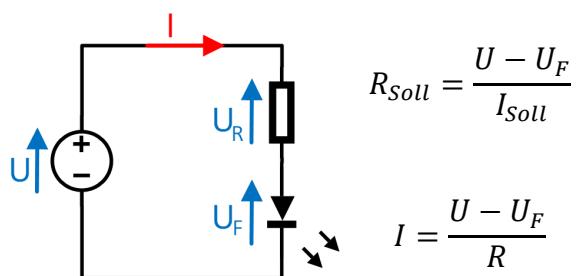
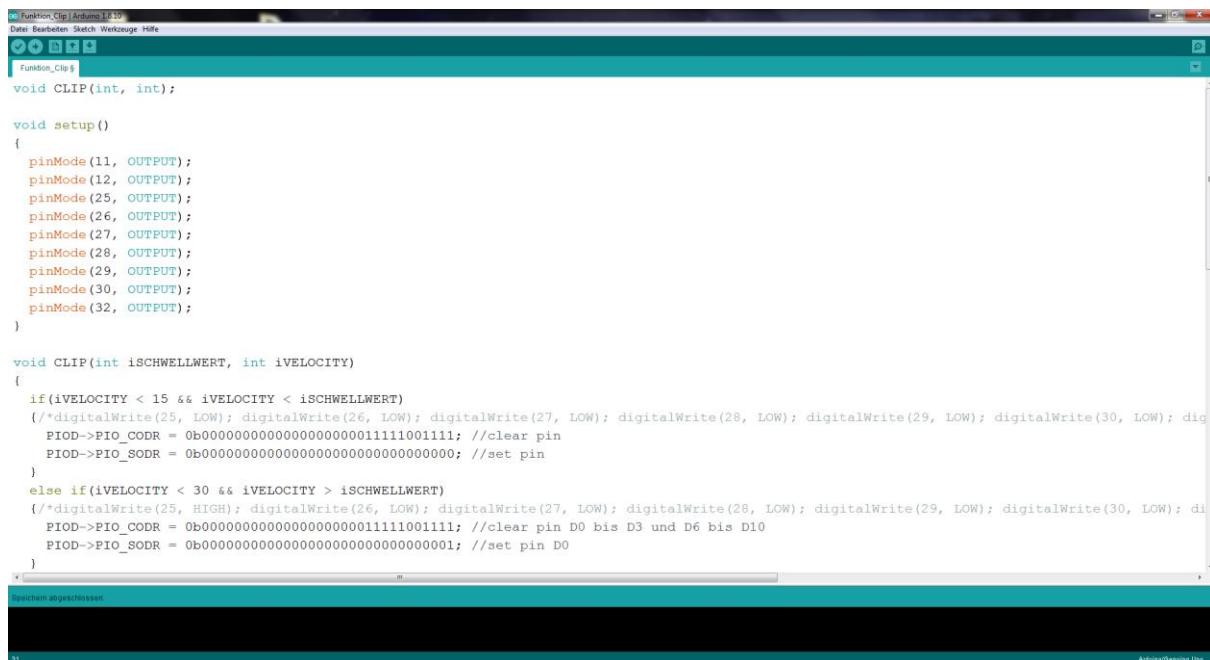


Abbildung 3.133: Ersatzschaltbild LED

<sup>24</sup> [https://www.grund-wissen.de/elektronik/\\_images/bauform-leuchtdiode.png](https://www.grund-wissen.de/elektronik/_images/bauform-leuchtdiode.png)

LED	Kanal Arduino Due	Strom max. Out- put/ Kanal	Gewählter Vor-wi- derstand	LED Durchlass- spannung	sich einstellen- der Strom
9 rot	25	15mA	150Ω	1,6V	11,3mA
8 orange	26	15mA	150Ω	1,8V	10mA
7 gelb	27	15mA	100Ω	2,2V	11mA
6 grün	28	15mA	120Ω	2,1V	10mA
5 grün	29	15mA	120Ω	2,1V	10mA
4 grün	11	15mA	120Ω	2,1V	10mA
3 grün	12	15mA	120Ω	2,1V	10mA
2 grün	30	15mA	120Ω	2,1V	10mA
1 grün	32	15mA	120Ω	2,1V	10mA
Strom max.:	Summe Output	130mA	Summe sich einstellender Ströme:		82,3mA



```

Funktion_Clip | Arduino 1.8.10
Datei: Bearbeiten: Sketch: Werkzeuge: Hilfe
Funktion_Clip.h
void CLIP(int, int);

void setup()
{
  pinMode(11, OUTPUT);
  pinMode(12, OUTPUT);
  pinMode(25, OUTPUT);
  pinMode(26, OUTPUT);
  pinMode(27, OUTPUT);
  pinMode(28, OUTPUT);
  pinMode(29, OUTPUT);
  pinMode(30, OUTPUT);
  pinMode(32, OUTPUT);
}

void CLIP(int iSCHWELLWERT, int iVELOCITY)
{
  if(iVELOCITY < 15 && iVELOCITY < iSCHWELLWERT)
  {/*digitalWrite(25, LOW); digitalWrite(26, LOW); digitalWrite(27, LOW); digitalWrite(28, LOW); digitalWrite(29, LOW); digitalWrite(30, LOW); dig
  PIO->PIO_CODR = 0b00000000000000000000000011111001111; //clear pin
  PIO->PIO_SODR = 0b0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000; //set pin
  */
  else if(iVELOCITY < 30 && iVELOCITY > iSCHWELLWERT)
  {/*digitalWrite(25, HIGH); digitalWrite(26, LOW); digitalWrite(27, LOW); digitalWrite(28, LOW); digitalWrite(29, LOW); digitalWrite(30, LOW); di
  PIO->PIO_CODR = 0b00000000000000000000000011111001111; //clear pin D0 bis D3 und D6 bis D10
  PIO->PIO_SODR = 0b0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000; //set pin D0
  */
}
}

```

Abbildung 3.134: Auszug Bargraph-Funktion

Die Funktion hat einen Schwellwert und eine MIDI-Intensität als Eingangswerte. Die Funktion lässt dann registergesteuert in 10 festlegbaren Stufen (z.B.: logarithmisch) abhängig von der Intensität die LEDs aufblinken, wenn der Schwellwert überschritten wurde.



### 3.7.6.2 IC-gesteuerter Bargraph

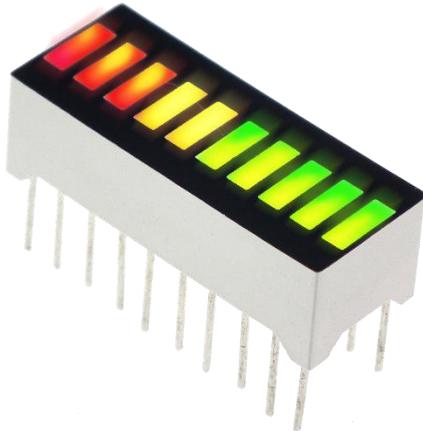


Abbildung 3.135: Bargraph mit 10 LEDs und 20 Pins

Der Bargraph kann in einen IC-Sockel mit 2,54mm-Lochrasterung gesteckt werden, der wiederum auf einer Platine verlötet werden kann.

Die 10 gegenüberliegenden Pins stellen die Kathoden und Anoden der 10 LEDs dar.

Der Mikrocontroller benötigt abhängig von der gewählten Eingangskanalzahl, in jedem Fall 28 (siehe Kapitel 2.4), je einen Bargraph zu je 10 LEDs. Setzt man eine jede LED mit 15mA Stromaufnahme an, so würde sich eine mögliche maximale Stromaufnahme von 4200mA einstellen können.

Die 3,3V-Stromversorgung aus dem Arduino Due stellt maximal 800mA zur Verfügung (siehe Tabelle 3.31). Die Bargraphen müssen also durch eine zusätzliche Spannungsversorgung des Netzteils versorgt werden.

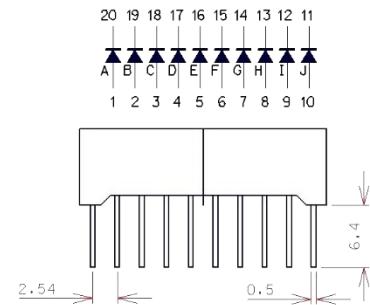


Abbildung 3.136: PINs des Bargraphen

Die ICs LM3914; LM3915 & LM3916 sind für 10 LED-Bargraph-Anzeigen ausgelegt. Sie unterscheiden sich lediglich in ihrer Wiedergabelinearität:

Tabelle 3.46: Verhalten der Bargraph-ICs der Reihe LM391 [27]

LED	LM 3914		LM 3915		LM 3916	
	V	Linearer Verlauf	V	dB	V	dB
1	1,00		0,447	-27	0,708	-23
2	2,00		0,631	-24	2,239	-13
3	3,00		0,891	-21	3,162	-10
4	4,00		1,259	-18	3,981	-8
5	5,00		1,778	-15	5,012	-6
6	6,00		2,512	-12	6,310	-4
7	7,00		3,548	-9	7,079	-3
8	8,00		5,012	-6	7,943	-2
9	9,00		7,079	-3	8,913	-1
10	10,000		10,000	0	10,000	0
	Batterieanzeigen		Logarithmischer Verlauf		quasilogarithmischer Verlauf	
						Pegel Audio-Technik

Tabelle 3.47: Anschluss des Bargraph-Steuerungs-IC LM3916 [27]

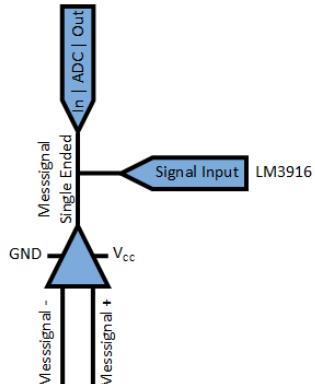


Abbildung 3.137: Abgriff des Signals direkt nach dem Verstärker und vor dem ADC

Es wird der LM3916 gewählt, weil es gewöhnlich gewünscht ist den Kanal so weit wie möglich an die Pegelgrenze zu verstärken, um maximale Dynamik zu ermöglichen.

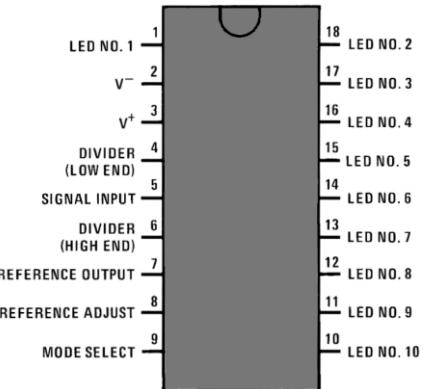
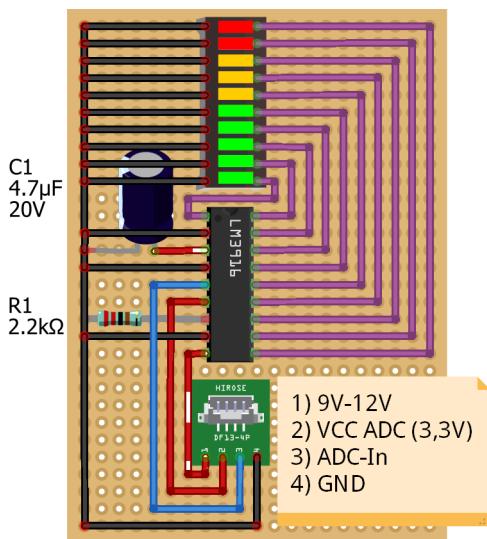


Abbildung 3.138: Pinbelegung des LM3916

LM3916	Pin	Bauteil	Kommentar
1 (LED1)	Kathode	LED1	Siehe Abbildung 3.131 Abbildung 1.1
2 (V <sup>-</sup> )	GND		
3 (V <sup>+</sup> )	9V / 12V parallel 4,7µF auf GND	Netzteil	Muss 2V über R <sub>HI</sub> liegen
4 (R <sub>LO</sub> )	GND		Referenzsignal für Pegel 0%
5 (SIG)	Messsignal	ADC	Siehe Abbildung 3.137
6 (R <sub>HI</sub> )	V <sub>CC</sub> 3,3V	ADC	Referenzsignal für Pegel 100%
7 (REFOUT)	2,7kΩ zu GND		Widerstand regelt LED-Helligkeit
8 (REF <sub>ADJ</sub> )	GND		
9 (MODE)	9V / 12V	Netzteil	Muss 2V über R <sub>HI</sub> liegen für Bar-Mode
10–18 (LED2–10)	Kathode	LED2–10	Siehe Abbildung 3.131



fritzing

Abbildung 3.139: Verschaltung Modul Bargraph

Das Modul benötigt 2 Spannungseingänge (siehe Abbildung 3.139):

- Spannung zur Versorgung des ICs, die 2V höher als 3,3V ist, zum Beispiel die Spannungsversorgung des Netzteils
- Referenzspannung für ein Signal mit 100% Pegel. Diese ist 3,3V und muss unbedingt vom Verstärker, bzw. Analog-Wandler bezogen werden

Als Messsignal dient das Eingangssignal des ADC, dass direkt parallel abgegriffen werden kann.



### 3.7.7 Speichermöglichkeit

Der Arduino Due bietet die Möglichkeit über entsprechende Bibliotheken den internen Flash-Speicher zu beschreiben. Abgesehen von der Gefahr versehentlich Programmcode zu überschreiben, führt ein externer Speicher zu der Möglichkeit Konfigurationen von einem Gerät auf ein anderes zu übertragen oder eine Sicherheitskopie zu erstellen, bzw. eine Konfiguration per Computer zu erzeugen.

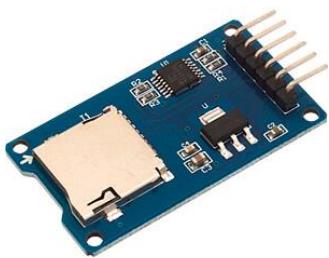


Abbildung 3.140: Micro-SD-Slot Catalex Debo MicroSD2<sup>25</sup>

Es wird ein Shield mit SPI-Schnittstelle gewählt, da während des Speicherns das Teilen der I<sup>2</sup>C-Schnittstelle mit dem Display ungünstig ist. Die SPI-Schnittstelle hingegen, wird während des Speicherns von den ADCs nicht belegt.

Debo MicroSD2	Arduino
1 (CS)	Digitalkanal
2 (SCK)	SCK
3 (MOSI)	MOSI
4 (MISO)	MISO
5 (VCC)	5V
6 (GND)	GND

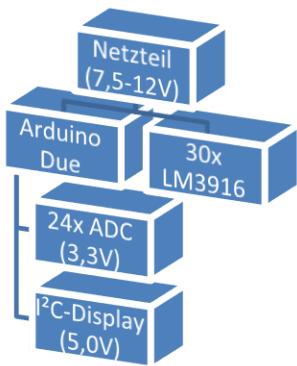
### 3.7.8 Spannungsversorgung

Der Arduino Due soll laut Datenblatt über ein Netzteil mit einer Spannung zwischen 7V und 12V versorgt werden. Die Bargraph-Anzeigen benötigen außerdem eine externe Spannungsversorgung, die 2V über 3,3V liegt. Die ausschlaggebendsten Verbraucher sind in Tabelle 3.48 aufgeführt:

Tabelle 3.48: Theoretisch maximal benötigte Leistung der wichtigsten Komponenten

Komponente	Spannung	Strom	Leistung	Bemerkung
Arduino Due [30]	7,5V – 12V	-	-	Interne Verluste
		800mA (3,3V)	2,64W	3,3V-Pin-Output
		800mA (5,0V)	4,00W	5,0V-Pin-Output
		130mA (3,3V)	0,43W	GPIO-Lines
			10,00W	DC-Connector / VIN-Pin
24x ADC [25]	3,3V	24x (>0,3mA)	0,03W	VDD-Pin
I <sup>2</sup> C-Display [29]	5,0V	40mA	0,2W	VCC-Pin
30x LM3916 + 30x 10LED-Bar- graph [35]	>5,3V	300x 13mA (5,0V)	19,5W	V <sup>+</sup> -Pin

<sup>25</sup> [https://www.reichelt.de/entwicklerboards-breakout-board-fuer-microsd-karten-debo-microsd-2-p266045.html?&trstct=pos\\_2](https://www.reichelt.de/entwicklerboards-breakout-board-fuer-microsd-karten-debo-microsd-2-p266045.html?&trstct=pos_2)



Der Arduino kann problemlos das I<sup>2</sup>C-Display direkt über den 5V-Ausgang und die ADCs direkt über den 3,3V-Ausgang versorgen. Es wird ein Netzteil benötigt, dass 29,5W Leistung abgibt. Die 29,5W enthalten eine sehr große Sicherheit, da die Rechnung davon ausgeht, dass LEDs gleichzeitig eingeschaltet sind und die Spannungs-Ausgänge des Arduino voll ausgelastet sind. Das Netzteil ist wie die MIDI-Buchse und die USB-Buchse galvanisch vom Computer zu trennen. Dies kann über einen DC-DC-Wandler (z.B: Transformatorbauweise) geschehen.<sup>26</sup> Die Produktrecherche hat

gezeigt, dass die Eingangs-Spannung des DC-Wandlers höher als die Ausgangsspannung ist. Es wird also ein DC-DC-Wandler benötigt, der wenigstens 7,5V Ausgangsspannung liefert. Das vorgeschaltete Netzteil muss dementsprechend 9V oder 12V bereitstellen.

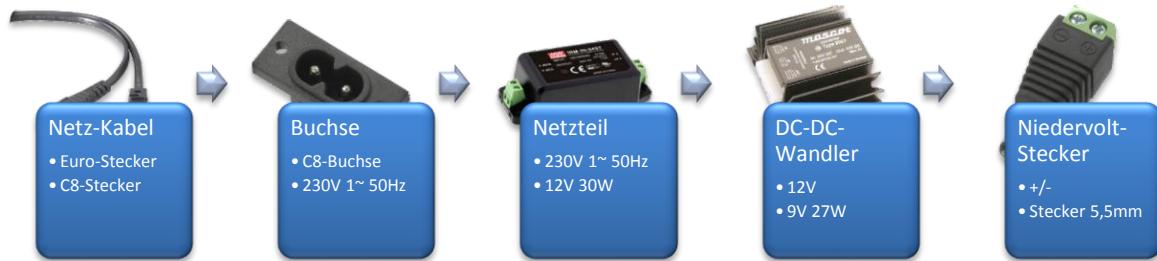


Tabelle 3.49: Leistungswerte der Bauteile zur Spannungsversorgung

	Netzkabel <sup>27</sup>	Buchse <sup>28</sup>	Netzteil <sup>29</sup>	DC-DC-Wandler <sup>30</sup>	Niedervolt-Stecker <sup>31</sup>
Eingangsspannung max.:	Belkin F3A218cp1.8M -P	Tru Components 716319	Mean Well IRM-30-12	Mascot 9061	Tru Components 735808
Ausgangsspannung max.:	250V	250V	264V	12V	12V
			12V	9V	
Eingangsstrom max.:	2,5A	2,5A			5A
Ausgangsstrom max.:			2,5A	3,0A	
Ausgangsleistung max.:	625W	625W	30W	27W	60W

<sup>26</sup> Gespräch mit Dr. G. Stebner am 18.10.2019, Wolfenbüttel

<sup>27</sup> <https://www.conrad.de/de/p/belkin-strom-anschlusskabel-1x-euro-stecker-1x-kleingeraeete-stecker-c8-1-8-m-schwarz-1561768.html>

<sup>28</sup> [https://www.conrad.de/de/p/tru-components-c8-kaltgeraeete-steckverbinder-stecker-einbau-vertikal-gesamtpolzahl-2-2-5-a-schwarz-1-st-1571462.html?WT.mc\\_id=google\\_pla&WT.srch=1&ef\\_id=EAiAIQobChMITuzKsoKz5QIVTeJ3Ch1R2gtDEAQYAiABEgLh5\\_D\\_BwE&hk=SEM&s\\_kwcid=AL!222!3!367270211697!!!g!!](https://www.conrad.de/de/p/tru-components-c8-kaltgeraeete-steckverbinder-stecker-einbau-vertikal-gesamtpolzahl-2-2-5-a-schwarz-1-st-1571462.html?WT.mc_id=google_pla&WT.srch=1&ef_id=EAiAIQobChMITuzKsoKz5QIVTeJ3Ch1R2gtDEAQYAiABEgLh5_D_BwE:G:s&gclid=EAiAIQobChMITuzKsoKz5QIVTeJ3Ch1R2gtDEAQYAiABEgLh5_D_BwE&hk=SEM&s_kwcid=AL!222!3!367270211697!!!g!!)

<sup>29</sup> <https://www.conrad.de/de/p/mean-well-irm-30-12-ac-dc-printnetzteil-12-v-2500-ma-30-w-1371699.html>

<sup>30</sup> <https://www.conrad.de/de/p/mascot-9061-dc-dc-wandler-12-v-dc-9-v-dc-3-a-27-w-1712676.html>

<sup>31</sup> <https://www.conrad.de/de/p/tru-components-dc14-m-niedervolt-steckverbinder-stecker-gerade-5-5-mm-2-1-mm-1-st-1570700.html>



### 3.7.9 Vorbereitung der Anschlüsse

Sämtliche 144 Pins des Prozessor ATSAM3X8E werden über 4 Multiplexer durch je eine PIO-Line (PIOA; PIOB; PIOC; PIOD) angesprochen [7, S. 39]. Es ist sinnvoll für spätere Programmierarbeiten die Belegung der Kommunikation; Messkanäle; Schalter und Display auf die PIO-Lines zu verteilen. So kann im Programmierprozess bequem über die Register des Prozessors programmiert werden und damit Rechenzeit gespart werden. Dabei sind die Register PIOC und PIOD besonders interessant, da sie die meisten digitalen Pins ohne Zusatzfunktion führen [7, S. 617].

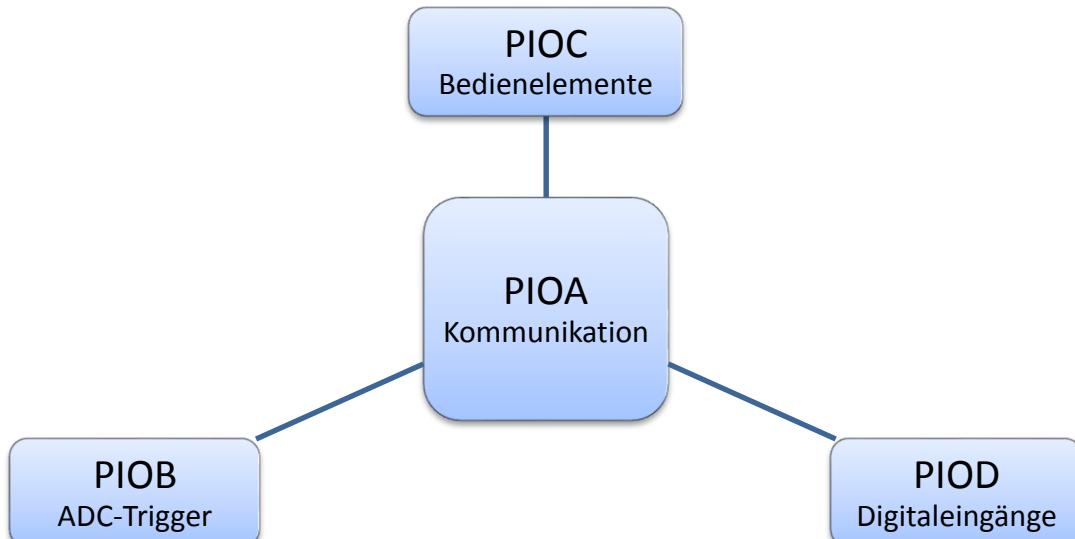
Jeder PIN der Arduino-Due-Plattform kann über die Register des Prozessors als Digitaler Pin deklariert, bzw. genutzt, werden. Dadurch wird die Konzepterstellung zur Verdrahtung des Mikrocontrollers transparenter.

Die analogen Kanäle des Arduino Due sind mit dem Einsatz von externen ADC überflüssig geworden. Sie könnten, wenn nicht belegt, eventuell für Bedienelemente wie Potentiometer genutzt werden.

Trotz der hohen Anzahl an digitalen Kanälen muss die Anzahl erhöht werden. Hierzu eignen sich die bereits erwähnten CMOS Multiplexer der Familie HC ebenfalls (siehe Kapitel 3.7.1.1). Der Multiplexer „CD74HC4053E“ (siehe Tabelle 3.36) kann mit einem einzigen PIN umgeschaltet werden und kann die Anzahl der Eingangskanäle verdoppeln. Damit kann:

- die PIOB-Line von 13 Kanälen auf 24-;
- die PIOC-Line von 25- auf 48 Kanäle;
- und die PIOD-Line von 10 auf 18 Kanäle erweitert werden.

Die 4 Register des Prozessors sollen in 4 Aufgabenbereich aufgeteilt werden:





### 3.7.9.1 PIOA-Line zur Kommunikation

Die PIOA-Line führt 28 digitale Pins, wobei folgende Pins mit Sonderfunktionen ausgestattet sind:

- 3 Pins für den SPI-Bus
- 2 Pins für den I<sup>2</sup>C-Bus
- 2 Pins für den CAN-Bus
- 6 Pins für 3x serielle Kommunikation
- 8 analoge Eingänge

Diese Line sollte ausschließlich für übergeordnete Aufgaben, wie

- Serielle Kommunikation über das MIDI-Protokoll
- Reservierung für zwei weitere Serielle Kommunikationen (z.B.: USB; Segmentanzeige)
- SPI-Kommunikation mit den ADC-Wandlern
- SPI-Kommunikation mit dem SD-Karten-Slot
- I<sup>2</sup>C-Kommunikation zum Display

verwendet werden.

Der Pin 28 und der Pin 29 sind parallel zu Pins in dem Register PIOC geschaltet. Um dies als Fehlerquelle in der späteren Programmierung auszuschalten, werden die Pins in diesem Register nicht belegt/gesperrt.

**Tabelle 3.50: PIOA Mapping des ATSAM3X8E**

Prozessor	Arduino-Due-Board	
I/O-Line	Pin	Sonderfunktion
PA0	CANTX	CAN-Bus Transmit
PA1	CANRX	CAN-Bus Receive
PA2	A7	Analog In 7
PA3	A6	Analog In 6
PA4	A5	Analog In 5
PA5	(EEXTIN1)	
PA6	A4	Analog In 4
PA7	31	-
PA8	0 / RX0	Serial 0 Receive
PA9	1 / RX0	Serial 0 Transmit
PA10	19 / RX1	Serial 1 Receive
PA11	18 / TX1	Serial 1 Transmit
PA12	17 / RX2	Serial 2 Receive
PA13	16 / TX2	Serial 2 Transmit
PA14	23	-
PA15	24	-
PA16	A0	Analog In 0
PA17	SDA1	I <sup>2</sup> C SDA1
PA18	SCL1	I <sup>2</sup> C SCL1
PA19	42	-
PA20	43	-
PA21	(LED „IX“)	
PA22	A3	Analog In 3
PA23	A2	Analog In 2
PA24	A1	Analog In 1
PA25	MISO	MISO
PA26	MOSI	MOSI
PA27	SCK	SCK
PA28/PC29	Gesperrt zu Gunsten PIOC-Line Priorität	
PA29/PC26	10	PWM 10
PA30	(nicht belegt)	
PA31	(nicht belegt)	

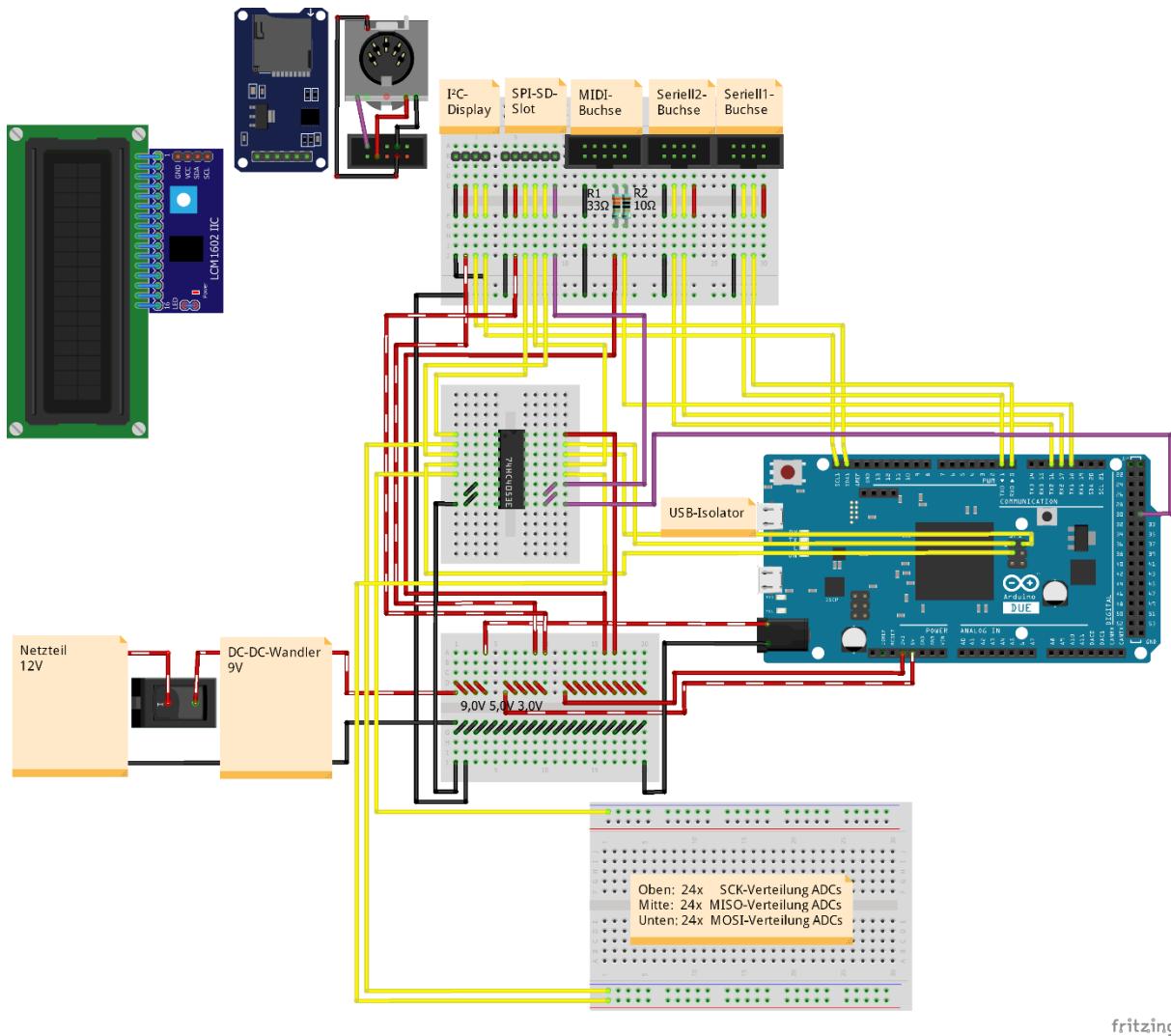


Abbildung 3.141: Konzept Verschaltung PIOA-Line als Kommunikationsebene

Das Display wird und der SD-Slot werden vom Arduino-Board mit 5V versorgt. Die MIDI-Schnittstelle, sowie die beiden offenen (unbelegten) seriellen Schnittstellen sind mit Steckleisten vorbereitet. So können die Kontakte mit einem Flachbandkabel an die entsprechende Stelle im Gehäuse geführt werden. Die Kontakte sind der Nummerierung nach mit der Buchse verbunden. Die Buchse verfügt über eine Nut, sodass der Stecker nicht verkehrt gesteckt werden kann. Display und SD-Slot sind mit Stiftleisten gemäß den verbauten Anschlüssen vorbereitet. Die Kommunikation des SD-Slot und den ADCs läuft über die SPI-Schnittstelle. Hierzu ist der CS-Pin des SD-Slots mit den Steuerpins S0; S1 und S3 des Multiplexers CD74HC4053E (siehe Tabelle 3.39) verbunden. Wird ein Schreib- oder Leseprozess erforderlich, ist so sichergestellt, dass mit dem Einschalten eines Pins die ADCs von der seriellen Leitung getrennt sind und einziger der SD-Slot verbunden ist.

Tabelle 3.51: Pinbelegung der PIOA-Line

Prozessor	Due	Belegung	Prozessor	Due	Belegung
I/O-Line	Pin	Element   Pin	I/O-Line	Pin	Element   Pin
PA0	CANTX		PA16	A0	
PA1	CANRX		PA17	SDA1	LCM1602   SDA
PA2	A7		PA18	SCL1	LCM1602   SCL
PA3	A6		PA19	42	
PA4	A5		PA20	43	
PA5	(EEXTINT)		PA21		(LED „TX“)
PA6	A4		PA22	A3	
PA7	31	MUX   S0;S1;S2 μSD   CS	PA23	A2	
PA8	0 / RX0		PA24	A1	
PA9	1 / RX0	Reserviert USB	PA25	MISO	MUX   BN B0→ADC1-24(MISO) B1→μSD(MISO)
PA10	19 / RX1		PA26	MOSI	MUX   AN A0→ADC1-24(MOSI) A1→μSD(MOSI)
PA11	18 / TX1	MIDI   Pin 5	PA27	SCK	MUX   CN C0→ADC1-24(SCK) C1→μSD(SCK)
PA12	17 / RX2		PA28/PC29	10	PWM 10
PA13	16 / TX2	Reserviert	PA29/PC26	4	PWM 4
PA14	23		PA30	(nicht belegt)	
PA15	24		PA31	(nicht belegt)	
<b>Gesperrt zu Gunsten PIOB-Line Priorität</b>					

### 3.7.9.2 PIOB-Line als 24-fache ADC-SPI-Trigger-Bank

Die PIOB-Line führt 13 digitale Pins, wobei folgende Sonderfunktionen möglich sind:

- 2 Pins für den I<sup>2</sup>C-Bus
- 2 analoge Ausgänge
- 6 analoge Eingänge

Durch die Erweiterung der 13 Kanäle auf 24 können mit dieser Bank die ADC zur Signalübergabe an die SPI-Schnittstelle aufgefordert werden (siehe Abbildung 3.109). Der letzte Pin dient der Umschaltung der 4 Multiplexer. Die ersten 12 Pins werden für die Kanäle 1 bis 12 genutzt, bzw. 13 bis 24, wenn die Multiplexer umgeschaltet wurden.



Tabelle 3.52: PIOB Mapping des ATSAM3X8E

Prozessor	Arduino-Due-Board	
I/O-Line	Pin	Sonderfunktion
PB0	(ETX_CLK)	
PB1	(ETX_EN)	
PB2	(ETXD0)	
PB3	(ETXD1)	
PB4	(ERX_DV)	
PB5	(ERXD0)	
PB6	(ERXD1)	
PB7	(ERX_ER)	
PB8	(EMDC)	
PB9	(EMDIO)	
PB10	(UOTGVBOF)	
PB11	(UOTGID)	
PB12	20	I <sup>2</sup> C SDA
PB13	21	I <sup>2</sup> C SCL
PB14	53	-
PB15	DAC0	Analog Out 0
Prozessor	Arduino-Due-Board	
I/O-Line	Pin	Sonderfunktion
PB16	DAC1	Analog Out 1
PB17	A8	Analog In 8
PB18	A9	Analog In 9
PB19	A10	Analog In 10
PB20	A11	Analog In 11
PB21	52	-
PB22	(nicht belegt)	
PB23	(SS3)	
PB24	(nicht belegt)	
PB25	2	PWM 2
PB26	22	-
PB27	13	PWM 13 / „LED L“
PB28	(JTAG_TCK)	
PB29	(JTAG_TDI)	
PB30	(JTAG_TDO)	
PB31	(JTAG_TMS)	

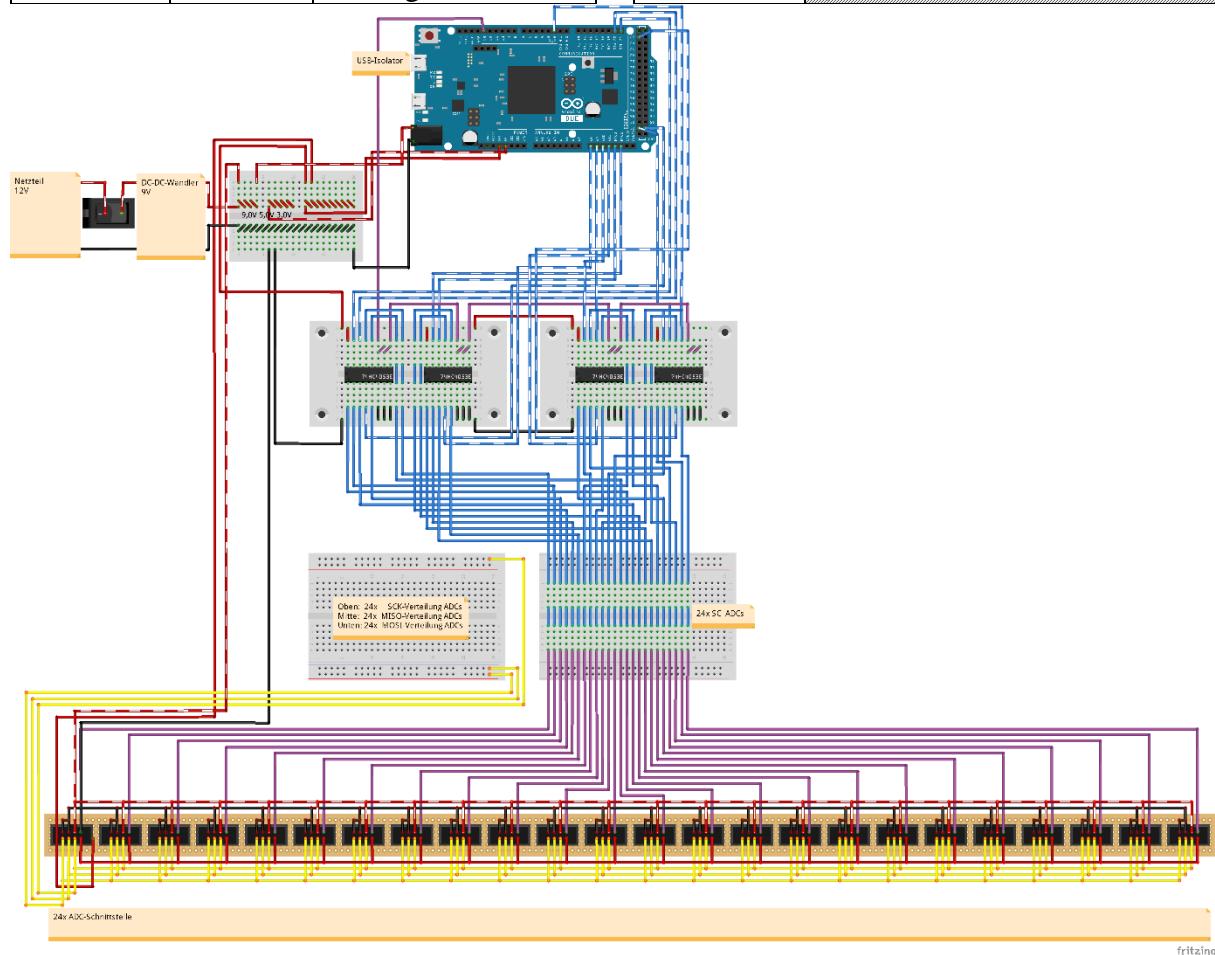


Abbildung 3.142: Konzept Verschaltung PIOB-Line als 24-facher ADC-SPI-Trigger



Tabelle 3.53: Pinbelegung der PIOB-Line

Prozessor	Due	Belegung
I/O-Line	Pin	Element   Pin
PB0	(ETX_CLK)	
PB1	(ETX_EN)	
PB2	(ETXD0)	
PB3	(ETXD1)	
PB4	(ERX_DV)	
PB5	(ERXD0)	
PB6	(ERXD1)	
PB7	(ERX_ER)	
PB8	(EMDC)	
PB9	(EMDIO)	
PB10	(UOTGVBOF)	
PB11	(UOTGID)	
PB12	20	MUX1   AN
PB13	21	MUX1   BN
PB14	53	MUX1   CN
PB15	DAC0	MUX2   AN

Prozessor	Due	Belegung
I/O-Line	Pin	Element   Pin
PB16	DAC1	MUX2   BN
PB17	A8	MUX2   CN
PB18	A9	MUX3   AN
PB19	A10	MUX3   BN
PB20	A11	MUX3   CN
PB21	52	MUX4   AN
PB22	(nicht belegt)	
PB23	(SS3)	
PB24	(nicht belegt)	
PB25	2	MUX4   BN
PB26	22	MUX4   CN
PB27	13	MUX1-4   S0;S1;S2
PB28	(JTAG_TCK)	
PB29	(JTAG_TDI)	
PB30	(JTAG_TDO)	
PB31	(JTAG_TMS)	

### 3.7.9.3 PIOC-Line als 48-fache Bedienschalter-Bank

Auf der PIOC-Line sind 25 Kanäle ansprechbar (siehe Tabelle 3.54). Da sich alle Multiplexer mit einem PIN umschalten lassen kann so mit 8 Multiplexern die PIOD-Line von 25 Ein-/Ausgangskanälen auf 48 erweitert werden. Die Programmierung der Kanäle kann bequem über den Prozessorbefehlssatz der Linie erfolgen.

Die Bank muss Kanäle für Schalter wie

- Setup / Loop
- Hoch / Runter
- Schwellwert / Kanal
- Speichern / Laden
- Enter / Exit
- Und die Auswahl einer der über 28 Kanäle

bereitstellen.



Tabelle 3.54: PIOC Mapping des ATSAM3X8E

Prozessor	Arduino-Due-Board	
I/O-Line	Pin	Sonderfunktion
PC0	(Erase-Button)	
PC1	33	-
PC2	34	-
PC3	35	-
PC4	36	-
PC5	37	-
PC6	38	-
PC7	39	-
PC8	40	-
PC9	41	-
PC10	(nicht belegt)	
PC11	(nicht belegt)	
PC12	51	-
PC13	50	-
PC14	49	-
PC15	48	-
PC16	47	-
PC17	46	-
PC18	45	-
PC19	44	-
PC20	(nicht belegt)	
PC21	9	PWM 9
PC22	8	PWM 8
PC23	7	PWM 7
PC24	6	PWM 6
PC25	5	PWM 5
PC26/PA29	4	PWM 4
PC27	(nicht belegt)	
PC28	3	PWM 3
PC29/PA28	10	PWM 10
PC30	(LED „RX“)	
PC31	(nicht belegt)	

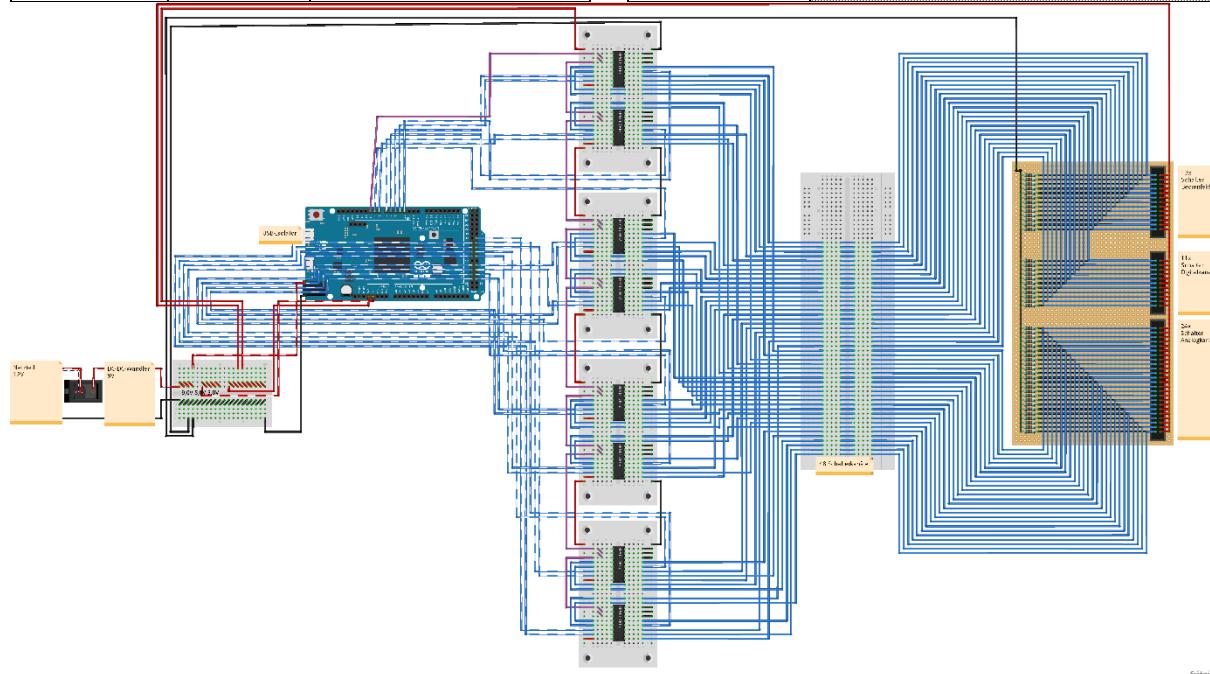


Abbildung 3.143: Konzept Verschaltung PIOC-Line als 48-fache Bedienschalterbank

Auf der Platine (siehe Abbildung 3.143) sind die Anschlüsse für die Taster der 24 Analogkanäle auf einem Stecker chronologisch gesetzt. Ein weiterer Stecker beherbergt Anschlüsse für Taster der 11 potentiellen Digitalkanäle. Der letzte Stecker beherbergt 13 potentielle Anschlüsse für Bedienelemente. Mit einem Flachbandkabel können die Anschlüsse an die entsprechende Stelle des Gehäuses geführt werden.

Tabelle 3.55: Pinbelegung der PIOC-Line

Prozessor	Due	Belegung
I/O-Line	Pin	Element   Pin
PC0	(Erase-Button)	
PC1	33	MUX1   AN
PC2	34	MUX1   BN
PC3	35	MUX1   CN
PC4	36	MUX2   AN
PC5	37	MUX2   BN
PC6	38	MUX2   CN
PC7	39	MUX3   AN
PC8	40	MUX3   BN
PC9	41	MUX3   CN
PC10	(nicht belegt)	
PC11	(nicht belegt)	
PC12	51	MUX4   AN
PC13	50	MUX4   BN
PC14	49	MUX4   CN
PC15	48	MUX5   AN
Prozessor	Due	Belegung
I/O-Line	Pin	Element   Pin
PC16	47	MUX5   BN
PC17	46	MUX5   CN
PC18	45	MUX6   AN
PC19	44	MUX6   BN
PC20	(nicht belegt)	
PC21	9	MUX6   CN
PC22	8	MUX7   AN
PC23	7	MUX7   BN
PC24	6	MUX7   CN
PC25	5	MUX8   AN
PC26/PA29	4	MUX8   BN
PC27	(nicht belegt)	
PC28	3	MUX8   CN
PC29/PA28	10	MUX1-8   S0;S1;S2
PC30	(LED „RX“)	
PC31	(nicht belegt)	

### 3.7.9.4 PIOD-Line als permanente 11-fache Digitalmesskanal-Bank

Auf der letzten Line finden alle digitalen Eingangskanäle Platz. Hier werden Schlagpads ohne Lautstärkessensitivität (z.B.: zum Triggern von Audio-Events) und die Berührungsauswertung der Becken gelegt. Die Berührungsauswertungsfunktion erfordert eine geraume Zeit zum Aufladen der Becken. Aus diesem Grund ist es nicht möglich mit einem Multiplexer zu arbeiten, der die Spannungsversorgung während des Aufladevorgangs unterbrechen würde.

Die PIOD-Line führt 10 digitale Pins, wovon

- 2 Pins 1x Serielle Kommunikation als Sonderfunktion bereitstellen



Tabelle 3.56: PIO Mapping des ATSAM3X8E

Prozessor	Arduino-Due-Board	
I/O-Line	Pin	Sonderfunktion
PD0	25	-
PD1	26	-
PD2	27	-
PD3	28	-
PD4	14 / TX3	Serial 3 Transmit
PD5	15 / RX3	Serial 3 Receive
PD6	29	-
PD7	11	PWM 11
PD8	12	PWM 12
PD9	30	-
PD10	32	-
PD11	(nicht belegt)	
PD12	(nicht belegt)	
PD13	(nicht belegt)	
PD14	(nicht belegt)	
PD15	(nicht belegt)	
PD16	(nicht belegt)	
PD17	(nicht belegt)	
PD18	(nicht belegt)	
PD19	(nicht belegt)	
PD20	(nicht belegt)	
PD21	(nicht belegt)	
PD22	(nicht belegt)	
PD23	(nicht belegt)	
PD24	(nicht belegt)	
PD25	(nicht belegt)	
PD26	(nicht belegt)	
PD27	(nicht belegt)	
PD28	(nicht belegt)	
PD29	(nicht belegt)	
PD30	(nicht belegt)	
PD31	(nicht belegt)	

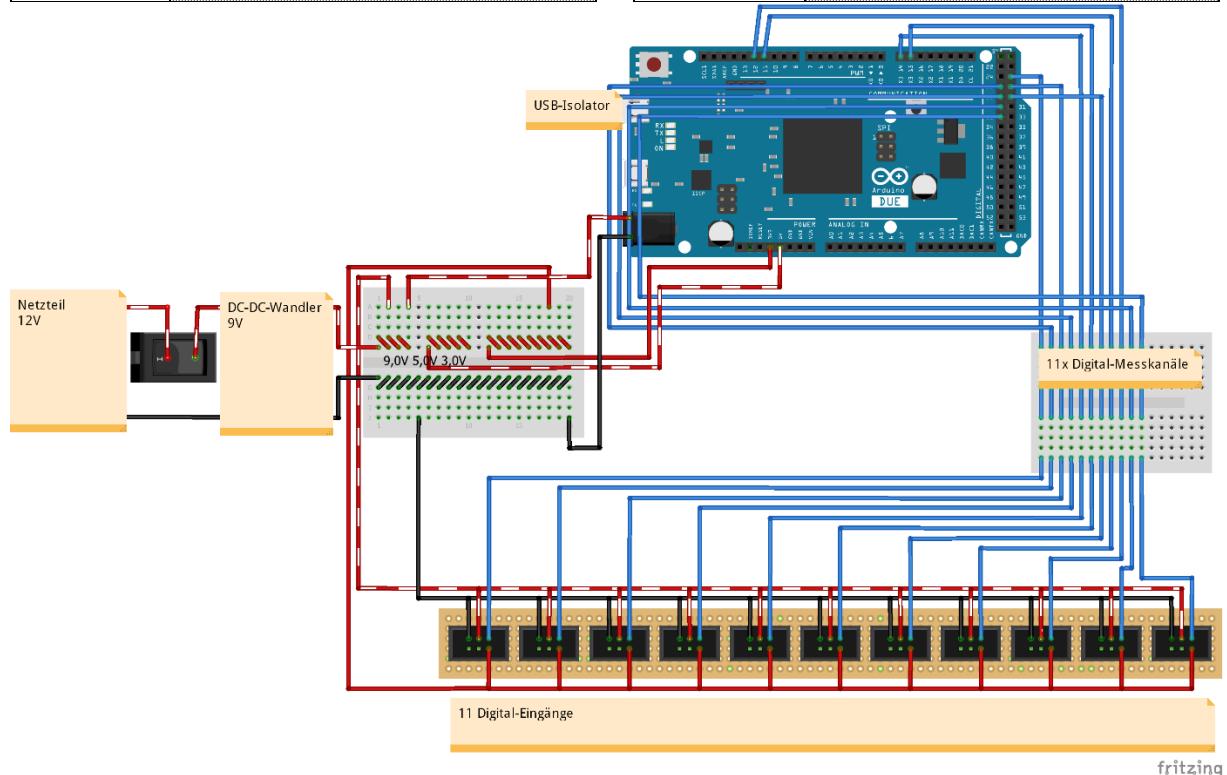


Abbildung 3.144: Konzept Verschaltung PIO-D-Line als 11-fach Digitalkanalbank

Die digitalen Messkanäle sind in einer Steckerbuchse zusammengeführt. So können sie über ein Flachbandkabel an die entsprechende Position des Gehäuses geleitet werden.

### 3.7.10 Abschließende Zusammenführung

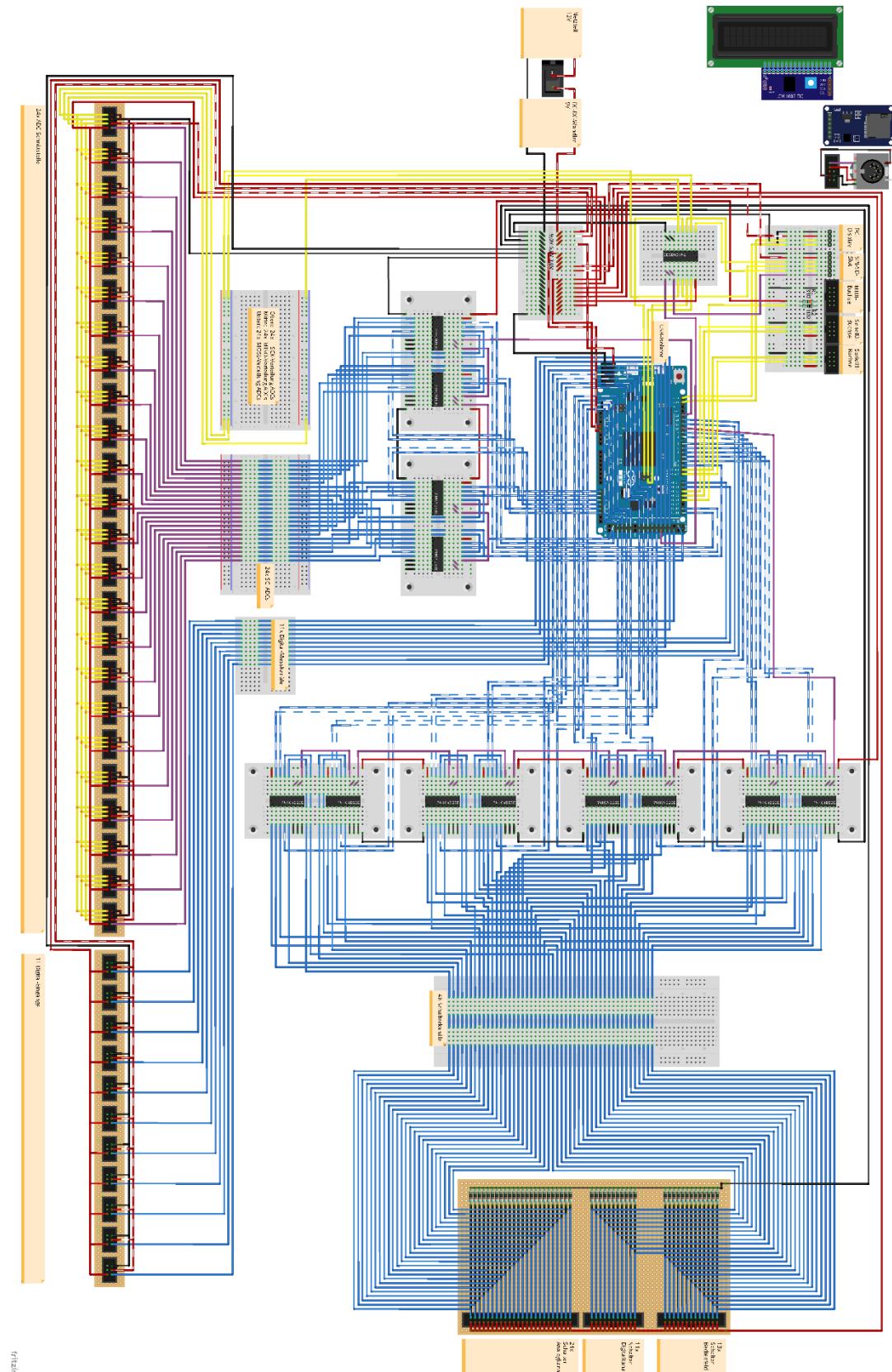


Abbildung 3.145: Arduino Due mit Peripherie (vergrößerte Darstellung siehe Anhang)



### 3.8 Messschaltung

Die Signale aus der Sensorik werden über symmetrische Klinkenkabel übertragen (siehe Kapitel 3.3.4). Die geschirmten Messleitungen werden an das Metallgehäuse des Mikrocontrollers geklemmt. Dieses ist an den Minuspol der Gleichspannungsquelle zu klemmen. Dazu wurde die Gleichspannungsquelle über einen DC-DC-Wandler galvanisch vom Stromnetz getrennt (siehe Kapitel 3.7.8). Die MIDI-Leitung ist durch einen Optokoppler am Audio-Interface - und die USB-Schnittstelle durch einen Isolatorbaustein (siehe Tabelle 3.41) galvanisch vom Computer getrennt. Auf diese Weise können Rückwirkungen gänzlich vermieden werden.<sup>32</sup>

Aus dem Datenblatt des Arduino geht hervor, dass die Eingangskanäle eine maximale Eingangsspannung von 4,0V und eine minimale Eingangsspannung von -0,3V vertragen können [7, S. 1378]. Dementsprechend sind alle Eingangskanäle gegen Überspannungen, sei es aus zu hohen Messsignalen aus den Piezoelementen oder elektrostatischen Schlägen durch Berührung der Messleitungen abzusichern.

Die Messsignale der Piezosensoren müssen in ihrer Intensität eingestellt werden können. Hierzu bieten sich 3 Varianten an:

**Tabelle 3.57: Varianten zur Regulierung der Messsignale**

Spannungsteiler mit Dioden-Schutzschaltung	Impedanzwandler	Instrumentenverstärker mit Überspannungsschutz
<ul style="list-style-type: none"><li>• Limitierung eines Signals höher 3,3V</li><li>• hohe Linearität</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Verstärkung eines Signals unter 3,3V</li><li>• schlechte Linearität</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Verstärkung des Signals</li><li>• integrierte Limitierung des Signals</li><li>• hohe Linearität</li></ul>

Es wird sich für den Einsatz eines Instrumentierungsverstärkers entschieden. Mit ihm können, mit linearem Verhalten, Signale angehoben und sogar limitiert werden. Mit der Übersteuerung des Signals kann der Controller MIDI-Signale mit geringerer Dynamik erzeugen. Das kann in einigen Musikrichtungen gewünscht sein, bei denen phasenweise derart schnell (16Hz) gespielt wird, dass eine hohe Dynamik der Schläge das Gesamtarrangement negativ beeinflussen würde.

Die Messsignale der Becken müssen in verschiedene Frequenzbereiche aufgetrennt werden, um mit einem Sensor die Position des Anschlags bestimmen zu können. Da es für das menschliche Gehör möglich ist die drei Schlag-Positionen anhand der dominierenden Obertonanteile zu identifizieren, kann dies auch auf dem Mikrocontroller geschehen.

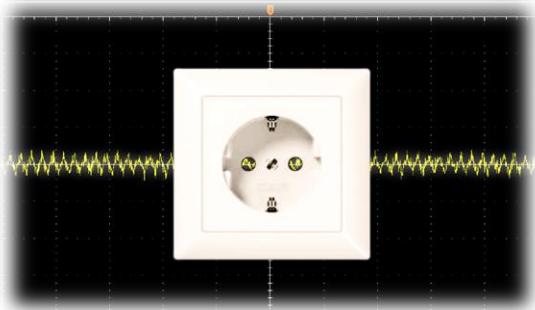
Außerdem sind sämtliche Messleitungen vom 50Hz-Störeinfluss der Netzfrequenz zu befreien.

<sup>32</sup> Gespräch mit Dr. G. Stebner am 18.10.2019, Wolfenbüttel

**Tabelle 3.58: Filterung der Messeingangssignale**

**Ausschluss von Niederfrequenter Störung**

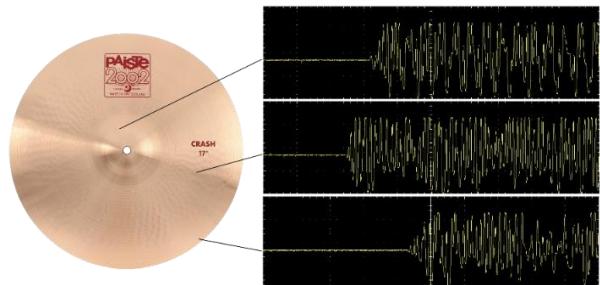
Die Messeingangssignale können durch Fehler des Stromnetzes (50Hz) beeinflusst werden. Dieser Einfluss ist abzuschalten, um das Grundrauschen der Kanäle zu reduzieren.



**Abbildung 3.146: Messung des 50Hz-Grundrauschen auf einem verstärkten Messkanal**

**Auftrennung eines Messsignals in verschiedene Bandbereiche**

Außerdem sollen die Becken mit einem Sensor ihrer Position nach unterschieden werden. Hierzu ist eine Frequenzunterscheidung in Bändern notwendig.



**Abbildung 3.147: Messung der Piezosignale bei unterschiedlichen Anschlagsorten**

### 3.8.1 Analogeingänge: Auswahl eines Messverstärkers

Die Anforderungen an den Messverstärker sind der Priorität nach in folgender Tabelle aufgelistet:

**Tabelle 3.59: Anforderungen an die Auswahl des Messverstärkers**

**Typ: Instrumentierungsverstärker (PDIP)**

Die Verstärkung muss mit einer hohen Linearität erfolgen, um die Dynamik originalgetreu auf den Messeingang des ADCs zu übertragen. Dabei muss der Verstärker 2 Signalleitungen differenzieren, um symmetrische Störeinflüsse zu subtrahieren. Die Bauform soll in PDIP ausgeführt werden, um den Verstärker bei Zerstörung auswechseln zu können.

**Versorgungsspannung min. 3,3V**

Die Versorgungsspannung des Arduino Due beträgt 3,3V. Mit dieser Spannung werden auch die ADCs angeschlossen. Das Ausgangssignal des Verstärkers muss auf 3,3V-Level angehoben werden.

**Rail-to-Rail-Output**

Das Messsignal muss bis auf exakt 3,3V–Versorgungsspannung angehoben werden können. Dabei muss der Messeingang die Möglichkeit erhalten übersteuert zu werden. Das heißt, dass das Ausgangssignal, auch bei überhoher Verstärkung, bei 3,3V abgeschnitten wird.

**Variabler Gain**

Der Messverstärker benötigt eine Schnittstelle, um ein Potentiometer anzuschließen, mit welchem die Verstärkung stufenlos eingestellt werden kann. Idealerweise sollte die geringste Verstärkung unter Gain=1 ausgeführt sein, um zu hohe Eingangspegel abzusenken.

**Überspannungsschutz der Eingangskanäle**

Die Eingangskanäle des Verstärkers sind gegen Überspannung abzusichern damit Messsignale über 3,3V den Verstärker nicht zerstören.

Die Suchauswahl auf der Webseite des Herstellers Texas Instruments schlägt folgende Instrumentierungsverstärker für die Anforderungen vor:

**Tabelle 3.60: Auswahl an Instrumentierungsverstärker des Herstellers Texas Instruments<sup>33</sup>**

**Instrumentation amplifiers - Products**

Quick search															
Part Number	Number of channels (#)	Vs (Max) (V)	Vs (Min) (V)	Input offset (+/-) (Max) (uV)	Gain (Min) (V/V)	Gain (Max) (V/V)	Noise at 1 kHz (Typ) (nV/rt Hz)	CMRR (Min) (dB)	Input offset drift (+/-) (Max) (uV/C)	Input bias current (+/-) (Max) (nA)	Iq (Typ) (mA)	Bandwidth at min gain (Typ) (MHz)	Gain error (+/-) (Max) (%)	Operating temperature range (C)	Package Group
INA122 - Single Supply, MicroPower Instrumentation Amplifier	1	36	2.2	250	5	10000	60	83	3	25	0.06	0.12	0.15	-40 to 85	PDIP   8, SOIC   8
INA125 - Instrumentation Amplifier with Precision Voltage Reference	1	36	2.7	250	4	10000	38	100	2	25	0.46	0.15	1	-40 to 85	PDIP   16, SOIC   16
INA126 - Micropower Instrumentation Amplifier Single and Dual Versions	1	36	2.7	250	5	10000	35	83	3	25	0.175	0.2	0.18	-55 to 125	PDIP   8, SOIC   8, VSSOP   8
INA118 - Precision, Low Power Instrumentation Amplifier	1	36	2.7	50	1	10000	10	107	0.5	5	0.35	0.8	1	-40 to 85	PDIP   8, SOIC   8

Von der angegebenen Auswahl weist der Messverstärker INA122P, bzw. INA122PA als einziger einen Rail-to-Rail-Output auf (Ausgangssignal verstärkbar bis auf genau Versorgungsspannung).

Es wird der Messverstärker INA122PA gewählt. Die Variante INA122P ist leicht hochwertiger [34, S. 2]:

- geringerer maximaler Gain-Error bei G=100 ( $\pm 0,5\%$ , statt  $\pm 1,0\%$ )
- geringere Offset-Voltage ( $\pm 100\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , statt  $\pm 150\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )
- geringere maximale Offset-Voltage ( $\pm 250\mu\text{V}$ , statt  $\pm 500\mu\text{V}$ )
- halbe maximale Abweichung der Linearität ( $\pm 0,012\%$ , statt ( $\pm 0,024\%$ ))

Die leicht besseren Eigenschaften schlagen sich im Preis nieder und sind für die Anwendung unnötig.

Das Datenblatt [34] des Messverstärkers liefert folgende Informationen zum Anschluss des Messverstärkers:

<sup>33</sup> <http://www.ti.com/amplifier-circuit/instrumentation/products.html?pq=paqs&familyid=500#p480=1&p358min=1.8;3.3&p2954=PDIP>

Tabelle 3.61: Konfiguration des Instrumentierungsverstärker INA122PA [34]

	<p>Die Eingangsimpedanz des Messverstärkers ist mit <math>10^{10}\Omega</math> sehr hoch. Die Eingänge des Verstärkers erfordern einen relativ konstanten <math>10\text{nA}</math> hohen BIAS-Strom gegen Masse. Durch die hohe Eingangsimpedanz bleibt dieser Ruhestrom mit variierender Eingangsspannung relativ konstant</p>																																																						
<p>Abbildung 3.148: Beschaltung der Eingangskäne des TI INA122PA</p>	<p>Die Piezosensoren haben laut Datenblatt eine Impedanz von <math>400\Omega</math>, bzw. <math>500\Omega</math> (siehe Tabelle 3.19). Mikrophone weisen typischerweise Impedanzen um <math>200\Omega</math> auf [16]. Damit sind die Messsignalleitungen für die Anwendung von Mikrofonen jeweils mit <math>47\text{k}\Omega</math> gegen Masse zu schalten. Dadurch stellt sich auf beiden Messleitungen ein zum Messsignal entgegengesetzter BIAS-Strom vom Verstärker gegen Masse ein. Er kompensiert parasitäre Eingangsruhestrome aus Offsetspannung.</p>																																																						
$G = 5 + \frac{200\text{k}\Omega}{R_G}$	<p>Die Messleitungen sind jeweils mit <math>10\text{k}\Omega</math>-Widerständen zu beaufschlagen, um den Verstärker gegen Spannungen <math>\pm 40\text{V}</math> abzusichern.</p>																																																						
<table border="1"> <thead> <tr> <th>DESIRED GAIN (V/V)</th> <th><math>R_G</math> (<math>\Omega</math>)</th> <th>NEAREST 1% <math>R_G</math> VALUE</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>5</td><td>NC</td><td>NC</td></tr> <tr><td>10</td><td>40k</td><td>40.2k</td></tr> <tr><td>20</td><td>13.33k</td><td>13.3k</td></tr> <tr><td>50</td><td>4444</td><td>4420</td></tr> <tr><td>100</td><td>2105</td><td>2100</td></tr> <tr><td>200</td><td>1026</td><td>1020</td></tr> <tr><td>500</td><td>404</td><td>402</td></tr> <tr><td>1000</td><td>201</td><td>200</td></tr> <tr><td>2000</td><td>100.3</td><td>100</td></tr> <tr><td>5000</td><td>40</td><td>40.2</td></tr> <tr><td>10000</td><td>20</td><td>20</td></tr> </tbody> </table> <p>NC: No Connection.</p>	DESIRED GAIN (V/V)	$R_G$ ( $\Omega$ )	NEAREST 1% $R_G$ VALUE	5	NC	NC	10	40k	40.2k	20	13.33k	13.3k	50	4444	4420	100	2105	2100	200	1026	1020	500	404	402	1000	201	200	2000	100.3	100	5000	40	40.2	10000	20	20	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Pin INA122PA</th> <th>Bauteil   Pin</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>1 (RG)</td><td>Potentiometer   Schleifer</td></tr> <tr><td>2 (V<sub>IN</sub><sup>-</sup>)</td><td>Messleitung   -</td></tr> <tr><td>3 (V<sub>IN</sub><sup>+</sup>)</td><td>Messleitung   +</td></tr> <tr><td>4 (V<sup>-</sup>)</td><td>Due   GND</td></tr> <tr><td>5 (Ref)</td><td>Due   GND oder 1,65V</td></tr> <tr><td>6 (V<sub>O</sub>)</td><td>ADC   Eingang</td></tr> <tr><td>7 (V<sup>+</sup>)</td><td>Due   3,3V</td></tr> <tr><td>8 (RG)</td><td>Potentiometer   Außen</td></tr> </tbody> </table>	Pin INA122PA	Bauteil   Pin	1 (RG)	Potentiometer   Schleifer	2 (V <sub>IN</sub> <sup>-</sup> )	Messleitung   -	3 (V <sub>IN</sub> <sup>+</sup> )	Messleitung   +	4 (V <sup>-</sup> )	Due   GND	5 (Ref)	Due   GND oder 1,65V	6 (V <sub>O</sub> )	ADC   Eingang	7 (V <sup>+</sup> )	Due   3,3V	8 (RG)	Potentiometer   Außen
DESIRED GAIN (V/V)	$R_G$ ( $\Omega$ )	NEAREST 1% $R_G$ VALUE																																																					
5	NC	NC																																																					
10	40k	40.2k																																																					
20	13.33k	13.3k																																																					
50	4444	4420																																																					
100	2105	2100																																																					
200	1026	1020																																																					
500	404	402																																																					
1000	201	200																																																					
2000	100.3	100																																																					
5000	40	40.2																																																					
10000	20	20																																																					
Pin INA122PA	Bauteil   Pin																																																						
1 (RG)	Potentiometer   Schleifer																																																						
2 (V <sub>IN</sub> <sup>-</sup> )	Messleitung   -																																																						
3 (V <sub>IN</sub> <sup>+</sup> )	Messleitung   +																																																						
4 (V <sup>-</sup> )	Due   GND																																																						
5 (Ref)	Due   GND oder 1,65V																																																						
6 (V <sub>O</sub> )	ADC   Eingang																																																						
7 (V <sup>+</sup> )	Due   3,3V																																																						
8 (RG)	Potentiometer   Außen																																																						
<p>Abbildung 3.149: Pins des TI INA122PA</p>	<p>Mit dem Potentiometer kann die Verstärkung eingestellt werden. Je größer der Widerstand gewählt wird, desto kleiner kann die geringste Verstärkung eingestellt werden (siehe Abbildung 3.149).</p>																																																						
	<p>Mit dem Referenzsignal kann der 0-Pegel des Verstärkers eingestellt werden. Wird als Referenz GND gewählt, so werden Wechselspannungssignale gleichgerichtet (siehe Abbildung 3.150 oben). Wird als Referenz die halbe Versorgungsspannung (1,65V) gewählt, so werden Wechselspannungssignale in wechselnde Gleichspannungssignale um den Punkt 1,65V am Ausgang erzeugt (siehe Abbildung 3.150 unten). Die Ref-Spannung wirkt wie eine Offsetspannung.</p>																																																						



Tabelle 3.62: Auswahl eines Potentiometers zur Regelung der Verstärkung

<p>Abbildung 3.151: Stellcharakteristika von Potentiometern</p>	<table border="1"> <tr> <td>Positiv exponentiell, bzw. -logarithmisch</td></tr> <tr> <td>Typ A (Audio)<sup>34</sup></td></tr> <tr> <td>Negativ exponentiell, bzw. -logarithmisch</td></tr> <tr> <td>Typ C (negative Audio)<sup>35</sup></td></tr> <tr> <td>Linear</td></tr> <tr> <td>Typ B (linear)<sup>36</sup></td></tr> <tr> <td>S-Verlauf</td></tr> </table>	Positiv exponentiell, bzw. -logarithmisch	Typ A (Audio) <sup>34</sup>	Negativ exponentiell, bzw. -logarithmisch	Typ C (negative Audio) <sup>35</sup>	Linear	Typ B (linear) <sup>36</sup>	S-Verlauf
Positiv exponentiell, bzw. -logarithmisch								
Typ A (Audio) <sup>34</sup>								
Negativ exponentiell, bzw. -logarithmisch								
Typ C (negative Audio) <sup>35</sup>								
Linear								
Typ B (linear) <sup>36</sup>								
S-Verlauf								
$G = 5 + \frac{200k\Omega}{R_G} = \{5 \dots 10000\}$ $\Rightarrow R_G = \frac{200k\Omega}{G - 5}$ $\Rightarrow R_G 10000 = \frac{200000\Omega}{10000 - 5} = 20\Omega$ $\Rightarrow R_G 1000 = \frac{200000\Omega}{1000 - 5} = 201\Omega$ $\Rightarrow R_G 100 = \frac{200k\Omega}{100 - 5} = 2,1k\Omega$ $\Rightarrow R_G 10 = \frac{200k\Omega}{10 - 5} = 40k\Omega$ $\Rightarrow R_G 6 = \frac{200k\Omega}{6 - 5} = 200k\Omega$ $\Rightarrow R_G 5 = \frac{200k\Omega}{5 - 5} = \infty k\Omega$	<p>Mit geringem Widerstand wächst der Gain des Instrumentenverstärkers logarithmisch.</p> <p>Verstärkungsantwort INA122PA auf RG</p> <p>Es ist ein positiv exponentielles Drehpotentiometer (Typ A) mit einem Widerstand von mindestens 200kΩ zu wählen. Damit wird der exponentiell-steigenden Verstärkung bei Widerstandsänderungen im Niederohm-Bereich entgegengewirkt.</p>							

<sup>34</sup> [http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/450000-474999/452070-da-01-en-LEITPLASTIK-POTI\\_9MM\\_P092S\\_50KR\\_20Pr\\_LIN.pdf](http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/450000-474999/452070-da-01-en-LEITPLASTIK-POTI_9MM_P092S_50KR_20Pr_LIN.pdf)

<sup>35</sup> [http://www.proktinfo.conrad.com/datenblaetter/450000-474999/452070-da-01-en-LEITPLASTIK-POTI\\_9MM\\_P092S\\_50KR\\_20Pr\\_LIN.pdf](http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/450000-474999/452070-da-01-en-LEITPLASTIK-POTI_9MM_P092S_50KR_20Pr_LIN.pdf)

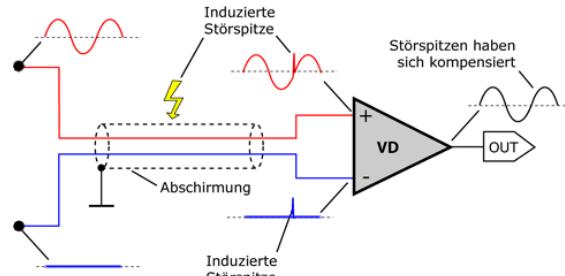
### 3.8.2 Analogeingänge: Ausfilterung von Störeinflüssen

Die Realisation der Ausfilterung der Störeinflüsse kann über 3 Wege erfolgen:

- Entweder ein differentieller Verstärker subtrahiert sämtliche Störeinflüsse;
- ein Frequenzfilter unterdrückt unerwünschte Frequenzbereiche
- oder eine Kombination aus beiden.

**Tabelle 3.63: Ausfilterung von Störsignalen**

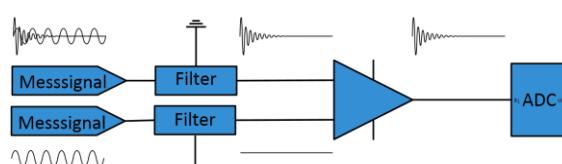
#### Ausfilterung durch die differentiellen Eingänge eines Instrumentierungsverstärkers



**Abbildung 3.152: Prinzip einer pseudosymmetrischen Signalübertragung**

- Keine zusätzliche Filterschaltung notwendig
- Jedoch keine Möglichkeit der Frequenzbeschneidung des Eingangssignals
- Störeinfluss wird auf beide Messleitungen gleichermaßen aufgetragen; Subtraktion von Messleitungssignalen eliminiert Störsignal

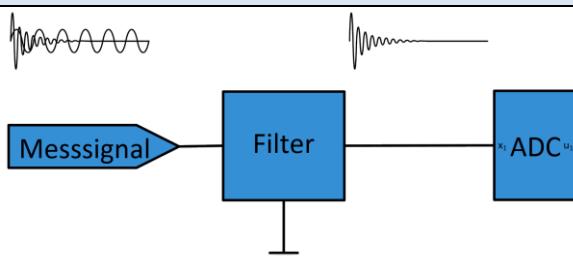
#### Ausfilterung am Symmetrischen Eingang eines Messverstärkers



**Abbildung 3.153: Prinzip Ausfilterung vor Verstärker-Eingang**

- 2 identische Filterschaltungen notwendig
- Möglichkeit der Frequenzbeschneidung des Eingangssignals
- Signalpegel wird vor Verstärker gesenkt;  
Damit ist ein 3,3V-Level am Ausgang garantiert

#### Ausfilterung am Single-Ended-Eingang des ADC



**Abbildung 3.154: Prinzip Ausfilterung vor ADC-Eingang**

- Eine Filterschaltung notwendig
- Möglichkeit der Frequenzbeschneidung des Eingangssignals
- Niederfrequente Signale können hohe Amplituden aufweisen;  
Der zuvor auf 3,3V-Level verstärkte Signalpegel wird wieder abgesenkt

<sup>36</sup> [http://www.productinfo.conrad.com/datenblaetter/450000-474999/452070-da-01-en-LEITPLASTIK-POTI\\_9MM\\_P092S\\_50KR\\_20Pr\\_LIN.pdf](http://www.productinfo.conrad.com/datenblaetter/450000-474999/452070-da-01-en-LEITPLASTIK-POTI_9MM_P092S_50KR_20Pr_LIN.pdf)



Für den Fall der Ausfilterung von Störeinflüssen können beispielsweise 2 Filter zum Einsatz kommen:

Tabelle 3.64: Filter zur Auslösung des 50Hz-Störeinflusses

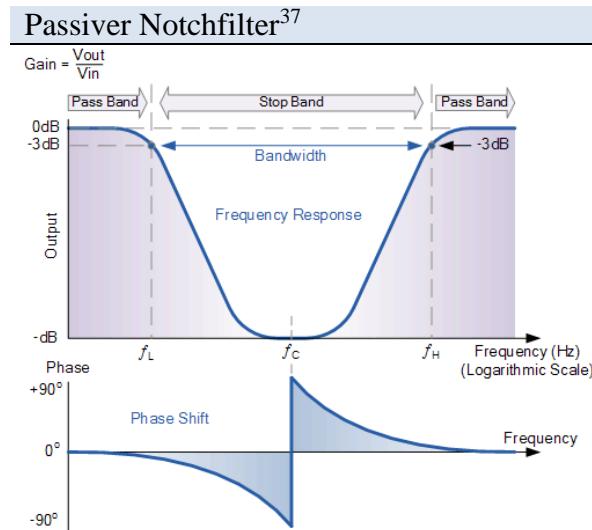


Abbildung 3.155: Wirkweise Notchfilter

Der passive Notchfilter ist die Inverse eines sehr engen Bandpassfilter. Passive Filter haben keine Möglichkeit die Steigung des Frequenzabfalls (siehe Abbildung 3.155) zu beeinflussen. Jedoch kann  $f_c$  auf 50Hz gerichtet werden

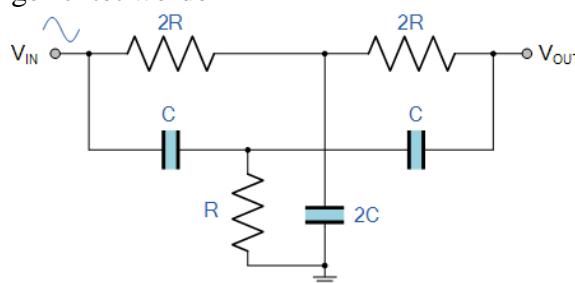


Abbildung 3.157: Schaltung eines Aktiven Notchfilters

$$f_c = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

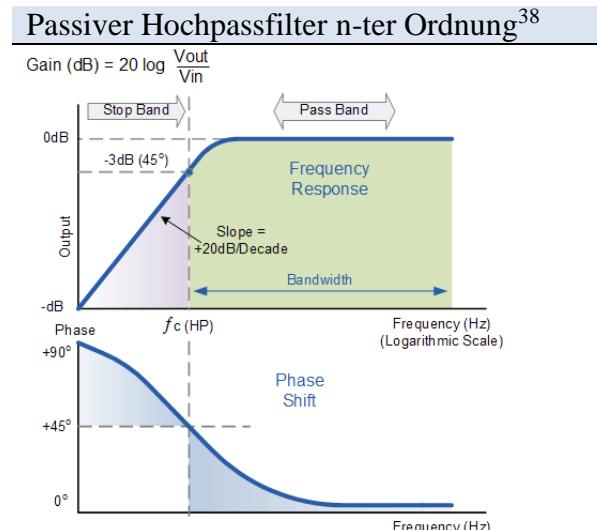


Abbildung 3.156: Wirkweise Hochpassfilter

Der passive Hochpassfilter schneidet Frequenzen sukzessive startend oberhalb der Grenzfrequenz  $f_c$  ab. Die Steigung des Frequenzabfalls (siehe Abbildung 3.156) kann durch die Kaskadierung von Filtern in Reihe erhöht werden.

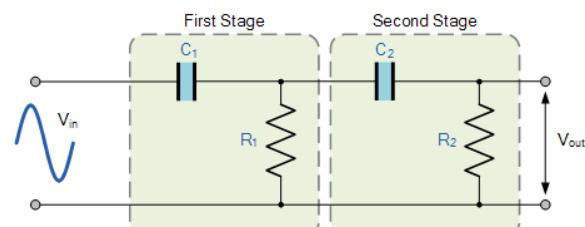


Abbildung 3.158: Schaltung eines Passiven Hochpassfilters 2. Ordnung

$$f_{c,1,ordnung} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

$$f_{c,2,ordnung} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt[2]{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}}$$

Da bei auftretenden Schlägen Frequenzen unter 50Hz für die Auswertung keine Rolle spielen ist der Notchfilter zu aufwendig. Es ist ein Hochpassfilter n-ter Ordnung zu bevorzugen.

<sup>37</sup> <https://www.electronics-tutorials.ws/de/filtern/bandsperrfilter.html>

<sup>38</sup> <https://www.electronics-tutorials.ws/de/filtern/passiver-hochpassfilter.html>

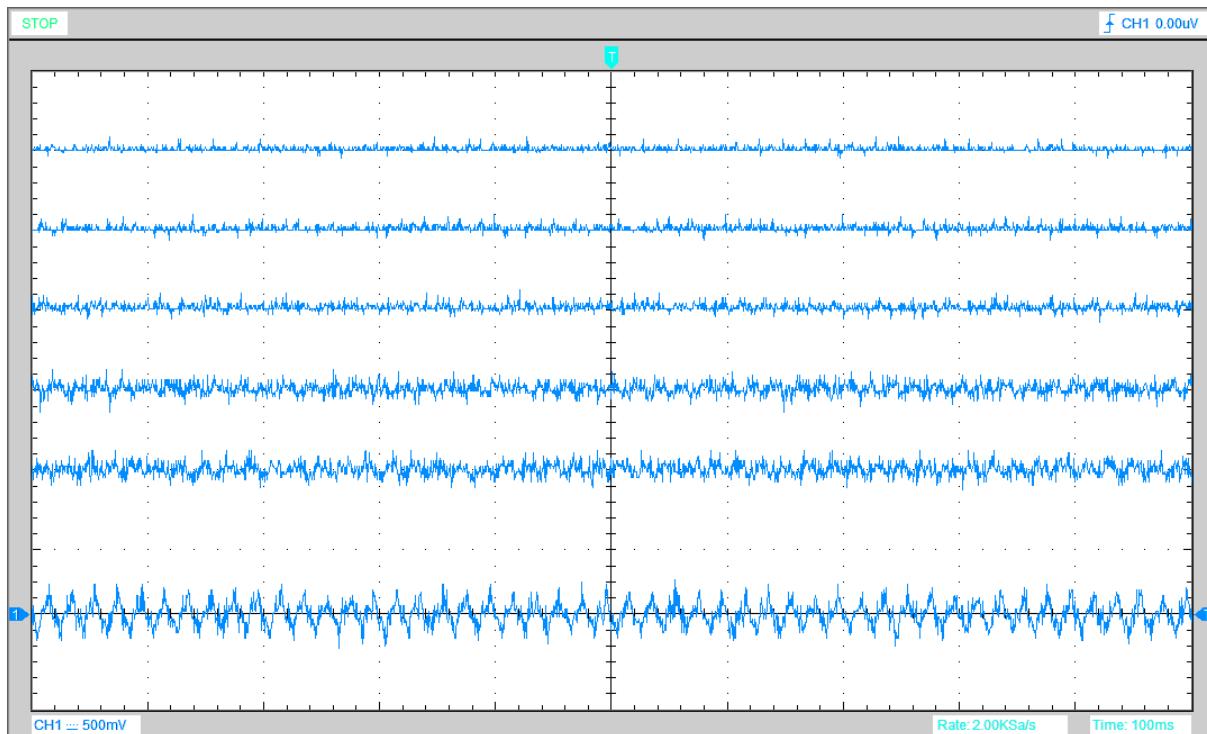
Im Folgenden sind eine Reihe an Messungen mit Hochpassfiltern zur Eliminierung des 50 Hz Störeinflusses aufgeführt. Das Signal wurde zuvor durch einen Verstärker verstärkt. Untersucht werden soll in wie weit die Wahl der Grenzfrequenz  $f_C$ , bzw. die Kaskadierung einen Einfluss auf die Dämpfung hat.

**Tabelle 3.65: Hochpassfilter 1. Ordnung - Variierung der Grenzfrequenz**

Im folgenden Bild unten ist das Signal ohne Hochpassfilter zu sehen. Die 5 Oszillogramme darüber zeigen den Einsatz eines Hochpassfilters 1. Ordnung. Dabei wurden die Grenzfrequenzen sukzessive in folgenden Schritten getestet:

Grenzfrequenz $f_C$	Widerstand $R_1$	Kondensator $C_1$
1447Hz	5k $\Omega$	22000pF
723Hz	10k $\Omega$	22000pF
362Hz	20k $\Omega$	22000pF
145Hz	50k $\Omega$	22000pF
72Hz	100k $\Omega$	22000pF

Es ist zu erkennen, dass der 50Hz-Einfluss eingehend mit der Wahl der Grenzfrequenz sukzessive geringer wird. Ebenfalls zu erkennen ist, dass den 50Hz im unteren Graphen bereits andere hochfrequente Signale aufmoduliert sind. Sie könnten auch der Verstärkung selbst entspringen und sollen nicht weiter betrachtet werden. Das 50Hz-Muster ist ab dem 5. Graphen von unten ( $f_C=723Hz$ ) definitiv nicht mehr festzustellen.



**Abbildung 3.159: Passiver Tiefpassfilter mit variierender Frequenz**



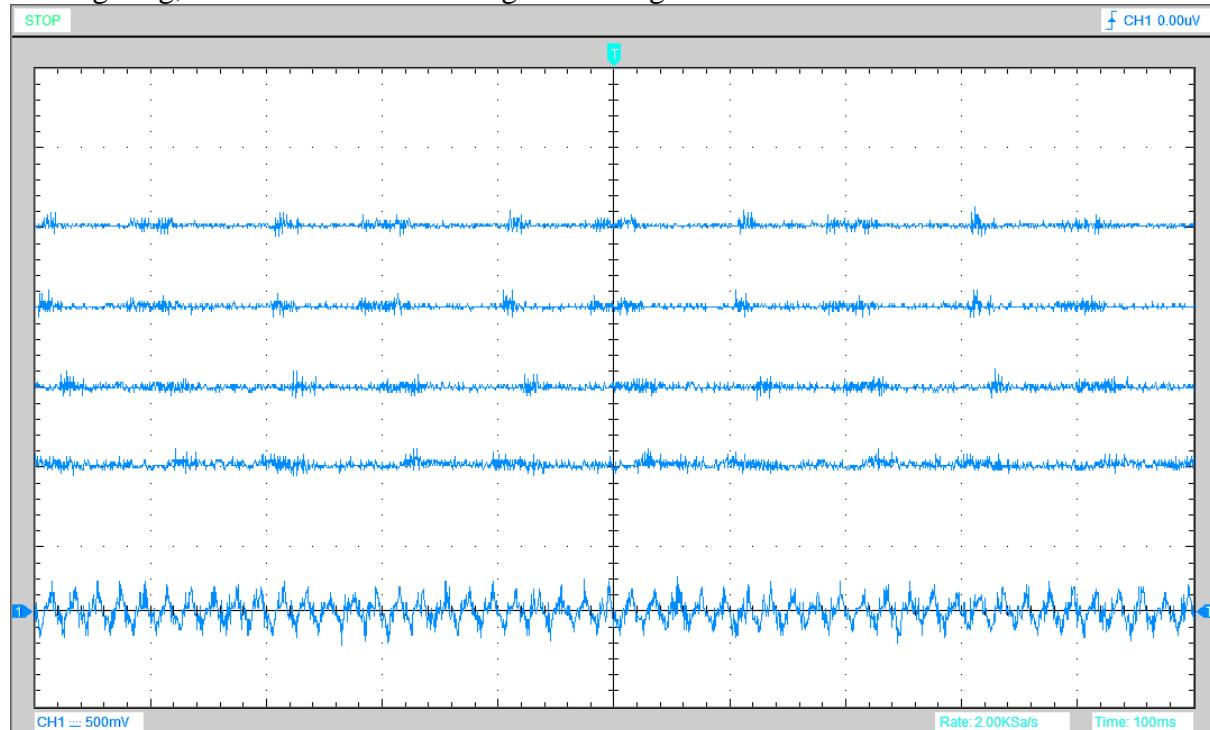
**Tabelle 3.66: Hochpassfilter Höherer Ordnung - Grenzfrequenz 482Hz**

Im darauffolgenden Versuch wurde der Einfluss der Kaskadierung mehrerer Hochpassfilter in Reihe untersucht. Hierzu wurde zunächst das Signal ohne Filter (unterer Graph) gemessen. Der Graph darüber zeigt die Wirkung des Hochpassfilters erster Ordnung. Die folgenden 3 Graphen zeigen die Wirkung Hochpassfilter 2.-; 3.- und 4. Ordnung. Die Widerstände und Kondensatoren sind baugleich gewählt mit:

$$R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 15k\Omega$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 22000pF$$

Es ist deutlich zu erkennen, dass das 50Hz-Muster ab dem Filter 2.Ordnung (3. Graph von unten) nicht mehr wesentlich auftritt. Allerdings ist der Effekt zwischen 1.- und 2. Ordnung derart gering, dass der Aufwand nicht gerechtfertigt ist



**Abbildung 3.160: Kaskadierung Passiver Tiefpassfilter bei 482Hz**

Zur Eliminierung von Störeinflüssen um 50Hz aus dem Stromnetz genügt ein Hochpassfilter 1. Ordnung, der um die Frequenz 500Hz angesetzt werden kann (siehe Tabelle 3.65 und Tabelle 3.66).

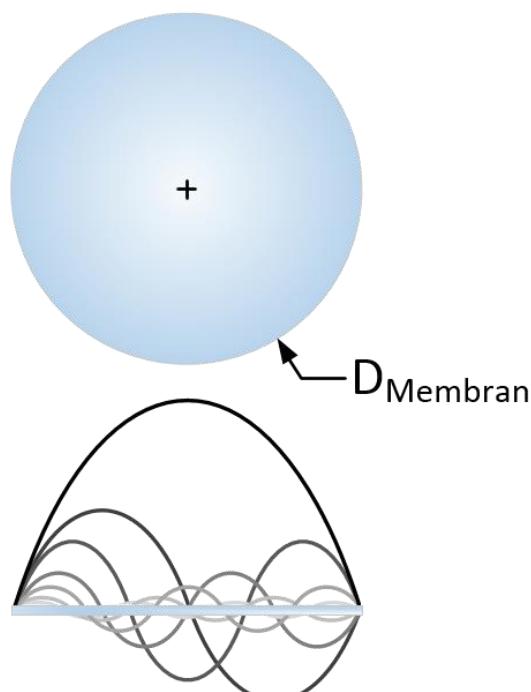
Das Beschlagen von Fellen erzeugt einen kurzen Nachklang (siehe Tabelle 3.4). Abklingsignale blockieren die Messleitung und erfordern komplizierte Auswertungsalgorithmen in der Programmierung, wenn der Abklang im Zeitfenster eines nächsten Schlages liegt. Im Extremfall kann dies eine Erhöhung des Schwellwertes nach sich ziehen, der eigentlich zur Rauschunterdrückung genutzt werden sollte. Die Dynamik der Signalerfassung könnte mit einem Hochpassfilter zur Unterdrückung der Eigenfrequenzen der Trommeln genutzt werden.

**Tabelle 3.67: Senkung der Abklingzeit der Felle über Annahme zu Eigenfrequenzen**

Die Membranen des vorliegenden Schlagzeuges „Tama Artstar“ (siehe Abbildung 3.66) weisen Durchmesser von 12“ bis zu 22“ auf. Bei Beschlagen des Meshheadfelles erklingt ein kurzer leiser Ton. Dieser könnte bei der Aufnahme des Signals herausgefiltert werden, um die Messung des Transienten zu verbessern. Der Anteil „V“ der Obertöne der Hauptfrequenz des Felles sinken unter einer idealisierenden Annahme umgekehrt-proportional mit ihrem Grad „n“:  $V_n = \frac{V_1}{n}$

Der passive Hochpassfilter (siehe Abbildung 3.25) dämpft tiefe Frequenzen stärker als hohe Frequenzen. Mit der geschickten Wahl eines einstufigen passiven Hochpassfilters (mit der Frequenz  $f_C$  zwischen 3. und 4. Oberton) könnte der Hauptton und die ersten 3 Obertöne abgeschnitten, bzw. gedämpft werden:  $f_C = (2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)^{-1}$

Der Filter muss symmetrisch vor den Messverstärker platziert werden, damit der Ausgangspegel des Verstärkers nicht berührt wird. Der Widerstand  $R$  des Tiefpassfilters wird mit 47k $\Omega$  festgelegt – dies harmoniert mit der Empfehlung zur Messung eines Mikrophones im Datenblatt des Messverstärkers [34, S. 8] [34].



Unter Vernachlässigung des Eigengewichtes; der Spannkraft und des Einflusses der Resonanz des Kessels kann die jeweilige Frequenz in einer idealisierenden Annahme über die Wellenlänge errechnet werden (siehe Abbildung 3.161).

$$f_n = \frac{c_{Schall}}{\frac{2}{n} \cdot \lambda} = \frac{c_{Schall}}{\frac{2}{n} \cdot D_{Membran}}$$

Der Grundton und die ersten 3 Obertöne errechnen sich demnach wie folgt:

$$f_{n=1} = \frac{c_{Schall}}{2 \cdot D_{Membran}}$$

$$f_{n=2} = \frac{c_{Schall}}{1 \cdot D_{Membran}}$$

$$f_{n=3} = \frac{c_{Schall}}{0,666 \cdot D_{Membran}}$$

$$f_{n=4} = \frac{c_{Schall}}{0,5 \cdot D_{Membran}}$$

**Abbildung 3.161: Vereinfachte Betrachtung zu Eigenfrequenzen einer Membran**

	Tom 12“	Tom 13“	Snare 14“	Tom 16“	Bass 22“
Grundfrequenz	563Hz	519Hz	482Hz	422Hz	307Hz
1. Oberton	1125Hz	1039Hz	965Hz	844Hz	614Hz
2. Oberton	1688Hz	1558Hz	1447Hz	1266Hz	921Hz
3. Oberton	2251Hz	2078Hz	1929Hz	1688Hz	1228Hz
$R_{gewählt}$	47k $\Omega$				
$C_{gewählt}$	2200pF				
$f_C$	1539Hz				



Tabelle 3.68: Filterung der Analogeingangskanäle

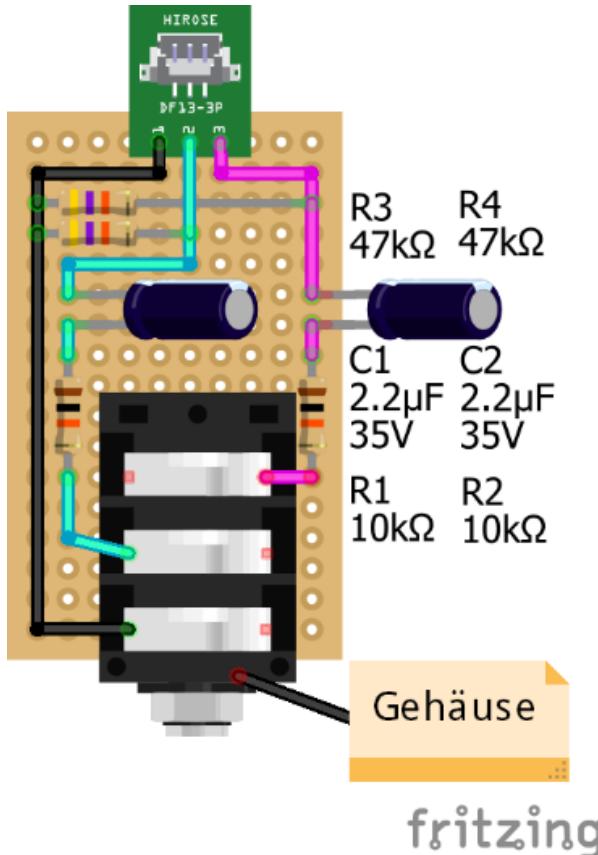
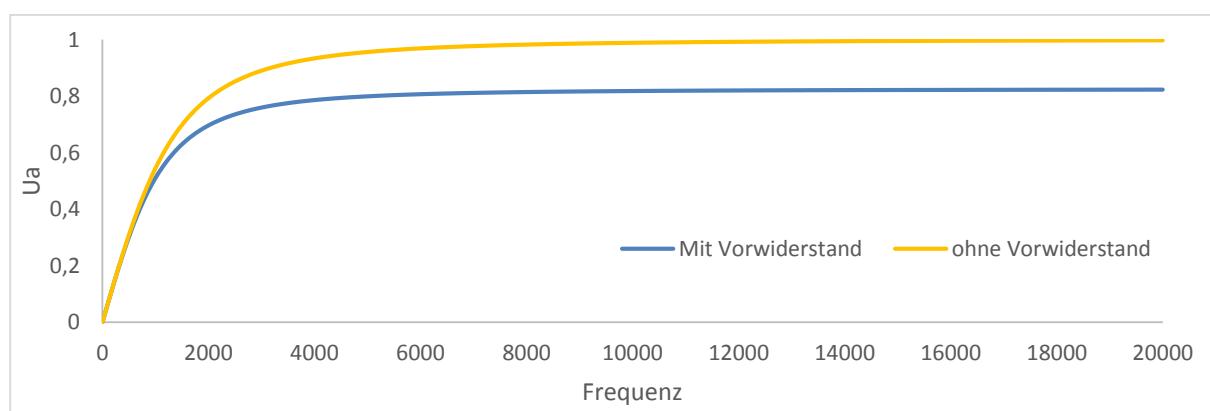


Abbildung 3.162: Modul Messeingang Analogkanäle

Damit der Messverstärker Spannungsspitzen zwischen  $\pm 40\text{V}$  verträgt, ist je ein  $10\text{k}\Omega$ -Widerstand vor die Sensorausgänge geschaltet worden [34, S. 2].

Überprüft man den Einfluss des Vorwiderstands auf das RC-Glied, indem man das RC-Glied als einen frequenzabhängigen Spannungsteiler betrachtet, so hat der Vorwiderstand auf den Frequenzgang einen geringen Einfluss. Die Messspannung wird mit einem Offset behaftet.

$$U_a = f(f) = U_e \cdot \frac{R_2}{Z_{ges}} = U_e \cdot \frac{R_2}{\sqrt{2} \sqrt{(R_1 + R_2)^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}\right)^2}}$$



### 3.8.3 Analogeingänge: Frequenzsplitting

Die Becken können verschiedenen angeschlagen werden (siehe Kapitel 2.4) und reagieren dementsprechend mit verschiedenen Frequenzverteilungen. Folgende Messungen wurden mit dem gewählten Sensor Kepo FT-15T-6.0A1-464 (siehe Kapitel 3.2.1.2) durchgeführt. Die grünen Linien innerhalb der Graphen bilden die interne Fourier-Analyse des Oszilloskops ab.

Tabelle 3.69: Frequenzantwort eines 17"-Beckens bei 3 Schlagbereichen (Piezomessung)

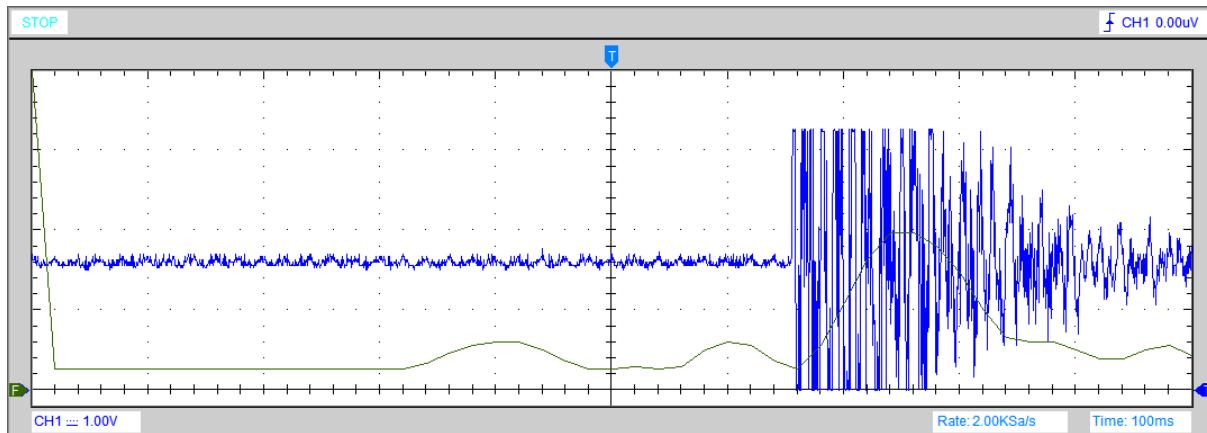


Abbildung 3.163: Frequenzantwort eines 17"-Beckens bei Schlag auf die Glocke

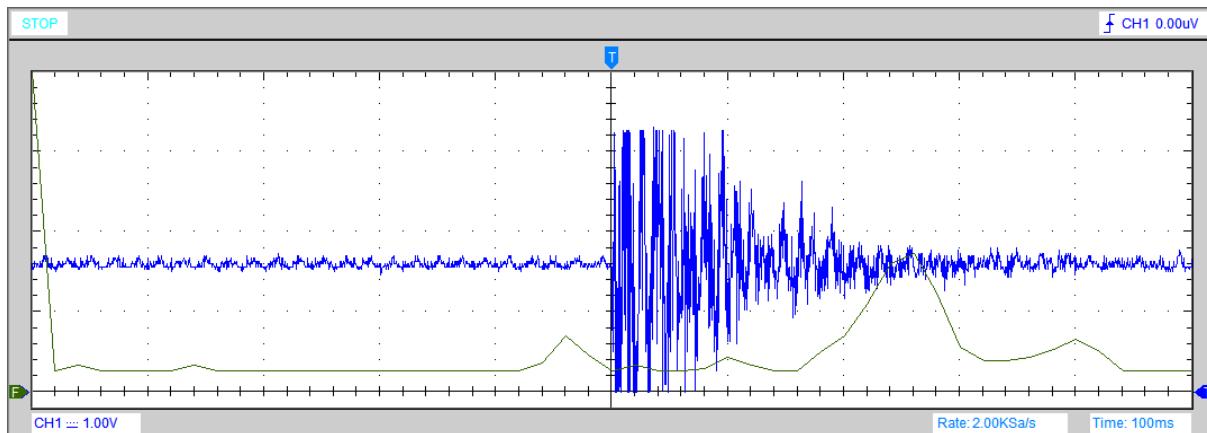


Abbildung 3.164: Frequenzantwort eines 17"-Beckens bei Schlag auf die Glocke

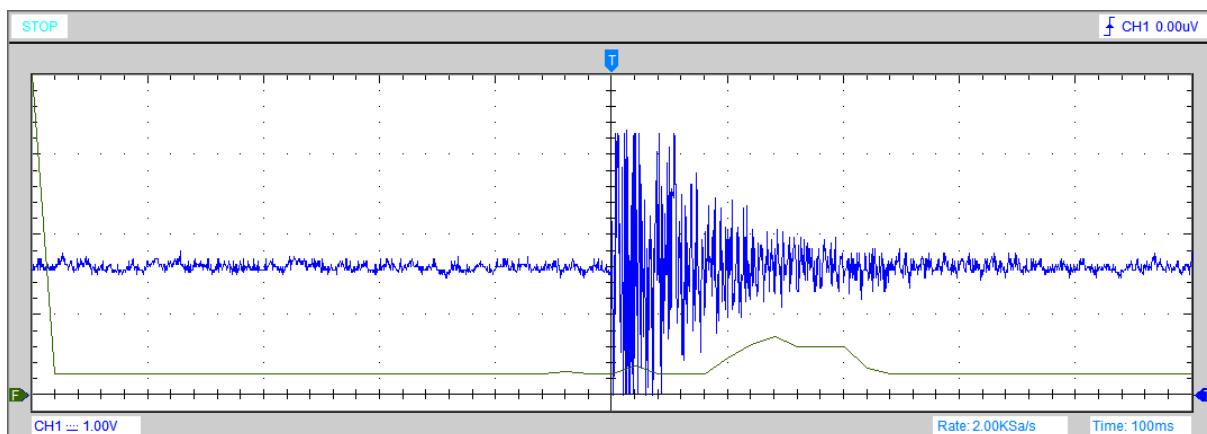


Abbildung 3.165: Frequenzantwort eines 17"-Beckens bei Schlag auf den Rand



Die frequenz-bezogene Unterscheidung eines Messsignals kann grundsätzlich auf 2 Wegen erfolgen:

- Entweder eine analoge Frequenzweiche trennt das Messsignal nach mehreren Frequenzbändern auf
- Oder eine digitale softwareseitige Fourier-Transformation (FFT) zerlegt eine gemessene Wertereihe in seine einzelnen Frequenzanteile.

Grundsätzlich ist die FFT das ideale Mittel, um die Becken ihrer Anschlagposition nach durch ihre unterschiedlichen Frequenzbandantworten zu unterscheiden. Mit ihr könnten bequem verschiedenste charakteristische Anteile zum „Fußabdruck“ einer Schlagposition definiert werden. Leider ist die FFT ein rechenintensives Werkzeug, dass den Arduino nicht nur während weiterer nötiger Auslesevorgänge blockieren würde, sondern auch die ohnehin große Latenz der Beckenschläge, die aus der Trägheit der Becken selbst entspringt, ausdehnen.

Eine analoge Lösung hingegen ist bezüglich der Latenz eine elegante Lösung, da hier lediglich Phasenverschiebungen von RC-Gliedern einstreuen. Folgendes Filter-Trio ermöglicht potentiell die Unterscheidung der verschiedenen Schlagpositionen:

Tabelle 3.70: Aktive Filter zur 3-Frequenzbereich-Auf trennung

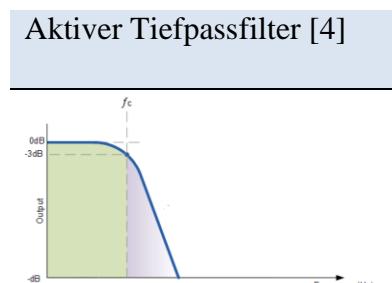


Abbildung 3.166: Wirkung des Tiefpassfilters

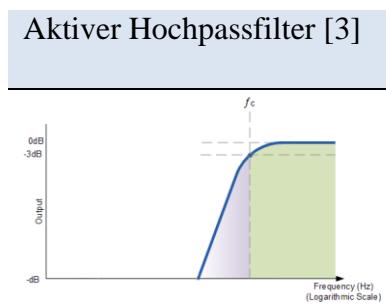


Abbildung 3.167: Wirkung des Hochpassfilters

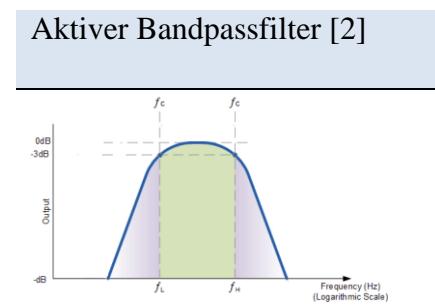


Abbildung 3.168: Wirkung des Bandpassfilters

Für den Fall, dass

$$R = R_3 = R_4$$

$$\text{und } C = C_1 = C_2$$

Errechnet sich die Grenzfrequenz zu:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt[2]{R \cdot C}}$$

Die Verstärkung errechnet sich zu:

$$V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Die Grenzfrequenz errechnet sich zu:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt[2]{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}}$$

Der Gütefaktor errechnet sich zu:

$$Q = \frac{1}{2} \cdot \sqrt[2]{\frac{R_2}{R_1}}$$

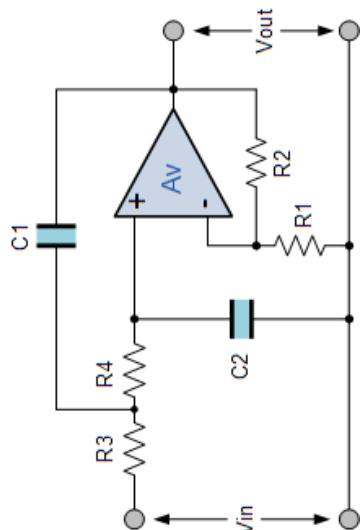


Abbildung 3.169: Schaltplan eines aktiven Tiefpassfilter 2. Ordnung

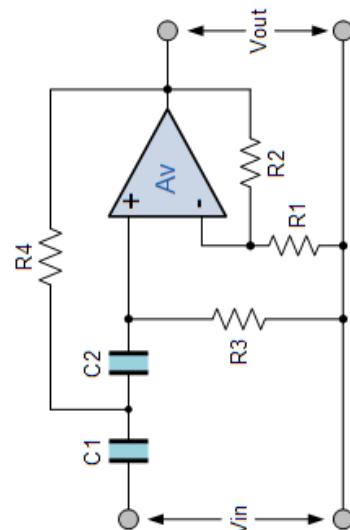
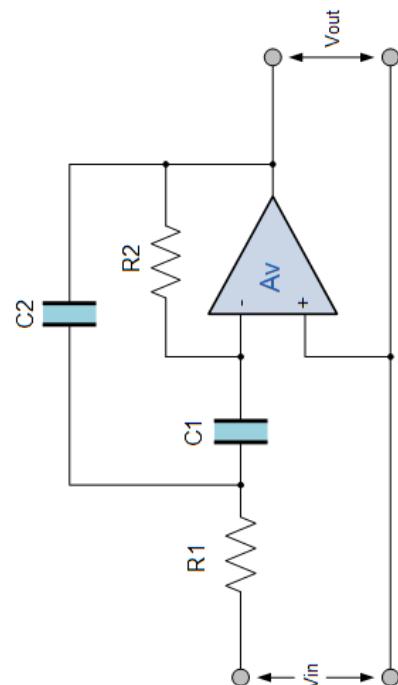


Abbildung 3.170: Schaltplan eines aktiven Hochpassfilter 2. Ordnung



### Abbildung 3.171: Schaltplan eines aktiven Bandpassfilter

C<sub>1</sub> und C<sub>2</sub> werden mit 22000pF festgesetzt;  
R<sub>3</sub> und R<sub>4</sub> werden an ein Dualpotentimeter mit linearem  
Verhalten (Typ B) mit 20kΩ angeschlossen.  
Damit lässt sich die Grenzfrequenz von 362Hz bis unendlich  
einstellen.

Die beiden Verstärkungswiderstände werden gleich gewählt, womit sich eine Verstärkung von 2 einstellt.

$C_1$  und  $C_2$  werden mit 22000pF festgesetzt;  $R_2$  muss weit höher  $R_1$  sein, um ein großes Q zu erhalten (spitzer Bandpass). Er wird mit 100k $\Omega$  festgesetzt.  $R_1$  wird als 1k $\Omega$  Potentiometer mit positiv-exponentiellen Verhalten (Typ A) festgesetzt. Damit stellt sich als unterste Grenzfrequenz 723 Hz mit einem Gütefaktor von 5 ein. Bei 50 $\Omega$  würde sich eine Grenzfrequenz von 3235Hz bei einem Gütefaktor von 22 einstellen.

Als Operationsverstärker wird ein Texas Instruments OPA241PA gewählt. Er erfüllt alle nötigen Eigenschaften von Rail-to-Rail-Output und möglicher 3,3V-Versorgungsspannung.



Tabelle 3.71: Eigenschaften und Belegung des Operationsverstärkers OPA241PA [36]

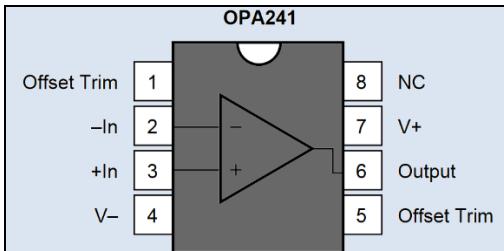


Abbildung 3.172: Pinbelegung des TI OPA241PA

OPA241	
1 (Offset Trim)	Nicht belegt
2 (-In)	Eingang -
3 (+In)	Eingang +
4 (V-)	GND
5 (Offset Trim)	Nicht belegt
6 (Output)	Ausgang
7 (V+)	3,3V
8 (Not connected)	Nicht blegt

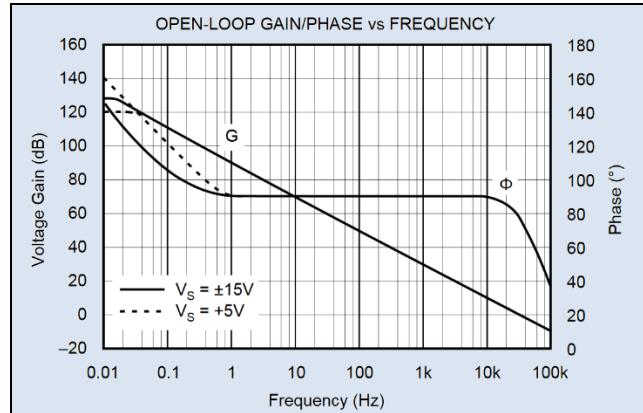
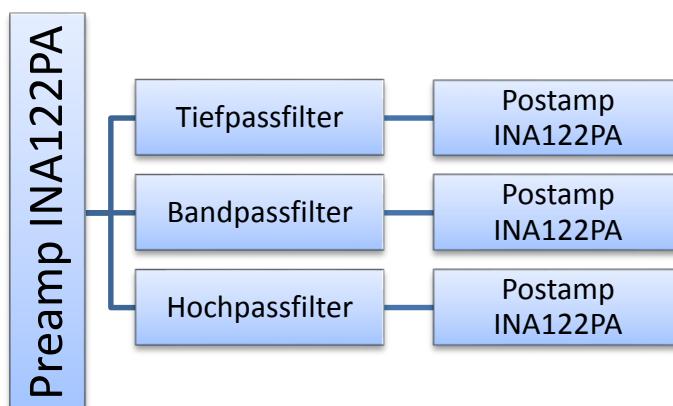


Abbildung 3.173: Open-Loop-Gain Charakteristik des TI OPA241PA

Der Verstärker weist ein linear abfallendes Verstärkungsverhalten über den Frequenzbereich ab. Entscheidender Frequenzauswertungsbereich befindet sich ungefähr zwischen 500Hz und 5000Hz.

Der Verstärker ist mit einem Rail-to-Rail-Output ausgestattet und eignet sich für 3,3V Versorgungsspannung. Da dem Operationsverstärker ein Rail-to-Rail-Instrumentierungsverstärker (siehe Kapitel 3.8.1) vorgeschaltet ist, muss der Verstärker nicht gegen Überspannungen abgesichert werden.

Die Eingänge der Filterschaltungen werden durch einen Instrumentierungsverstärker vorverstärkt (siehe Kapitel 3.8.1). Die Ausgänge der Filterschaltungen müssen gemäß Kapitel 3.8.1 erneut durch einen Instrumentierungsverstärker bis maximal auf 3,3V-Level angehoben werden.



### 3.8.4 Digitaleingänge: Sicherung vor Überspannung<sup>39</sup>

Die Sensorleitungen, die mit Piezosensoren versehen sind, können über die geschickte Auswahl eines Messverstärkers abgesichert werden.

Das Prinzip des Berührungssensors (siehe Kapitel 3.2.2) kann allerdings nicht mit einem Verstärker betrieben werden, da der Messeingangskanal vorrangig als Ausgangskanal genutzt wird. Diese digitalen Messkanäle müssen mit einer Überspannungsschutzschaltung ausgestattet werden.

Folgende 2 Varianten können für den Schutz vor Überspannungen genutzt werden.

#### Diodenschutzschaltung

Eine Diodenschutzschaltung wird eingesetzt, um positive Spannungsspitzen gegen Versorgungsspannung und negative Spannungsspitzen gegen Masse abzuleiten.

- Schutz vor Spannungstransienten
- Beispiele: Schottky-Diode; Zener-Diode

#### Optokoppler

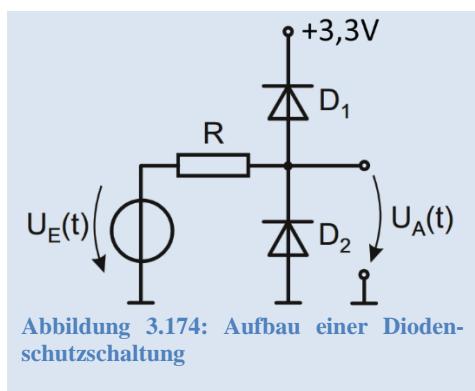
Ein Optokoppler wird verwendet, um Signalleitung und Messleitung galvanisch voneinander zu trennen.

- Schutz vor dauerhafter Überspannung
- Beispiele: 4N25; 4N35

Als sicherer Überspannungsschutz eignen sich Optokoppler hervorragend. Die Anwendung eines Optokopplers entfällt, da

1. der Digitalkanal zunächst als Ausgang genutzt wird, um das Becken statisch aufzuladen
2. und dann als Eingang genutzt wird, um das Potential zu messen.

Tabelle 3.72: Aufbau einer Diodenschutzschaltung [17, S. 29-30]



$U_E(t)$  ist das zu messende Signal;  
 $U_A(t)$  ist die Spannung am Digitalkanal des Arduino;  
 Die Diode  $D_1$  wird in Durchlassrichtung zur Spannungsversorgung geschaltet;  
 Die Diode  $D_2$  wird in Sperrrichtung zu Masse geschaltet;

$$U_A(t) = \begin{cases} 3,3V + U_F & \text{für } U_E(t) > 3,3V + U_F \\ U_E(t) & \text{für } -U_F \leq U_E(t) \leq 3,3V + U_F \\ -U_F & \text{für } U_E(t) < -U_F \end{cases}$$

Die Festlegung der Spannung in Durchlassrichtung ( $U_F$ ) ist maßgeblich zur Auslegung.

<sup>39</sup> Gespräch mit Dr. G. Stebner am 28.02.2018, Wolfenbüttel



Sie ist eine Funktion des anliegenden Stromes  $I_F$ . Dem Diagramm ist zu entnehmen, dass wenn geringe Ströme durch die Diode fließen, sich die Durchflussspannung  $U_F$  ( $V_F$  in Abbildung 3.175) einem Grenzwert annähert. Die Durchflussspannung der 1N5817<sup>40</sup> beträgt 0,32V bei einem Durchflusstrom von 100mA [12].

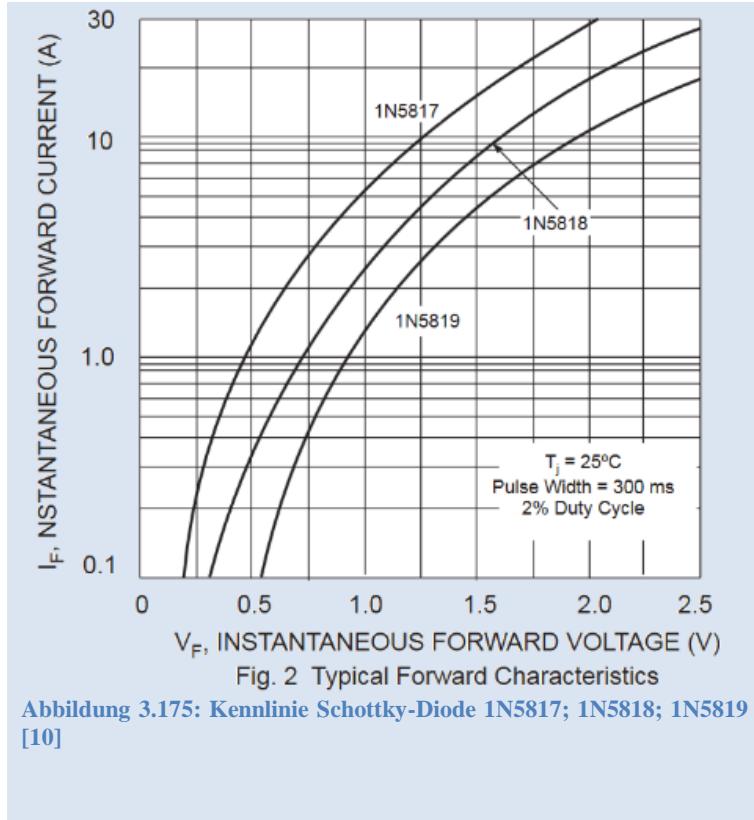
Mit dieser Durchflussspannung kann die Eingangsspannung auf  $-0,32V$  bis  $VCC+0,32V$  begrenzt werden.

Da die Diode bei hohen Strömen einen nahezu unendlich kleinen Widerstand aufweist:

$$R_F(0,1A) = \frac{U_F}{I_F} = \frac{0,32V}{0,1A} = 3,2\Omega$$

$$R_F(20A) = \frac{U_F}{I_F} = \frac{1,7V}{20A} = 0,09\Omega$$

ist dem Messsignal ein Widerstand vorzuschalten. Ausgehend von dem Human Body Modell [31, S. 7] weist der menschliche Körper einen Kontaktwiderstand von  $1,5k\Omega$  auf. Es treten demnach Spannungen von bis zu 40000V bei einer statischen Entladung auf.



Bei der Wahl eines Vorwiderstandes  $R$  (siehe Abbildung 3.174) von  $1k\Omega$  würde sich ein Strom von:

$$I_{ges(40000V)} = \frac{40kV}{1,5k\Omega + 1k\Omega + R_{Schottky}} = 16A \quad I_{ges(250V)} = \frac{0,25kV}{1,5k\Omega + 1k\Omega + R_{Schottky}} = 0,1A$$

Bei der Wahl eines Vorwiderstandes  $R$  (siehe Abbildung 3.174) von  $10k\Omega$  würde sich ein Strom von:

$$I_{ges(40000V)} = \frac{40kV}{1,5k\Omega + 10k\Omega + R_{Schottky}} = 3,5A \quad I_{ges(250V)} = \frac{0,25kV}{1500\Omega + 10k\Omega + R_{Schottky}} = 0,02A$$

einstellen.

Im Extremfall würde die Wahl eines  $10k\Omega$ -Widerstands zu einer positiven Signalspitze von  $V_{CC} + 0,8V$  und einer negativen Signalspitze von  $-0,8V$  führen.

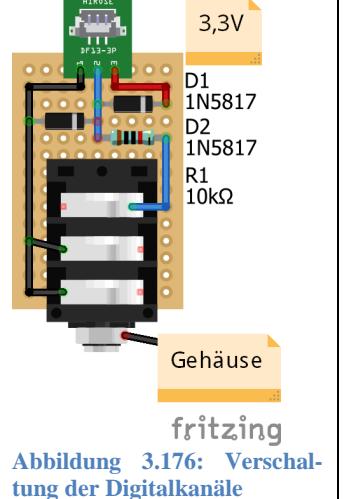
Ein Schutz der Eingangsleitungen nach Datenblatt ist aber in jedem Fall bis 1100V gewährleistet.

$$I_{ges(1100V)} = \frac{1100V}{1500\Omega + 10000\Omega + 3,2\Omega} = 0,0956A$$

$$U_F(0,0956A) = 0,3V$$

<sup>40</sup> <https://www.conrad.de/de/p/panjit-schottky-diode-gleichrichter-1n5817-do-41-20-v-einzeln-1304858.html>

Tabelle 3.73: Ausführung der Verschaltung der Digitalkanäle

 <p>3,3V</p> <p>D1 1N5817</p> <p>D2 1N5817</p> <p>R1 10kΩ</p> <p>Gehäuse</p> <p>fritzing</p> <p>Abbildung 3.176: Verschaltung der Digitalkanäle</p>	<p>Die Digitalkanäle werden mit einer 6,35mm Klinkenbuchse an den Gehäuseausgang geführt. Auf der Spitze („Tip“) der Buchse liegt das zu messende Signal (+). Auf dem „Ring“ liegt Masse, was für die Abnahme von Piezos von Bedeutung ist und auf „Sleeve“ liegt Masse, welche mit der Schirmung des Klinkenkabels und der Gehäusekonterschraube verbunden ist.</p> <p>Das Messeingangssignal wird dabei durch 2 Schottky-Dioden Typ 1N5817 gegen Überspannung abgesichert. Ihnen ist ein Widerstand von <math>10k\Omega</math> vorgeschaltet, um den Strom an den Schottky-Dioden bei Spannungsentladung gering zu halten. Die 3,3V-Leitung stellt die positive Referenz der Grenzen des Spannungssignals dar.</p>
--	--

### 3.8.5 Abschließende Zusammenföhrung

Die erlangten Lösungsansätze, wie:

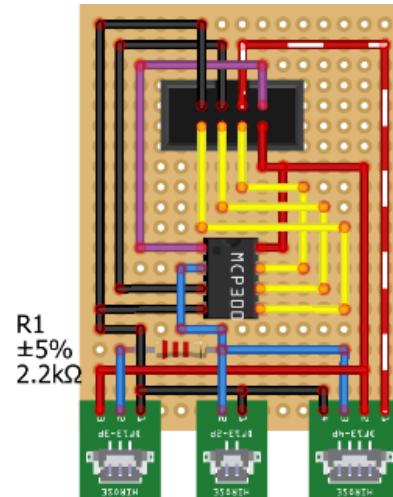
- die Verschaltung des Messverstärkers
- Integrierung von Passiven Hochpassfiltern zur Unterdrückung von niederfrequenten Störungen
- die Möglichkeit der Signalaufsplittung auf mehrere Bandpässe
- die Überspannungsabsicherung der Eingangskanäle

sind nun auf die Messaufgaben anzuwenden und entsprechende Module zu erstellen. Es müssen folgende Messungen ermöglicht werden:

- Messung des Linear-Potentiometers
- Messung der Trommelfelle
- Messung der Trommelkessel
- Messung von Drumpads (Digitale Messung)
- Messung von Becken
- Frequenzabhängige Messung von Becken
- Messung von Berührungen von Becken.

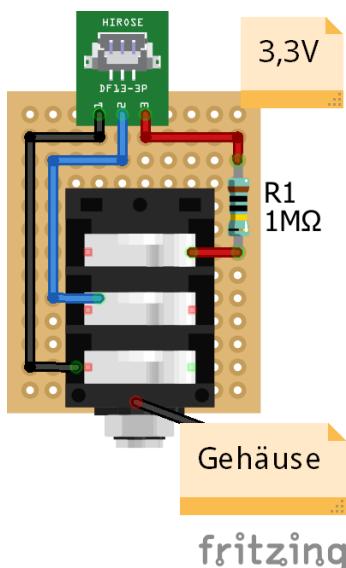


### 3.8.5.1 Sensorik für analoge Widerstandsmessung



fritzing

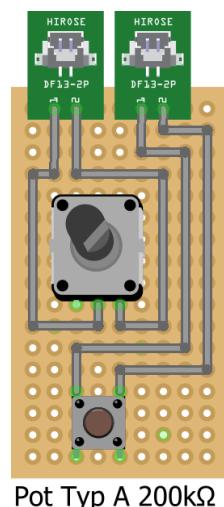
Abbildung 3.177: ADC-Wandler + Messsignaltrimmung



Gehäuse

fritzing

Abbildung 3.178: Klinkenbuchse +  
Versorgungsstrombegrenzung



Pot Typ A 200kΩ

fritzing

Abbildung 3.179: Pegeltrimmung +  
Kanalanzahlung

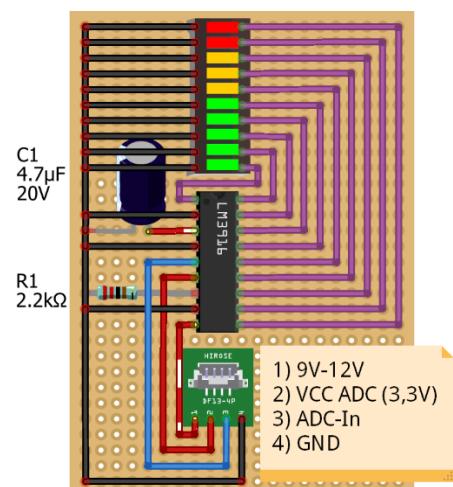


Abbildung 3.180: Pegelanzeige

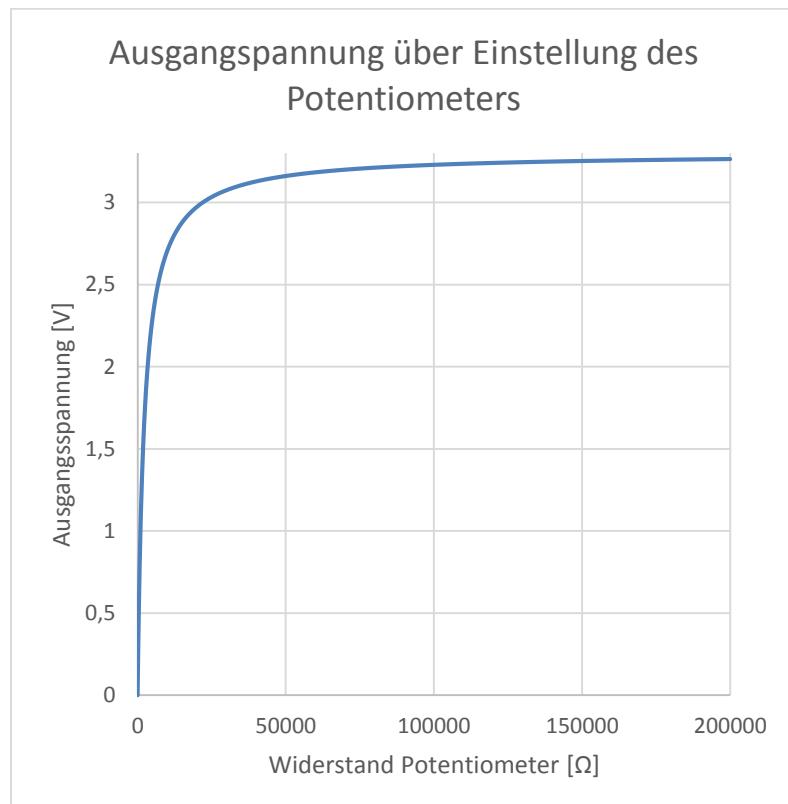
Die Schaltung ist auf den Linearen Lineare Wegaufnehmer Opkon SLPT100 (siehe Tabelle 3.25) angepasst. Dieser benötigt einen seriellen Widerstand zur Strombegrenzung von mindestens  $1\text{M}\Omega$  [21], damit die Schleifkontakte nicht abbrennen. Der Widerstand R1 in Abbildung 3.178 begrenzt den Versorgungsstrom des Potentiometers.

Das Messsignal vom Schleifer des Wegaufnehmers (blaue Leitung in Abbildung 3.178 und Abbildung 3.177) wird nochmals mit einem Spannungsteiler abwärts skalierbar. Damit kann das Messsignal bei Bedarf noch einmal gesenkt werden. Anpassungen können so ohne Änderung von Software-Parametern empirisch umgesetzt werden.

Nach der Formel für einen Spannungsteiler  $U_{ADC\ Eingang} = V_{CC} \cdot \frac{R_{Pot}}{R_{Pot} + R_1}$  lässt sich die Auswahl des Potentiometers und des Widerstands begründen.

**Tabelle 3.74: Potentiometer zur Trimmung des Messsignals des Linearpotentiometers**

R <sub>Pot</sub>	U <sub>ADC Eingang</sub>
200000Ω	3,264V
100000Ω	3,229V
50000Ω	3,161V
25000Ω	3,033V
12500Ω	2,806V
6250Ω	2,441V
3125Ω	1,937V
1563Ω	1,371V
781Ω	0,865V
391Ω	0,498V
195Ω	0,267V
98Ω	0,141V
49Ω	0,072V
24Ω	0,036V
12Ω	0,018V
6Ω	0,009V
3Ω	0,004V
2Ω	0,003V
1Ω	0,001V
0Ω	0,000V



Aufgrund des charakteristischen Verhaltens des Spannungsteilers ist ein positiv-exponentielles Potentiometer Typ A zu wählen (siehe Abbildung 3.151). Die Kombination aus festem 2,2kΩ-Widerstand und 200kΩ-Potentiometer erzeugt eine Ausgangsspannung von 3,264V. Diese Spannung sollte vom ADC als fast 100% interpretiert werden.

Die Messleitung teilt sich nochmals mit einer Leitung zum Bargraph auf. Er vergleicht den Pegel des Messsignals mit 3,3V und gibt diesen über die LEDs aus.

Der Taster in Abbildung 3.179 dient der Kanalanwahl für die spätere Software. Mit ihm soll es möglich sein in ein kanalbezogenes Menü zur:

- Parametrierung der Grenzwerte zum Erkennen der Öffnungshöhen der Hi-Hat
- und zur Adressierung des MIDI-Kanals

zur gelangen.



### 3.8.5.2 Sensorik für analoge Trommelsensoren

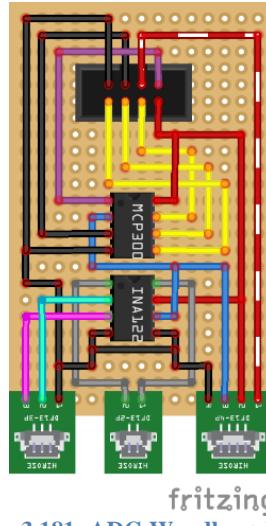


Abbildung 3.181: ADC-Wandler + Verstärker

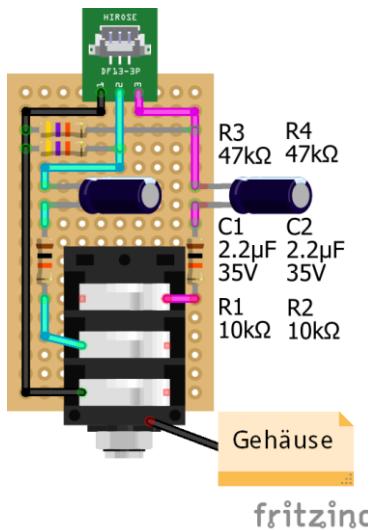


Abbildung 3.182: Klinkenbuchse  
+ Input-BIAS-Vorwiderstände +  
1500Hz Hochpassfilter

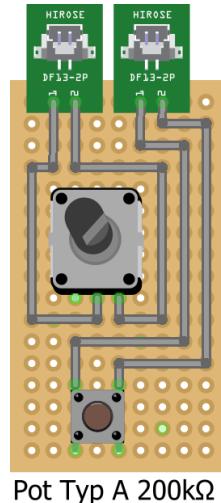


Abbildung 3.183: Verstärkungs-  
regelung + Kanalanwahlung

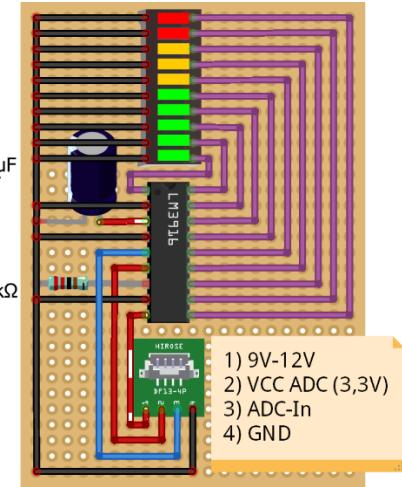


Abbildung 3.184: Pegelanzeige

Der Schaltungsaufbau ist für die analoge Auswertung von Piezosignalen der Trommelfelle und Trommelkesseln bestimmt.

Dem DAC ist ein Instrumentierungs-Verstärker vorgeschaltet (siehe Abbildung 3.181). Er ist derart geschaltet, dass Wechselspannungssignale gleichgerichtet werden. Das Vorzeichen der negativen Halbwellen wird dabei umgedreht.

Die Verstärkung kann über ein Potentiometer (siehe Abbildung 3.183) geregelt werden. Das Signal kann dabei bis auf exakt 3,3V-Pegel verstärkt werden, wobei es möglich ist das Signal



zu übersteuern. Die Dimensionierung des positiv-exponentiellen Potentiometers erfolgt nach Tabelle 3.62. Dadurch kann ein weiter Bereich des Potentiometers zur Regelung geringerer Gain-Werte genutzt werden.

Die Signalleitung des Verstärkers ist an eine Pegelanzeige (siehe Abbildung 3.184) parallel geschlossen. Sie vergleicht den Ausgangspegel des Verstärkers mit der 3,3V-Versorgungsspannung und gibt ihn über die LED-Anzeige nach außen zurück.

Als Schnittstelle aus dem Gehäuse dient eine 6,3mm-Stereo-Klinkbuchse (siehe Abbildung 3.182), deren „Sleeve“ mit dem Gehäuse des Mikrocontrollers und dem Schirm des Klinkenkabels verbunden ist. Den Sensormessleitungen, ausgehend vom Piezosensor, (siehe Abbildung 3.182 in pink und cyan) sind  $10\text{k}\Omega$ -Widerstände in Reihe geschaltet. Sie begrenzen den Eingangsstrom in den Messverstärker, sodass er Spannungsspitzen  $\pm 40\text{V}$  garantiert übersteht (siehe Tabelle 3.61). Den beiden Widerständen folgt jeweils ein RC-Glied zur sukzessiven Abschneidung Frequenzen tiefer um 1539Hz. Dies wurde gewählt, um:

- den Störeinfluss von niederfrequenten 50Hz-Einstreuungen
- und das erwartete Nachschwingen der Felle mit ihrer Eigenfrequenz, bzw. Obertonanteilen zu unterdrücken, bzw. abzuschwächen (siehe Tabelle 3.67).

Die Widerstände der RC-Glieder dienen gleichzeitig der Ermöglichung eines BIAS-Stromes aus den Messeingängen des Verstärkers gegen Masse. Sie sind mit  $47\text{k}\Omega$  vom Datenblatt für Messungen an hochohmigen-Sensoren, wie Mikrofonen, empfohlen (siehe Tabelle 3.61).

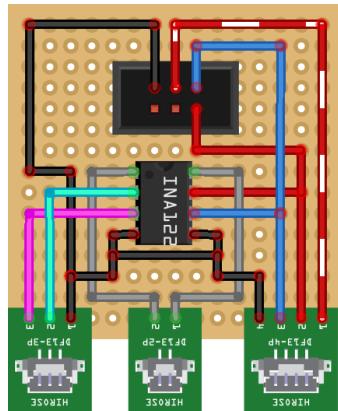
Ein Tastschalter (siehe Abbildung 3.183) dient der Möglichkeit den Kanal softwareseitig anwählen zu können. So können kanalbezogene Parameter wie:

- MIDI-Adresse
- Und Trigger-Schwellwert

konfiguriert werden.



### 3.8.5.3 Sensorik für digitale Trommelsensoren



fritzing

Abbildung 3.185: Verstärker

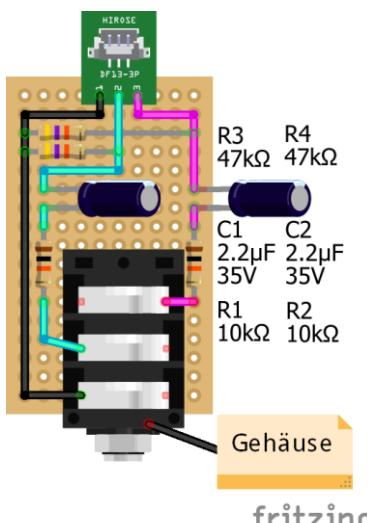


Abbildung 3.186: Klinkenbuchse + Input-BIAS-Vorwiderstände + 1500Hz Hochpassfilter

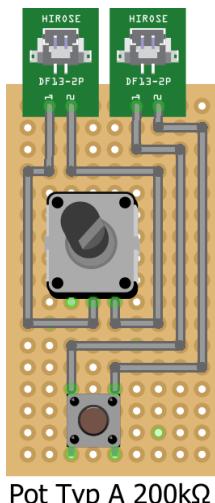


Abbildung 3.187: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung

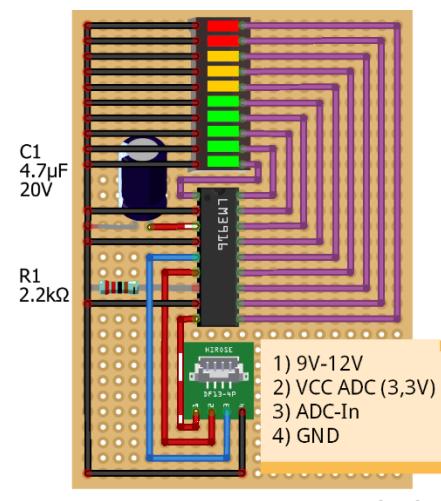
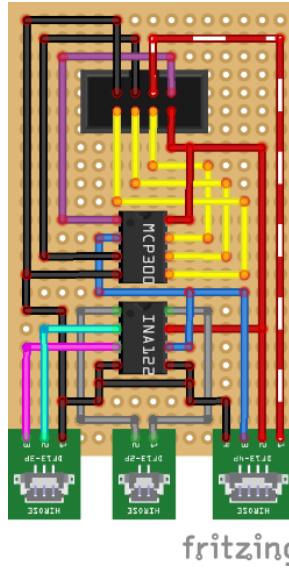


Abbildung 3.188: Pegelanzeige

Die Schaltung für digitale Erfassung von Trommelschlägen ist dieselbe wie die für die analoge Erfassung (siehe Kapitel 3.8.5.2). In der Schaltung fehlt der ADC. Da das Signal aus dem Verstärker mit 3,3V (Rail-to-Rail-Output, siehe Tabelle 3.61) austritt, kann das Signal direkt in den Analogmesseingang des Mikrocontrollers eingeleitet werden.

### 3.8.5.4 Sensorik für analoge Becken



fritzing

Abbildung 3.189: ADC-Wandler + Verstärker

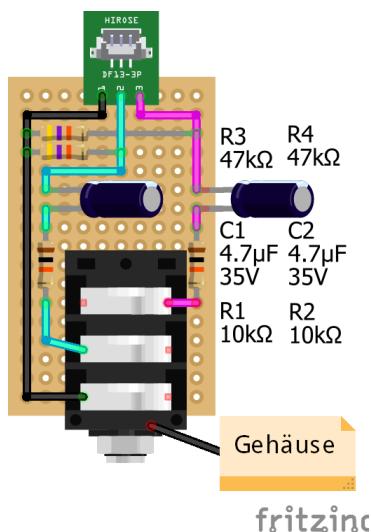


Abbildung 3.190: Klinkenbuchse  
+ Input-BIAS-Vorwiderstände +  
700Hz Hochpassfilter

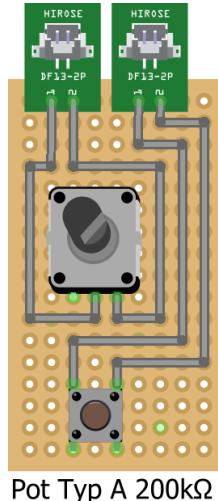


Abbildung 3.191: Verstärkungs-  
regelung + Kanalanwahlung

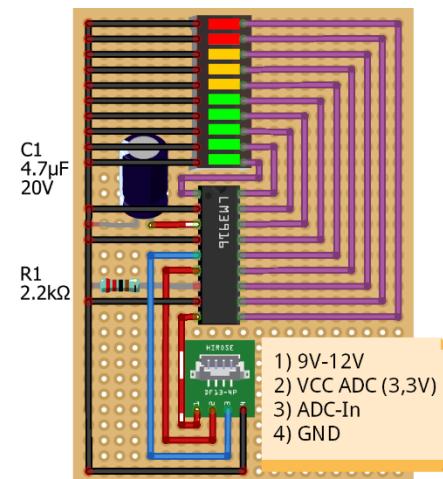
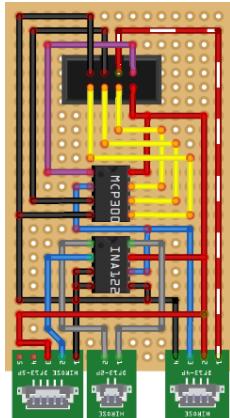


Abbildung 3.192: Pegelanzeige

Die Schaltung zur Erfassung von Beckenschlägen ist dieselbe wie die Schaltung für die analoge Erfassung von Trommelschlägen (siehe Kapitel 3.8.5.2). Lediglich der Hochpassfilter der Eingangsschaltung (siehe Abbildung 3.190) wurde unter Beibehaltung der  $47\text{k}\Omega$ -Input-BIAS-Widerstände, auf 720Hz gesenkt.

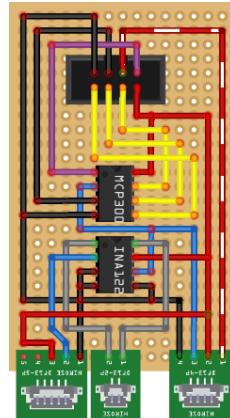


### 3.8.5.5 Sensorik für analoge Becken mit Frequenzweiche



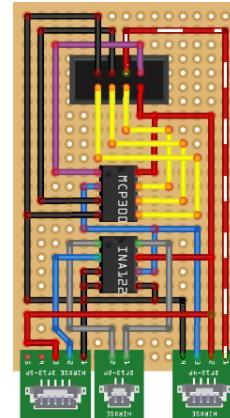
fritzing

Abbildung 3.193: ADC-Wandler + Verstärker + Weiterleitung Versorgungsspannung



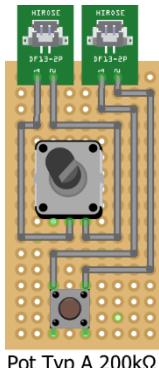
fritzing

Abbildung 3.196: ADC-Wandler + Verstärker + Weiterleitung Versorgungsspannung



fritzing

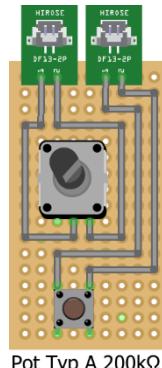
Abbildung 3.199: ADC-Wandler + Verstärker + Weiterleitung Versorgungsspannung



Pot Typ A 200kΩ

fritzing

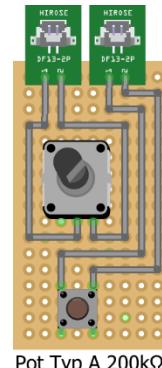
Abbildung 3.194: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung



Pot Typ A 200kΩ

fritzing

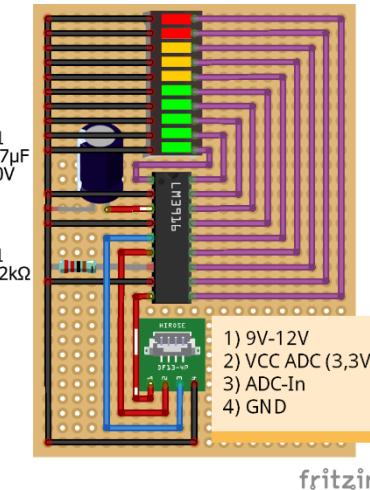
Abbildung 3.197: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung



Pot Typ A 200kΩ

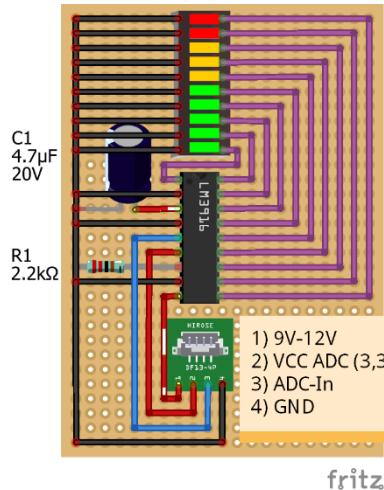
fritzing

Abbildung 3.200: Verstärkungsregelung + Kanalanwahlung



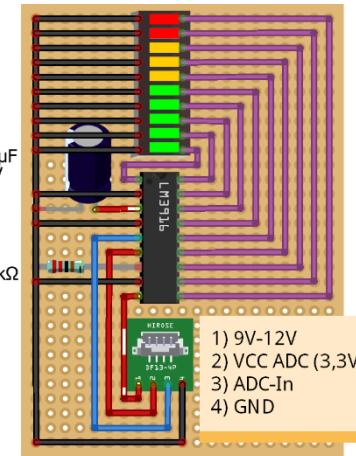
fritzing

Abbildung 3.195: Pegelanzeige



fritzing

Abbildung 3.198: Pegelanzeige



fritzing

Abbildung 3.201: Pegelanzeige

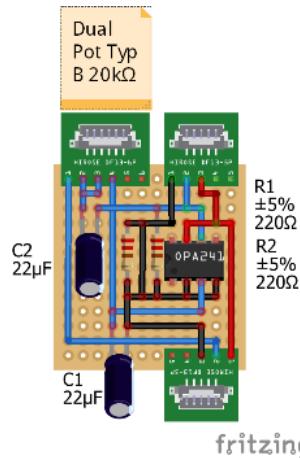


Abbildung 3.202: Aktiver Tiefpassfilter 2. Ordnung

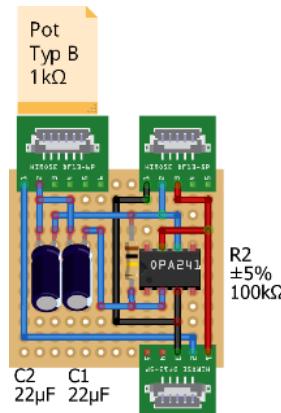


Abbildung 3.204: Aktiver Bandpassfilter

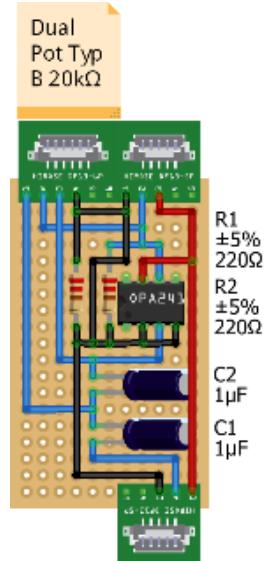


Abbildung 3.206: Aktiver Hochpassfilter 2. Ordnung

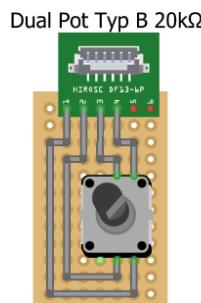


Abbildung 3.203: High-Cut-Frequenz-Trimmung

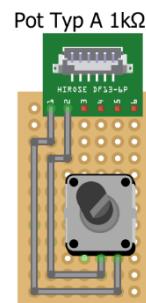


Abbildung 3.205: Bandpass-Frequenz-Trimmung

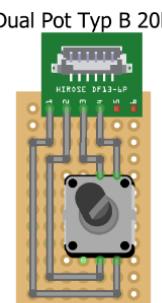


Abbildung 3.207: Low-Cut-Frequenz-Trimmung

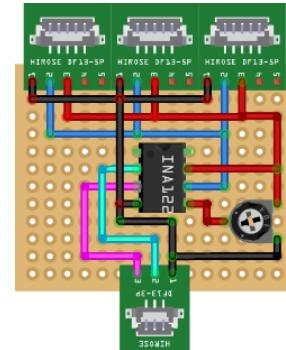


Abbildung 3.208: Preamp + Ausgangsreferenztrimmer

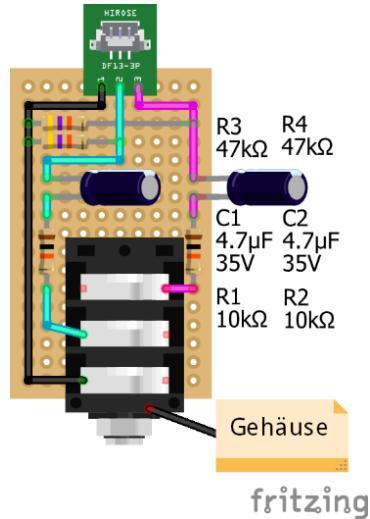


Abbildung 3.209: Klinkenbuchse + Input-BIAS-Vorwiderstände + 700Hz Hochpassfilter

Das Piezosignal wird über ein geschirmtes 6,3mmKlinkenkabel in die Buchse (siehe Abbildung 3.209) eingeleitet. Die Buchse ist mit dem Gehäuse des Mikrocontrollers und der Masse des DC-DC-Wandlers verbunden. Die beiden Messleitungen des Piezoelements werden jeweils mit einem  $10\text{k}\Omega$ -Widerstand beaufschlagt, um den Eingangsstrom in den Vorverstärker (siehe Abbildung 3.208) zu begrenzen. Damit ist der Verstärker laut Datenblatt bis  $\pm 40\text{V}$  abgesichert (siehe Tabelle 3.61).

Die Messleitungen werden mit einem Low-Cut mit einer Grenzfrequenz um 720Hz beaufschlagt, um niederfrequente 50Hz-Einstreuungen weitestgehend zu eliminieren (siehe Kapitel 3.8.2). Dabei werden die  $47\text{k}\Omega$ -Widerstände (siehe Abbildung 3.209) zur Einstellung des geforderten Eingangskanal-BIAS-Strom (siehe Tabelle 3.61) genutzt.

Das Messsignal wird mit einem Vorverstärker differentiell auf ein Single-Ended-Signal gewandelt. Der Vorverstärker wird ohne Regelpotentiometer betrieben und weist damit eine Verstärkung von 5 auf. Die Referenz des Ausgangssignal kann mit einem Trimmer (siehe Abbildung 3.208) auf 1,65V (halbe Versorgungsspannung) gestellt werden. Damit ist es möglich das eingehende Wechselspannungssignal des Piezoelements in ein wechselndes Gleichstromsignal zu wandeln. Dies soll als Option behalten werden, um Experimente mit den nachgeschalteten Filtern zu tätigen.

Das Ausgangssignal des Vorverstärkers wird in 3 Signalleitungen aufgeteilt (siehe Abbildung 3.208). Das aufgeteilte Signal wird:

- in einen aktiven Tiefpassfilter 2. Ordnung (siehe Abbildung 3.202)
- einen aktiven Bandpassfilter (siehe Abbildung 3.204)
- und einen aktiven Hochpassfilter 2. Ordnung (siehe Abbildung 3.206)



geleitet. Die Tief- und Hochpassfilter können ab einer Grenzfrequenz von 362Hz betrieben werden. Die Einstellung erfolgt über ein duales lineares Potentiometer (siehe Abbildung 3.207 und Abbildung 3.203). Der Bandpassfilter ist mit einer sehr steilen Flanke ausgelegt (hoher Q-Wert) und wird mit einem positiv-exponentiellen Potentiometer in seiner Grenzfrequenz (Minimum 723Hz) eingestellt (siehe Abbildung 3.205). Die Spannungsversorgung der Module erfolgt abwärts, ausgehend von den ADC-Platinen (siehe z.B.: Abbildung 3.193).

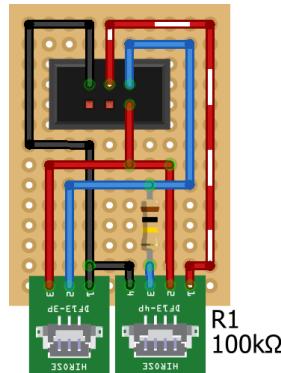
Der Ausgang der Filter wird in die Endstufe geleitet (siehe z.B.: Abbildung 3.193). Dort wird das Signal bis auf max. 3,3V-Level verstärkt (Rail-to-Rail-Output), wobei das Signal übersteuert werden kann. Die Regelung der Verstärkung wird über ein positiv-exponentielles Potentiometer bewerkstelligt (siehe z.B.: Abbildung 3.194).

Das verstärkte Ausgangssignal wird parallel zu einem Bargraph weitergeleitet (siehe z.B.: Abbildung 3.195). Dort wird es mit der 3,3V Referenzspannung verglichen und der Pegel entsprechend auf der Anzeige zurückgegeben.

Der Schalter (siehe z.B.: Abbildung 3.195) dient der Anwahlmöglichkeit des Kanals, um in der Software Größen wie die MIDI-Adresse oder einen Trigger-Schwellwert zu verändern.

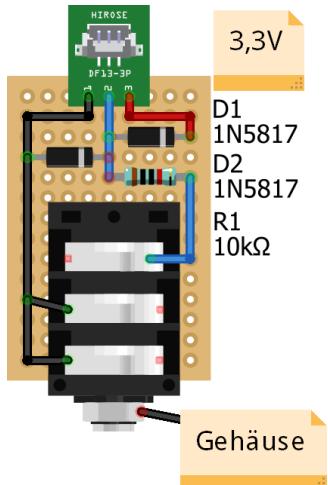


### 3.8.5.6 Sensorik für digitale Becken-Berührung



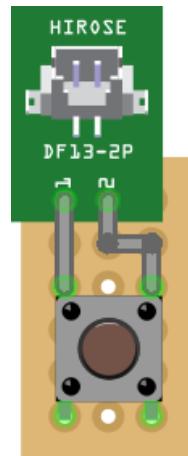
fritzing

Abbildung 3.210: Verteilung



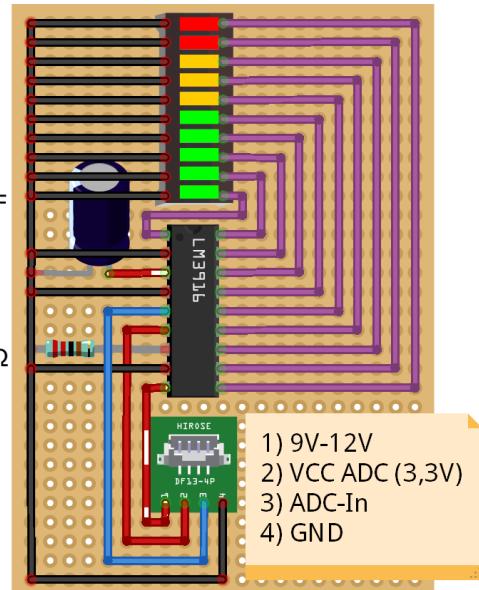
fritzing

Abbildung 3.211: Klinkenbuchse + Diodenschutzschaltung



tzing

Abbildung 3.212: Kanalanwahlung



fritzing

Abbildung 3.213: Pegelanzeige

In der Schaltung der digitalen Berührungsauswertung wird der Digitalkanal parallel über einen 100kΩ Widerstand zum LED-Bargraph-Modul (siehe Abbildung 3.213) geleitet. Der Widerstand soll sicherstellen, dass der Strom zum Modul äußerst gering gehalten wird.

Um den Mikrocontroller vor Überspannungen zu schützen wurde eine Diodenschutzschaltung (siehe Kapitel 3.8.4), zur Ableitung von positiven Spannungsspitzen über 3,3V und negativen Spannungsspitzen unter -0,3V, integriert. Der Digitalkanal wird auf die Spitze eines 6,3mm Klinkenkabels geschaltet. Die Buchse mit dem Gehäuse verbunden und das Kabel geschirmt.

Der Schalter (siehe Abbildung 3.212) dient der späteren Adressierung des Kanals auf den MIDI-Ausgang.



## 4 Zusammenfassung und Ausblick

In dem vorrangingen Kapitel der Studienarbeit wurde ein Fundament zur Umsetzung eines Elektroschlagzeugs, aus einem akustischen Schlagzeugs heraus, gelegt. Mit den vorliegenden Einzelkonzepten kann nun ein Test am Gesamtsystem durchgeführt werden. Dabei werden Schwierigkeiten auftreten, die die Überarbeitung oder Verfeinerung der Einzellösungen nach sich ziehen werden. Die grundsätzliche Machbarkeit stand im Vordergrund zu jederzeit der Entwicklung, sodass gewählte Lösungskonzepte zumindest im Einzelnen nach dem Black-Box-Prinzip funktionieren.

In Kapitel 3.1 Akustische Dämpfung wurde untersucht mit welchen Mitteln es möglich ist das mechanische Schwingen der Trommeln und Becken zu eliminieren und auf den Transienten zu reduzieren. Dabei wurden die Trommeln mit Mesh-Heads ausgestattet und die Becken mit Kantschutz und Dämpfungsmatte versehen. Die Messung der akustischen Signale hat daraufhin gezeigt, dass eine Triggerauswertung der abgedämpften Schlagzeugelemente grundsätzlich möglich ist.

In Kapitel 3.2 Sensoren ist untersucht worden welche Art von Sensoren sich für das Elektroschlagzeug eignen würden. Nach Auswahl von Piezoelementen für die Transienten, bzw. Schwingungsaufnahme wurde genauer untersucht welchen Unterschied es zwischen den verschiedenen auf dem Markt erhältlichen Sensoren hinsichtlich dem Messverhalten und der Bauform gibt. Entsprechende Sensoren wurden ausgesiebt und auf ihr Verhalten bei Aufbringung von Auf- und Unterlagen untersucht. Letztendlich wurden 4 Lösungen gefunden, die sich für die Schlagaufnahme unter dem Meshfell; der Schlagaufnahme unter dem Rand des Meshfells; der Körperschallaufnahme des Trommelkessels und der Schwingungsaufnahme der Becken eignen. Außerdem wurde ein Linearer Wegaufnehmer zur Erfassung der Position des Fußpedals gewählt und das Konzept einer Berührungssensorik konzipiert.

In Kapitel 3.3 Installation lag der Schwerpunkt in der Unterbringung der Sensoren im Schlagzeug. Es wurde eine Reihe von Befestigungen und ein Verstellmechanismus für die Piezosensoren entworfen und 2 Konzepte zur Wandlung der Schwenkbewegung des Hi-Hat-Pedals in eine Linearbewegung entworfen.

In Kapitel 3.4 Computer und Kapitel 3.5 Audio-Interface wurde im Hintergrund des Themas Latenz ein Typ Audio-Interface festgelegt mit welchem bevorzugt gearbeitet werden sollte. Es wurde festgestellt, dass auf dieser Ebene die größten Latenzen anfallen und damit mit diesen Zulieferkomponenten der größte Erfolg zu erzielen ist.

In Kapitel 3.6 Mikrocontroller wurde die Basis-Plattform zur Auswertung der Messsignale betrachtet. Es wurde eine entsprechende Arduino-Plattform gewählt, die die nötigen Kanäle und



eine ausreichende Schnelligkeit, bzw. Rechenkapazität aufweist um die hohe Bandbreite an Kanälen auswerten zu können.

In Kapitel 3.7 Peripherie wurde die Arduino-Plattform um Schnittstellen, zur Erweiterung der Eingangskanäle für Schalter und Sensoren, erweitert. Die Kommunikations-Schnittstelle zum Audio-Interface wurde eingerichtet und Pegelanzeigen, Display und eine externe Speichermöglichkeit vorbereitet. Die Umsetzung geschah dabei in Hinblick auf die spätere Programmierung, sodass die Aufgaben sauber in einzelne Registerbereiche aufgetrennt worden sind. Im Laufe des Entwicklungsprozesses ist ersichtlich geworden, dass die Software „Addictive Drums“ nicht mehr verfügbar ist. Durch die reichhaltige Kanalbereitstellung über externe ADCs war es möglich die Kanalanzahl sogar an die neue Generation „Addictive Drums 2“ anzupassen. Die Spannungsversorgung der Arduino-Plattform wurde derart angepasst, dass eine saubere Schirmung der einzelnen Messkanäle ermöglicht worden ist und insbesondere die Bandbreite an Pegelanzeigen mit ausreichender Leistung versorgt werden können.

In Kapitel 3.8 Messschaltung wurde die Realisierung der Anpassung der Messsignale für die entsprechenden Eingängen des Mikrocontrollers und der Peripherie umgesetzt. Schwerpunkt lag auf der Verstärkung; dem Überspannungsschutz und der Signalsplittung für eine frequenzabhängige Triggerauswertung. Es wurden auf modularer Bauweise exemplarische Platinenkonzepte entworfen, die für die jeweilige Aufgabe miteinander verbunden oder auch ausgetauscht werden können

## **4.1 Offene Fragestellungen und weitere Entwicklungsarbeit**

Insbesondere das letzte Kapitel weist ein enormes Verbesserungspotential auf. Es wurde insbesondere die Umsetzbarkeit der Triggerauswertung über die Messwertaufteilung in 3 Frequenzbänder nicht praktisch untersucht. Im digitalen Bereich, indem die Bandbreite und die Güte (Q-Wert) eines Filters grenzenlos eingestellt werden können, ist dies definitiv möglich. Eine Schaltung auszulegen, die diese Parameter ebenfalls aufweisen kann stellt eine anspruchsvolle Aufgabe dar, die Messungen während der Auslegungsphase benötigt.

Auch die Berührungsauswertung wurde nicht mit einer Schaltung zum Überspannungsschutz und einem parallelen Abgriff eines LED-Steuerungs-IC untersucht. Die Schaltung funktionierte problemlos, wenn die Leitung direkt an die Becken geklemmt worden ist. Dabei musste dem Mikrocontroller, abhängig von der Größe des Beckens, entsprechend mehr Zeit gegeben werden es kapazitiv aufzuladen. Es wurde in der Konzeptphase ein hoher Widerstand vor den parallelen Signalabgriff für die LED-Steuerung gesetzt, damit diese das Becken nicht zu schnell wieder entlädt. Die Praxistauglichkeit ist unbedingt in Einbeziehung der Programmierung zu prüfen.

Nachfolgen sind eine Liste von offenen Fragen und der aktuellen Betrachtung dazu aufgeführt:



**Ist die akustische Dämpfung der Becken ausreichend?**

- Die Becken klingen trotz Abdämpfung verhältnismäßig lange nach. Jedoch werden sie beim Schlagzeugspiel in einer zu den Trommeln relativ geringen Frequenz bespielt, sodass die Abklingzeit ausreicht.
- Problematisch sind Becken besonders dicker Ausführung, wie das Paiste Rude 20“ Ride. Durch die hohe Masse erfordern sie zusätzliche Dämpfungsmaßnahmen oder einen hohen Trigger-Schwellwert, um in moderater Frequenz bespielt werden zu können.

**Ist der Hotspot ein Problem?**

- Die derzeitige Sensorinstallation führt bei den Schlagfellsensoren unweigerlich zu Direktkontakt von Schlagstick und mechanischem Messaufnehmer.
- Der Hotspot wird trotz Schaumstoffunterlage zu unzumutbaren Ausreißen in der Lautstärkentwicklung führen, die die Anforderung eines dynamischen Spielens verletzen.

**Reicht der Überspannungsschutz an Messverstärker und Digitaleingang?**

- Eine Aussage hierzu kann erst bei entsprechender Installation geschehen.
- Die auftretenden Spannungen müssen schlachtweg am realen System gemessen werden, um eine ordnungsgemäße Auslegung zu bewerkstelligen.

**Funktioniert die Frequenzweiche der Analogkanäle?**

- Die Auslegung des Bandpassfilters hinsichtlich Gütefaktor und Grenzfrequenz ist als extrem kritisch anzusehen und sollte mit einem Rauschgenerator am Oszilloskop auf die Auswirkung gemessen werden.
- Hierzu sind die Audioaufnahmen des gedämpften Beckens als Grundlage zur Bestimmung der zu trennenden Frequenzbänder zu Rate zu ziehen.
- Gegebenenfalls sollte der Einsatz von 3 Bandpässen, statt einer Tiefpass-Bandpass-Hochpass-Kombination, geprüft werden.

**Führt der Hochpassfilter zur Auslöschung der Eigenfrequenzen zu einem brauchbaren Ergebnis?**

- Hierzu können erst Aussagen getroffen werden, wenn eine entsprechende Installation der Sensoren in den Trommelkesseln vorliegt.
- Gemessen wird der Schlagtransient, nicht der Klang der Trommel.
- Grundsätzlich könnte das Austrennen dieser Frequenzen, tatsächlich dazu führen, dass nur ein Transient gemessen wird und der Abklinganteil drastisch sinkt, bzw. und verkürzt.

**Wie viel Verstärkung ist notwendig?**

- Auch hier muss am Gesamtsystem gemessen werden, um gegebenenfalls eine Grundverstärkung über entsprechende Festwiderstände oder Trimmer am Verstärker auszulegen.
- Eine entsprechende Grundverstärkung am System würde sich sehr vorteilhaft für den nutzbaren Einstellbereich des Potentiometers auswirken.

**Ist die Software auf dem Mikrocontroller umsetzbar?**

- Die Software ist problemlos umsetzbar.
- Bei der Hardwarekonzipierung wurde viel Wert darauf gelegt eine Plattform zur Verfügung zu stellen, die einfach über die Prozessor-Register ansprechbar ist.



- Außerdem wurde während der Hardwarekonzipierung die Analyse einer Fast-Fourier-Transformation ausgeschlossen, da sie zu viel Zeit, Rechenleistung und Programmierarbeit in Anspruch nehmen würde
- Während der Hardwaregestaltung wurde das Konzept verfolgt die Software in einen Setup-Loop und einen Low-Latency-Loop zu unterteilen. Sämtliche Einstellungen, die digitale Taster, Speicherkarte und Display benötigen würden sollten nur im Setup-Loop durchgeführt werden.

Ein wesentliches Problem stellt die Latenz auf der Computerebene dar – ist dort Optimierungspotential?

- Tatsächlich wurden in der Hinsicht alle Punkte bis auf den Prozessor des Computers selbst bearbeitet. Die Latenz kann noch wesentlich gesenkt werden, indem ein sehr schneller Prozessor die Berechnung des Schlagzeug-Synthesizers übernimmt.

In der Ausarbeitung wurde die gesamte Messstrecke beleuchtet – aber die Verbindung zwischen Piezoanschlüssen und Klinkenkabel fehlt!

- Die Kabel der Sensoren sollen beispielsweise über eine KFZ-Stecker-Verbindung mit einem geschirmten Kabel verbunden werden, welches (ggf. durch das Kesselluftloch) zu einer Box geführt werden muss.
- In dieser Box befinden sich eine oder mehrere 6,3mm-Klinkebuchsen, die mit den Leitungen der Sensoren verbunden sind.
- Die Box kann über eine Klemmverbindung oder mehrere Verschraubungsösen mit dem Beckenstativ oder Schlagzeugkessel verbunden werden.

## 5 Literatur

- [1] Academic Multiplexer. <https://deacademic.com/dic.nsf/dewiki/981736>. gesehen am: 20.10.2019
- [2] I. AspenCore Aktiver Bandpassfilter - Op-Amp-Bandpassfilter. <https://www.electronics-tutorials.ws/de/filtern/aktiver-bandpassfilter.html>. gesehen am: 30.10.2019
- [3] I. AspenCore Aktiver Hochpassfilter - Op-Amp Hochpassfilter. <https://www.electronics-tutorials.ws/de/filtern/aktiver-hochpassfilter.html>. gesehen am: 30.10.2019
- [4] I. AspenCore Aktiver Tiefpassfilter - Tiefpassfilter für den Operationsverstärker. <https://www.electronics-tutorials.ws/de/filtern/aktiver-tiefpassfilter.html>. gesehen am: 30.10.2019
- [5] Atmel Corporation 8-bit Microcontroller with 8/16/32K Bytes of ISP Flash and USB Controller ATmega8U2 ATmega16U2 ATmega32U2. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/doc7799.pdf>. gesehen am: 21.10.2019
- [6] Atmel Corporation Atmel ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V 8-bit Atmel Microcontroller with 16/32/64KB In-System Programmable Flash. [http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561\\_datasheet.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf). gesehen am: 18.10.2019
- [7] Atmel Corporation SAM3X / SAM3A Series Atmel | SMART ARM-based MCU DATASHEET. [http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-11057-32-bit-Cortex-M3-Microcontroller-SAM3X-SAM3A\\_Datasheet.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-11057-32-bit-Cortex-M3-Microcontroller-SAM3X-SAM3A_Datasheet.pdf). gesehen am: 02.09.2018
- [8] Axel Schultze Theorie SPI-Bus. [https://www.darc.de/fileadmin/migrated/content/uploads/SPI\\_Theorie\\_01.pdf](https://www.darc.de/fileadmin/migrated/content/uploads/SPI_Theorie_01.pdf). gesehen am: 21.10.2019
- [9] Conrad Electronic SE Kabelschutz bei der Führung durch scharfkantige Bereiche. [http://www.productinfo.conrad.com/datenblaetter/525000-549999/542918-da-01-de-KANTEN-SCHUTZ\\_PS1\\_PS1\\_PVC\\_BK.pdf](http://www.productinfo.conrad.com/datenblaetter/525000-549999/542918-da-01-de-KANTEN-SCHUTZ_PS1_PS1_PVC_BK.pdf). gesehen am: 05.09.2018
- [10] Diodes Inc. 1N5817 - 1N5819 1.0A SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER. <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds23001.pdf>. gesehen am: 26.10.2019
- [11] DK2JK Arduino Programmier-Handbuch. [http://www.netzmafia.de/skripten/hardware/Arduino/Arduino\\_Programmierhandbuch.pdf](http://www.netzmafia.de/skripten/hardware/Arduino/Arduino_Programmierhandbuch.pdf). gesehen am: 25.09.2019
- [12] Dontinental Device India Ltd. SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS 1N5817 - 1N5818N5819DO-41 (Plastic)Axial Lead Plastic Package.



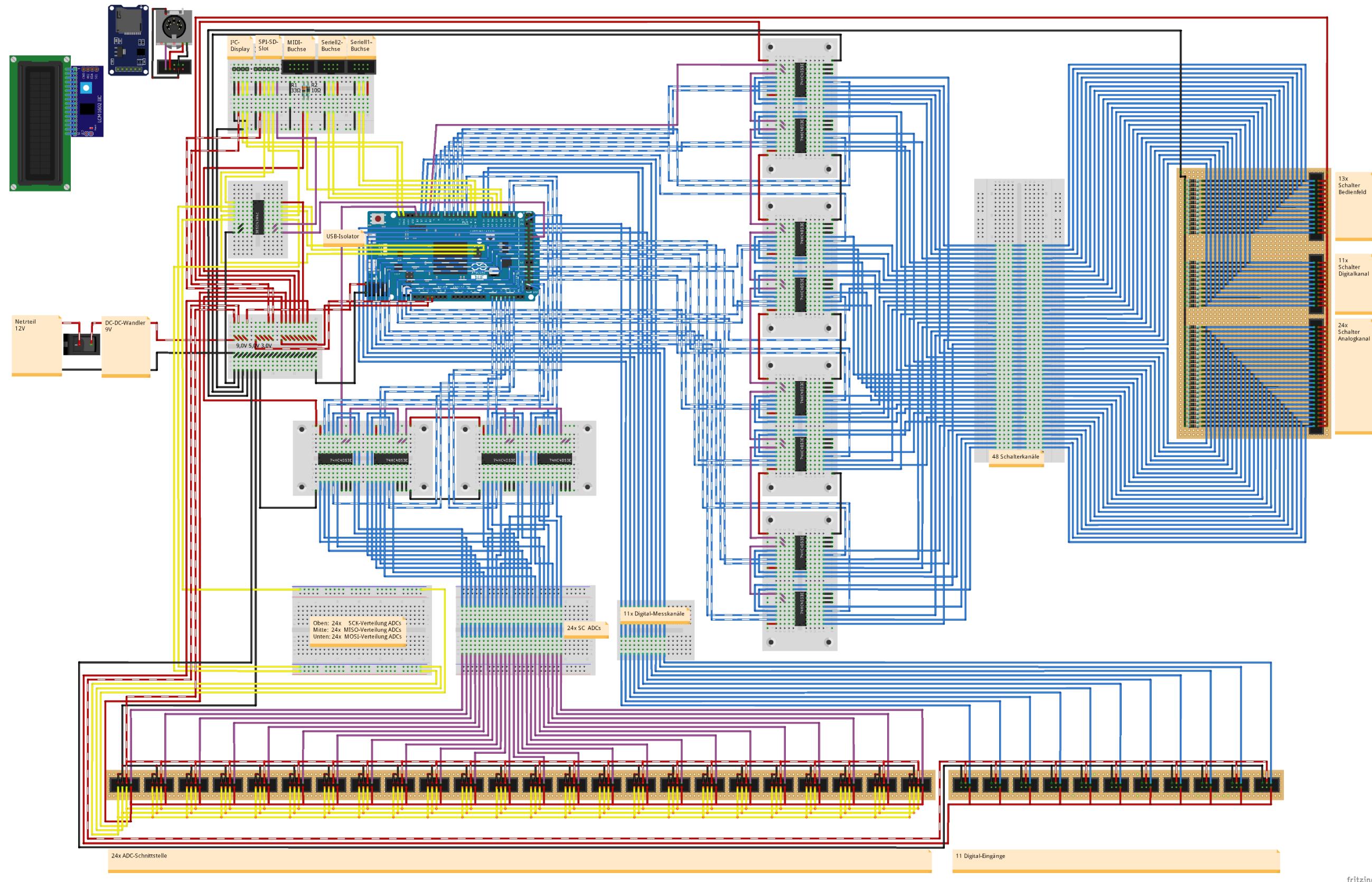
- [https://cdn-reichelt.de/documents/datenblatt/A400/1N5817\\_1N5718\\_1N5819\\_CDIL.pdf](https://cdn-reichelt.de/documents/datenblatt/A400/1N5817_1N5718_1N5819_CDIL.pdf) gesehen am: 26.10.2019
- [13] ELV Journal Arduino verstehen und anwenden Teil 21: Audientechnik und Sound-Wiedergabe. [https://files2.elv.com/public/20/2064/206421/Internet/2017\\_02\\_03\\_arduino\\_verstehen\\_teil21.pdf](https://files2.elv.com/public/20/2064/206421/Internet/2017_02_03_arduino_verstehen_teil21.pdf). gesehen am: 25.09.2019
- [14] gedankenlyrik.bplaced.net Schwerpunktseminar Systemtechnik - Die Zweidrahtbussysteme I<sup>2</sup>C-Bus und SPI-Bus: Eigenschaften, Protokolle, Anwendungen im Vergleich der beiden Systeme. [http://gedankenlyrik.bplaced.net/www/studium/seminararbeit\\_2008.pdf](http://gedankenlyrik.bplaced.net/www/studium/seminararbeit_2008.pdf). gesehen am: 21.10.2019
- [15] DIN 40801-1 Gedruckte Schaltungen; Grundlagen, Raster, 1971
- [16] Georg Neumann GmbH Was ist Impedanz? Neumann Home Studio Academy. <https://www.neumann.com/homestudio/de/was-ist-impedanz>. gesehen am: 28.10.2019
- [17] H. Göbel und H. Sigmund Übungsaufgaben zur Halbleiter-Schaltungstechnik, 4<sup>th</sup> ed., 4. Aufl. Berlin: Springer Vieweg
- [18] Günther Jena Timing in der Digitaltechnik. [https://www.semiversus.com/dic/grundlagen\\_der\\_digitaltechnik/timing.html](https://www.semiversus.com/dic/grundlagen_der_digitaltechnik/timing.html). gesehen am: 20.10.2019
- [19] Helmut Müller Konstruktive Gestaltung und Fertigung in der Elektronik Band 1 - Elementare integrierte Strukturen. Springer-Verlag, 2013
- [20] Herbert Bernstein Elektroakustik Mikrofone, Klangstufen, Verstärker, Filterschaltungen und Lautsprecher, 2<sup>nd</sup> ed., 2. Aufl. Springer Vieweg, 2019
- [21] INTERTECH-NOLOGY Inc. Resistive Linear Position Transducer SLPT Ver.070213. <https://intertechnology.com/Intertechnology/pdf/INT-SLPT.pdf>. gesehen am: 30.10.2019
- [22] Jonas vom Recordingblog <https://recording-blog.com/aus-mono-wird-stereo-der-haaseffekt>. gesehen am: 25.09.2018
- [23] F. W. G. Kohlrausch, V. Kose und S. Wagner Praktische Physik: Band 1. Stuttgart: B. G. Teubner Verlag, 1996
- [24] Marian - Digital Audio Electronics Trace Alpha - Benutzerhandbuch. [https://marian.de/files/trace\\_alpha/TraceAlpha\\_Hb\\_Ge\\_200.pdf](https://marian.de/files/trace_alpha/TraceAlpha_Hb_Ge_200.pdf). gesehen am: 18.10.2019
- [25] Microchip Technology Inc. MCP3002 2.7V Dual Channel 10-Bit A/D Converter with SPI Serial Interface. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21294e.pdf>. gesehen am: 24.10.2019

- [26] National Instruments Whitepapers. [http://www.ni.com/white-paper/5430/de/](http://www.ni.com/white-paper/5430/de/.). gesehen am: 21.02.2018
- [27] Prof. Jürgen Plate LM391x-Bargraph- und Dot-Anzeige. <http://www.netzmafia.de/skripten/hardware/LM3914/index.html>. gesehen am: 22.10.2019
- [28] DIN 60097 Rastersysteme für gedruckte Schaltungen, 1993
- [29] reichelt elektronik DEBO LCD 20X4 BL: Entwicklerboards - Display, 20 x 4 Zeichen, blau, PCF8574AT bei reichelt elektronik. <https://www.reichelt.de/entwicklerboards-display-20-x-4-zeichen-blau-pcf8574at-debo-lcd-20x4-bl-p192144.html>. gesehen am: 24.10.2019
- [30] Sertronics GmbH Datenblatt Arduino Due. <https://www.berrybase.de/Pixelpdfdata/Articlepdf/id/1/onumber/A000062>. gesehen am: 24.10.2019
- [31] Siegfried Meier Festigkeit gegen elektrostatische Entladungen. <http://www.siegfriedmeier.de/Download/X/ESD.pdf>. gesehen am: 26.10.2019
- [32] DIN EN 60130 - 9 Steckverbinder für Frequenzen unter 3 MHz –Teil 9: Rundsteckverbinder für Rundfunk- und verwandteelektroukstische Geräte (IEC 60130-9:2011); Deutsche Fassung EN 60130-9:2011, 2011
- [33] Steinberg Media Technologies Latenz der Audiokarte. <https://helpcenter.steinberg.de/hc/de/articles/206111444-Latenz-der-Audiokarte>. gesehen am: 25.09.2018
- [34] Texas Instruments Inc. INA122 Single Supply, MicroPower INSTRUMENTATION AMPLIFIER. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina122.pdf>. gesehen am: 27.10.2019
- [35] Texas Instruments Inc. LM3916 LM3916 Dot/Bar Display Driver. <https://cdn.sparkfun.com/datasheets/Components/General%20IC/lm3916.pdf>. gesehen am: 24.10.2019
- [36] Texas Instruments Inc. OPA241 Single-Supply, Micro POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa241.pdf>. gesehen am: 30.10.2019
- [37] The MIDI Manufacturers Association Summary of MIDI Messages. <https://www.midi.org/specifications-old/item/table-1-summary-of-midi-message>. gesehen am: 22.10.2019
- [38] The MIDI Manufacturers Association The Complete MIDI 1.0 Detailed Specification Incorporating all Recommended Practices document version 96.1 third edition. [https://www.midi.org/downloads?task=callelement&format=raw&item\\_id=92&element=f85c494b-2b32-4109-b8c1-083cca2b7db6&method=download](https://www.midi.org/downloads?task=callelement&format=raw&item_id=92&element=f85c494b-2b32-4109-b8c1-083cca2b7db6&method=download). gesehen am: 24.08.2018

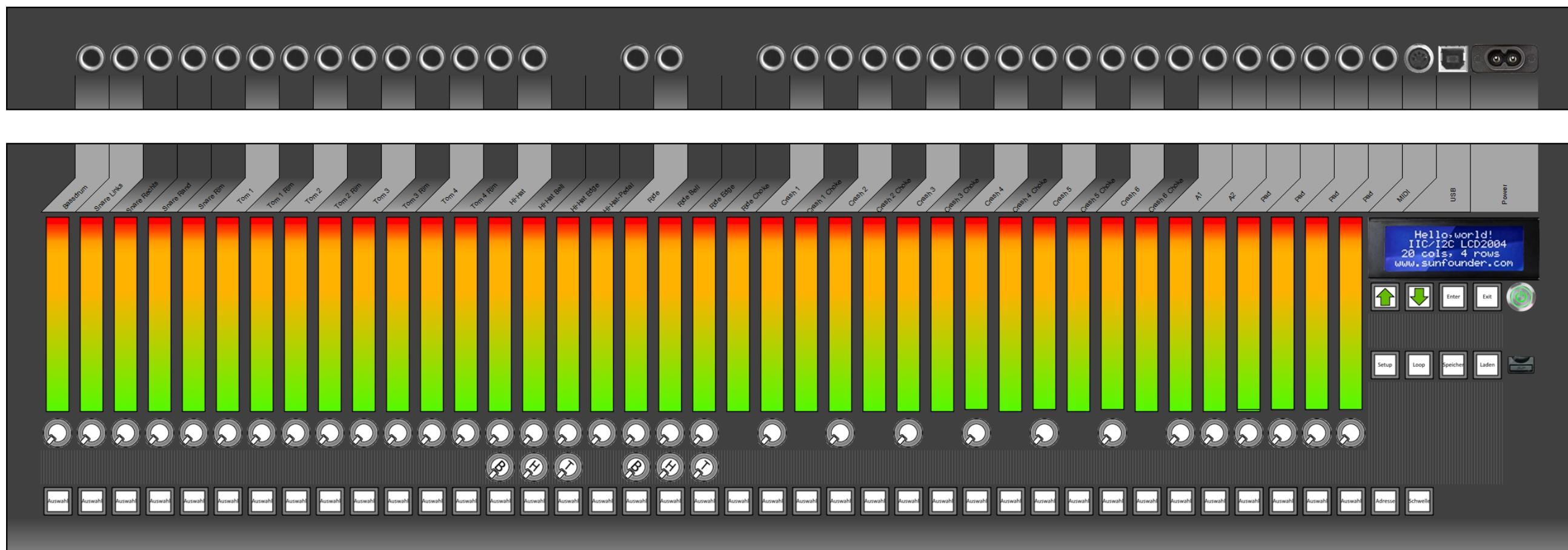


- [39] The MIDI Manufacturers Association MMA Technical Standards Board/ AMEI MIDI Committee Confirmation of Approval for MIDI Standard (CA-033) MIDI 1.0 Electrical Specification Update [2014]. [https://www.midi.org/downloads?task=callelement&format=raw&item\\_id=100&element=f85c494b-2b32-4109-b8c1-083cca2b7db6&method=download](https://www.midi.org/downloads?task=callelement&format=raw&item_id=100&element=f85c494b-2b32-4109-b8c1-083cca2b7db6&method=download). gesehen am: 29.08.2018
- [40] Thomann GmbH Dynamische Mikrofone 2. Was ist ein dynamisches Mikrofon ? [https://www.thomann.de/de/onlineexpert\\_page\\_dynamische\\_mikrofone\\_was\\_ist\\_ein\\_dynamisches\\_mikrofon.html](https://www.thomann.de/de/onlineexpert_page_dynamische_mikrofone_was_ist_ein_dynamisches_mikrofon.html). gesehen am: 30.09.2019
- [41] Thomann GmbH Remo 14“ Silent Stroke Mesh Head. [https://www.thomann.de/de/remo\\_14\\_silent\\_stroke\\_mesh\\_head.htm](https://www.thomann.de/de/remo_14_silent_stroke_mesh_head.htm). gesehen am: 27.09.2019

**Anhang A) Konzept Mikrocontroller mit Peripherie**



## Anhang B) Konzept Bedienpult





**Anhang C) Materialeinkauf**

Pos.	Menge	Bezeichnung	Art.-Nr.	Lieferant	Netto	Σ Netto	Mwst.	Σ Brutto
1	1	Steinberg Cubase Pro 10 EDU	453468	Thomann GmbH	263,03 €	263,03 €	49,97 €	313,00 €
2	1	Addictive Drums 2 Custom	B01FIJB90M	Weis Audio GmbH	125,21 €	125,21 €	23,79 €	149,00 €
3	1	Marian Trace Alpha	432271	Thomann GmbH	192,44 €	192,44 €	36,56 €	229,00 €
4	1	Mean Well IRM-30-12 AC/DC-Printnetzteil 12 V 2500 mA 30 W	1371699 - VQ	Conrad Electronic SE	13,44 €	13,44 €	2,55 €	15,99 €
5	1	Mascot 9061 DC/DC-Wandler 12 V/DC - 9 V/DC/3 A 27 W	1712676 - VQ	Conrad Electronic SE	37,81 €	37,81 €	7,18 €	44,99 €
6	1	Arduino Due	323481 - VQ	Conrad Electronic SE	31,92 €	31,92 €	6,07 €	37,99 €
7	1	Micro-SD-Karten-Shield	DEBO MICROSD 2	reichelt elektronik GmbH & Co. KG	1,22 €	1,22 €	0,23 €	1,45 €
8	1	Joy-it SBC-LCD20x4 Display-Modul 11.4 cm (4.5 Zoll) 20 x 4 Pixel	1503752 - VQ	Conrad Electronic SE	11,34 €	11,34 €	2,15 €	13,49 €
9	39	BARGRAPH-ANZEIGE DC-7G3EWA	189529 - VQ	Conrad Electronic SE	1,32 €	51,45 €	9,78 €	1,57 €
10	39	LED-Treiber LM3916	-	Ebay	4,19 €	163,54 €	31,07 €	4,99 €
11	24	Microchip Technology MCP3002-I/P Datenerfassungs-IC - Analog-Digital-Wandler (ADC) Extern	651453 - VQ	Conrad Electronic SE	1,67 €	40,13 €	7,63 €	47,76 €
12	12	D4053BE Schnittstellen-IC - Multiplexer, Demultiplexer DIP-16	173355 - VQ	Conrad Electronic SE	0,39 €	4,74 €	0,90 €	5,64 €
13	6	IC OPAMP GP R-R 35KHZ OPA241PA DIP-8 TID	1072783	Conrad Electronic SE	3,63 €	21,78 €	4,14 €	4,32 €
14	33	IC OPAMP INST 120KHZ INA122PA PDIP-8 TID	1010574	Conrad Electronic SE	7,09 €	234,05 €	44,47 €	278,52 €
15	39	IC-FASSUNG 10POL. 7,62 AR 10 HZL-TT	1586541	Conrad Electronic SE	0,40 €	15,73 €	2,99 €	18,72 €
16	63	IC-Fassung Rastermaß: 7.62 mm Polzahl: 8	189502 - VQ	Conrad Electronic SE	0,17 €	10,59 €	2,01 €	12,60 €
17	12	IC-Fassung Rastermaß: 7.62 mm Polzahl: 16 1 St	189529 - VQ	Conrad Electronic SE	0,19 €	2,32 €	0,44 €	2,76 €
18	1	TRU COMPONENTS Wippschalter TC-R13-66A-02 250 V/AC 6 A 1 x Aus/Ein rastend 1 St.	1587515 - VQ	Conrad Electronic SE	0,66 €	0,66 €	0,12 €	0,78 €
19	47	SCI R13-23A-05WS Drucktaster 250 V/AC 1.5 A 1 x Aus/(Ein) tastend 1 St.	701052 - VQ	Conrad Electronic SE	1,11 €	52,13 €	9,91 €	1,32 €
20	1	SCI R13-402A-05 Kippschalter 250 V/AC 3 A 1 x Aus/Ein rastend 1 St.	701039 - VQ	Conrad Electronic SE	1,67 €	1,67 €	0,32 €	1,99 €
21	1	USB CARE01 USB Isolator, galvanische Trennung Host<>Gerät	USB CARE01	reichelt elektronik GmbH & Co. KG	79,95 €	79,95 €	15,19 €	95,14 €
22	1	Midi Einbaubuchse	295977	Thomann GmbH	12,52 €	12,52 €	2,38 €	14,90 €
23	39	Amphenol 6,3mm Stereo-Einbaubuchse ACJS-MH	300-30-557	Distrelec GmbH	1,00 €	39,00 €	7,41 €	1,19 €
24	1	TRU COMPONENTS DC14-M Niedervolt-Steckverbinder Stecker, gerade 5.5 mm 2.1 mm 1 St.	1570700 - VQ	Conrad Electronic SE	3,09 €	3,09 €	0,59 €	3,68 €
25	1	TRU COMPONENTS C8 Kaltgeräte-Steckverbinder Stecker, Einbau vertikal	1571462 - VQ	Conrad Electronic SE	0,68 €	0,68 €	0,13 €	0,81 €
26	1	Belkin Strom Anschlusskabel [1x Euro-Stecker - 1x Kleingeräte-Stecker C8] 1.8 m Schwarz	1561768 - VQ	Conrad Electronic SE	10,92 €	10,92 €	2,07 €	12,99 €
27	1	MIDI-Kabel	102212	Thomann GmbH	0,63 €	0,63 €	0,12 €	0,75 €
28	3	drum-tec MC-13CH Multicore Triggerkabel XXL	1007588	M&M Vertriebs GmbH & Co.KG	49,58 €	148,74 €	28,26 €	177,00 €
29	1	Remo Silent-Stroke 14"	323343	Thomann GmbH	14,71 €	14,71 €	2,79 €	17,50 €
30	1	Remo Silent-Stroke Tom-Set	405286	Thomann GmbH	40,34 €	40,34 €	7,66 €	48,00 €
31	1	Remo Silent-Stroke 22"	323353	Thomann GmbH	26,64 €	26,64 €	5,06 €	31,70 €
32	1	Remo Ring Control 14"	120575	Thomann GmbH	10,50 €	10,50 €	2,00 €	12,50 €
33	1	Meinl Cymbal-Mute 14"	428625	Thomann GmbH	16,72 €	16,72 €	3,18 €	19,90 €
34	1	Meinl Cymbal-Mute Set	428632	Thomann GmbH	33,53 €	33,53 €	6,37 €	39,90 €
35	1	Cympad Moderator-Set	283254	Thomann GmbH	24,29 €	24,29 €	4,61 €	28,90 €
36	6	KANTENSCHUTZ PS1 PS1-PVC-BK	542918	Conrad Electronic SE	2,16 €	12,96 €	2,46 €	15,42 €
37	16	Verstellwinkel	Stellwinkel, 65x80, gelb verz.	Eisenwaren Heck	0,77 €	12,37 €	2,35 €	14,72 €
38	17	Piezokeramisches Element EPZ-20MS64W	710385	Conrad Electronic SE	0,67 €	11,43 €	2,17 €	13,60 €
39	5	Piezokeramisches Element EPZ-20MS64	712918	Conrad Electronic SE	0,40 €	2,02 €	0,38 €	2,40 €
40	8	Piezokeramisches Elem FT-15T-6.0A1-464	710918	Conrad Electronic SE	0,20 €	1,61 €	0,31 €	0,24 €
41	1	Opkon SLPT-100-D-10K Wegaufnehmer 28 V/DC Hublänge 100 mm	1273502 - VQ	Conrad Electronic SE	85,06 €	85,06 €	16,16 €	101,22 €
42	-	Potentiometer; Widerstände; Kondensatoren; Schottky-Dioden	-	-	-	-	-	-
43	-	Gehäuse; Platinen; 3D-Druckkosten	-	-	-	-	-	-
44	-	Schrauben; Muttern; Unterlegscheiben	-	-	-	-	-	-
					1.862,89 €	353,95 €	2.216,84 €	



## Anhang D Konfiguration des AD-Wandlers

WriteProtectModeRegister [7, S. 1353]		schalte Schreibschutz auf ADC
Syntax:	ADC->ADC_WPMR = 0b1000001010001000100001100000000;	
Pin 1		0 = Schreibschutz ausschalten 1 = Schreibschutz einschalten
Bit 9-32	Passwort:	ASCII-Code des Wortes „ADC“

ModeRegister [7, S. 1333-1335]		Konfigurationsregister des AD-Wandler
Syntax:	REG_ADC_MR = 0b00000000000000000000000000000000;	
Bit 1	Trigger Enable	0 = Software-Trigger 1 = Hardware-Trigger über Bit 2-4
Bit 2 - 4	Trigger Select	<ul style="list-style-type: none"> <li>3-Bit-Wert für Quelle des Hardware-Triggers</li> </ul> <p>0 = Externer Trigger PIN PA11 (→Peripherie B) 1 = TIOA Timer Counter Kanal 0 2 = TIOA Timer Counter Kanal 1 3 = TIOA Timer Counter Kanal 2 4 = PWM Event Line 0 5 = PWM Event Line 0</p>
Bit 5	Low Resolution	0 = 12-Bit-Auflösung (Tracking time größer) 1 = 10-Bit-Auflösung (Tracking time geringer)
Bit 6	Sleep Mode	0 = normal (kein Stromsparmodus) 1 = Sleep Mode ein
Bit 7	Fast Wake Up	0 = es gilt Bit 6 1 = Fast Wake Up ein
Bit 8	Free Run Mode	0 = Betrieb über Trigger 1 = permanente Wandlung (kein Trigger)
Bit 9-16	Prescale-Faktor	<ul style="list-style-type: none"> <li>8-Bit-Wert zur Einstellung der ADC-Clock</li> </ul> $Clock_{CPU} = 84MHz$ $Clock_{ADC} = \frac{Clock_{CPU}}{(Prescaler + 1) \cdot 2}$ $Clock_{ADC,max} = 22MHz$ <p>00000001 = Minimum (ADC-Clock = 21MHz)</p>
Bit 17-20	Startup-Time	<ul style="list-style-type: none"> <li>4-Bit-Wert zur Einstellung der ADC Hochfahrzeit</li> </ul>



		$\left\{ \begin{array}{l} \text{Wert} = \{0; \dots; 3\} t = \frac{\text{Wert} \cdot 8}{\text{Clock}_{ADC}} \\ \text{Wert} = \{4; \dots; 7\} t = \frac{\text{Wert} \cdot 16}{\text{Clock}_{ADC}} \\ \text{Wert} = \{8; \dots; 15\} t = \frac{\text{Wert} \cdot 32}{\text{Clock}_{ADC}} \end{array} \right.$ <p>Startup-Time des verbauten ADC in <math>\mu</math>s: OFF-Mode → Normal-Mode = {20; ... ; 40} Standby-Mode → Normal-Mode = { 4; ... ; 12}</p> <p>0111 = Minimum (ADC-Clock 21MHz; Off) 1000 = Minimum (ADC-Clock 21MHz; Standby)</p>
Bit 21-22	Analog Settling Time	<ul style="list-style-type: none"> <li>2-Bit-Wert zur Einstellung der Einschwingzeit bei Änderung von Gain und Offset</li> <li>Wird ignoriert, wenn bei Kanalwechsel kein Gain oder Offset geändert wird (Bit 24 auf 1)</li> </ul> <p>00 = <math>\frac{3}{\text{Clock}_{ADC}}</math> 01 = <math>\frac{5}{\text{Clock}_{ADC}}</math> 10 = <math>\frac{9}{\text{Clock}_{ADC}}</math> 11 = <math>\frac{17}{\text{Clock}_{ADC}}</math></p> <p><math>t_{S, \min}</math> des verbauten ADC = 0,2 <math>\mu</math>s</p> <p>01 = Minimum (ADC-Clock 21MHz)</p>
Bit 24	Analog Channel Change	<p>0 = alle Kanäle gleiches Gain; Offset und Single-Ended-Mode / Fully Differential-Mode (Differenzverstärker)</p> <p>1 = individuelle Kanaleinstellungen (siehe Register: ADC_CGR und ADC_COR)</p>
Bit 25-28	<p>Tracking Time</p> <p><b>Achtung Probleme in Implementierung des Tracktime-Registers. Wert 0 ... 14 erzeugt Tracktime von 15 ADC-Takten; 15 erzeugt 16 ADC-Takte<sup>41</sup></b></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>4-Bit-Wert</li> <li>nötig für exakten Messwert bei Kanalwechsel</li> </ul> $t_{TRACK} = \frac{\text{Wert} + 1}{\text{Clock}_{ADC}}$ <ul style="list-style-type: none"> <li>wenn länger als Wandelzeit <math>t_{CONV}</math>, wird sie angehängt</li> </ul> $t_{CONV} = \frac{20}{\text{ADC}_{Clock}}$

<sup>41</sup> <https://forum.arduino.cc/index.php?topic=310557.0>



		<p><math>t_{TRACK, min}</math> des verbauten ADC = 0,16 <math>\mu</math>s  erforderliche Tracktime einer Messschaltung siehe  Seite 1408</p> <p><math>t_{CONV}</math> des verbauten ADC (21MHz) = 0,95 <math>\mu</math>s</p> <p>00 = empfohlen (erzeugt fehlerhafterweise Länge  von 15 ADC-Takten)</p>
Bit 29-30	Transfer Period	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 2-Bit-Wert</li> </ul> $t_{TRANSFER} = \frac{(Wert \cdot 2) + 3}{Clock_{ADC}}$ <p>01 = empfohlen für triggered mode</p>
Bit 32	Use Sequence Enable	<p>0 = Kanäle werden ihrer Reihenfolge nach abgefragt  1 = Kanäle werden in einer 16-stelligen Reihenfolge nach abgefragt (siehe Register: ADC_SEQR1 und ADC_SEQR2)</p>
Bedingung Schreibrecht erteilt: siehe ADC_WPMR		

AnalogControlRegister [7, S. 1352]		
Syntax	$REG\_ADC\_ACR = 0b00000000000000000000000000000000;$	
Bit 5	Temperatursensor	1= ein; 0=aus
Bit 9-10	ADC Bias Current Control (stellt mehr Strom bereit)	<p>00= Abtastrate unter 0,5MHz  01= Abtastrate zwischen 0,5 &amp; 1MHz</p>
Bedingung Schreibrecht erteilen: siehe ADC_WPMR		

**Anhang E) Einrichten der Analogkanäle**

REG\_ADC\_CHER

multiplexes Channels to PIO-Line

ChannelSequenceRegister [7, S. 1336-1337]		Festlegen einer Abfrage-Reihenfolge
Syntax		REG_ADC_SEQR1= 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1- 4	Abfrage 1 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 5- 8	Abfrage 2 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 9-12	Abfrage 3 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 13-16	Abfrage 4 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 17-20	Abfrage 5 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 21-24	Abfrage 6 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 25-28	Abfrage 7 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 29-32	Abfrage 8 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Syntax		REG_ADC_SEQR2= 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1- 4	Abfrage 9 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 5- 8	Abfrage 10 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 9-12	Abfrage 11 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 13-16	Abfrage 12 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 17-20	Abfrage 13 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 21-24	Abfrage 14 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 25-28	Abfrage 15 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bit 29-32	Abfrage 16 – Kanal:	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4-Bit-Wert mit Kanal 0 bis 15</li> </ul>
Bedingung Schreibrecht erteilen: siehe ADC_WPMR		
Bedingung Sequenz Auslesen aktivieren: siehe ADC_MR		
Bedingung FreeRunMode oder Trigger aktivieren: siehe ADC_MR		
Bedingung D/A-Wandlung starten: siehe ADC_CR		

ChannelEnableRegister [7, S. 1338]		Aktivieren der Kanäle
Syntax		REG_ADC_CHER = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-16	Kanal aktivieren	<p>1 = aktiviert jeweiligen Kanal Hinweis: es sind immer die Positionen in der Abfrage gemeint, siehe ADC_SEQR1 und ADC_SEQR2</p>
ChannelDisableRegister [7, S. 1339]		Deaktivieren der Kanäle
Syntax		REG_ADC_CHDR = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-16	Kanal aktivieren	<p>1 = aktiviert jeweiligen Kanal Hinweis: es sind immer die Positionen in der Abfrage gemeint, siehe ADC_SEQR1 und ADC_SEQR2</p>



Hinweis: Nicht während laufender AD-Wandlung benutzen, siehe ADC_CR	
ChannelStatusRegister [7, S. 1340]	Abfragen, ob Kanal aktiviert/ deaktiviert ist
Syntax	Returnwert = REG_ADC_CHSR & 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-16	Returnwert: 0 = deaktiviert 1 = aktiviert

ExtendedModeRegister

CompareWindowRegister

ChannelGainRegister

ChannelOffsetRegister

## **Anhang F) Auslesen der Analogkanäle**

ControlRegister [7, S. 1332]		Starten des AD-Wandlers
Syntax		REG_ADC_CR = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1	Software Reset	1= Reset ADC
Bit 2	Start	1= Start der AD-Wandlung (FreeRunMode)

ChannelDataRegister [7, S. 1351]		Wert aus DA-Wandlung abfragen
Syntax		Returnwert = ADC->ADC_CDR[0 ... 15];
Bit 1-12	Returnwert 32bit-Format:	0 ... 1023

LastConvertedDataRegister

InterruptMaskRegister

InterruptEnableRegister

InterruptDisableRegister

InterruptStatusRegister



OverrunStatusRegister

WriteProtectStatusRegister

## Anhang G) Einrichten der Digitalkanäle

Es besteht die Möglichkeit, durch einen Zeiger von einer PIO-Line zu einem 32-bit-Register, einzelne Pins gleichzeitig mit einem Befehl anzusprechen. Dies steigert die Verarbeitungsgeschwindigkeit und macht Code schmäler und übersichtlicher.

WriteProtectModeRegister [7, S. 674]		Schreibschutz auf PIO-Line schalten
Syntax:		PIOA->PIO_WPMR = 0b10100000100100100111100000000; PIOB->PIO_WPMR = 0b10100000100100100111100000000; PIOC->PIO_WPMR = 0b10100000100100100111100000000; PIOD->PIO_WPMR = 0b10100000100100100111100000000;
Bit 1		0 = Schreibschutz ausschalten 1 = Schreibschutz einschalten
Bit 9-32	Passwort:	ASCII-Code des Wortes „PIO“

PIOEnableRegister [7, S. 633]		PIN PIO-Controller zuweisen
Syntax:		PIOA->PIO_PER = 0b00000000000000000000000000000000; PIOB->PIO_PER = 0b00000000000000000000000000000000; PIOC->PIO_PER = 0b00000000000000000000000000000000; PIOD->PIO_PER = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = PIO-Controller zuweisen
PIODisableRegister [7, S. 634]		PIN Peripherie zuweisen
Syntax:		PIOA->PIO_PDR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOB->PIO_PDR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOC->PIO_PDR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOD->PIO_PDR = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Peripherie zuweisen
PeripheralABSelectorRegister [7, S. 656]		PIN Peripherie-Kanal A oder -B zuweisen
Syntax:		PIOA->PIO_ABSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOB->PIO_ABSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOC->PIO_ABSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOD->PIO_ABSR = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – Px32	0 = Peripherie-Kanal A zuweisen 1 = Peripherie-Kanal B zuweisen
Bedingung Schreibrecht erteilen: siehe PIO_WPMR		



OutputEnableRegister		Pin auf OUTPUT schalten
Syntax:		PIOA->PIO_PER = 0b00; PIOB->PIO_PER = 0b00; PIOC->PIO_PER = 0b00; PIOD->PIO_PER = 0b00;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Output zuweisen
OutputDisableRegister		Pin auf Input schalten
		PIOA->PIO_PDR = 0b00; PIOB->PIO_PDR = 0b00; PIOC->PIO_PDR = 0b00; PIOD->PIO_PDR = 0b00;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Input zuweisen
Bedingung Schreibrecht erteilen: siehe PIO_WPMR		

PullUpEnableRegister		Pin internen Pullup-Widerstand zuschalten
Syntax:		PIOA->PIO_PUER = 0b00; PIOB->PIO_PUER = 0b00; PIOC->PIO_PUER = 0b00; PIOD->PIO_PUER = 0b00;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Pullup-Widerstand einschalten
PullUpDisableRegister		Pin internen Pullup-Widerstand abschalten
Syntax:		PIOA->PIO_PUDR = 0b00; PIOB->PIO_PUDR = 0b00; PIOC->PIO_PUDR = 0b00; PIOD->PIO_PUDR = 0b00;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Pullup-Widerstand abschalten
Bedingung Schreibrecht erteilen: siehe PIO_WPMR		

InputFilterEnableRegister		Pin internen Glitch-Filter nachschalten
Syntax:		PIOA->PIO_IFER = 0b00; PIOB->PIO_IFER = 0b00; PIOC->PIO_IFER = 0b00; PIOD->PIO_IFER = 0b00;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Glitch-Filter einschalten
InputFilterDisableRegister		Pin internen Glitch-Filter abschalten
Syntax:		PIOA->PIO_IFDR = 0b00; PIOB->PIO_IFDR = 0b00; PIOC->PIO_IFDR = 0b00; PIOD->PIO_IFDR = 0b00;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Glitch-Filter abschalten
Bedingung Schreibrecht erteilen: siehe PIO_WPMR		



Bedingung: PIO-Controller Clock enabled		
SystemClockGlitchFilteringSelectRegister [7, S. 657]	schaltet Glitch-Filter auf Events $< \frac{T_{mck}}{2}$	
Syntax:	PIOA->PIO_SCIFSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOB->PIO_SCIFSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOC->PIO_SCIFSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOD->PIO_SCIFSR = 0b00000000000000000000000000000000;	
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Glitch bearbeitet Events < 42ns $T_{mck}(\text{Master Clock}) = \frac{1}{12.000.000\text{Hz}} = 83,3\text{ns}$
DebouncingInputFilteringSelectRegister [7, S. 658]	schaltet Debouncing-Filter auf Events $< \frac{T_{div\_slclk}}{2}$	
Syntax:	PIOD->PIO_DIFSR = 0b00000000000000000000000000000000;	
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Debouncing bearbeitet Events <...
SlowClockDeviderDebouncingRegister [7, S. 660]	Festlegung Debouncer-Schwelle	
Syntax:	PIOD->PIO_SCDR = 0b00000000000000000000000000000000;	
Bit 1-14	DIV=	<ul style="list-style-type: none"><li>14-Bit-Wert für Divider</li></ul> $T_{div\_slclk} = 2 \cdot (DIV + 1) \cdot T_{slclk}$ $T_{slclk}(\text{Slow Clock}) = \frac{1}{32768\text{kHz}} = 30,5\text{ns}$



## Anhang H) Auslesen der Digitalkanäle

SetOutputDataRegister [7, S. 642]		setze Pins auf HIGH
Syntax:	$\text{PIOA-} \rightarrow \text{PIO\_SODR} = 0b00;$ $\text{PIOB-} \rightarrow \text{PIO\_SODR} = 0b00;$ $\text{PIOC-} \rightarrow \text{PIO\_SODR} = 0b00;$ $\text{PIOD-} \rightarrow \text{PIO\_SODR} = 0b00;$	
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = High
ClearOutputDataRegister [7, S. 643]		setze Pins auf LOW
Syntax:	$\text{PIOD-} \rightarrow \text{PIO\_CODR} = 0b0001;$	
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Low

OutputWriteEnableRegister [7, S. 661]		Maske für ODSR: setze Pins auf schreibbar
Syntax:		PIOA->PIO_OWER = 0b00000000000000000000000000000000; PIOB->PIO_OWER = 0b00000000000000000000000000000000; PIOC->PIO_OWER = 0b00000000000000000000000000000000; PIOD->PIO_OWER = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Pin durch ODSR beschreibbar
OutputDataStatusRegister [7, S. 644]		Pins aus Maske HIGH und LOW schalten
Syntax:		PIOA->PIO_ODSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOB->PIO_ODSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOC->PIO_ODSR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOD->PIO_ODSR = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	0 = Low 1 = High
OutputWriteDisableRegister [7, S. 662]		Maske für ODSR: lösche Pins auf schreibbar
Syntax:		PIOA->PIO_OWDR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOB->PIO_OWDR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOC->PIO_OWDR = 0b00000000000000000000000000000000; PIOD->PIO_OWDR = 0b00000000000000000000000000000000;
Bit 1-32	= Kanal P...0 – P...32	1 = Pin durch ODSR nicht beschreibbar

## PinDataStatusRegister

```
Returnwert = REG_PIOD_PDSR & 0b00000000000000000000000000000001; //read pin PDO
```

```
Returnwert = PIOD->PIO_PDSR & 0b00000000000000000000000000000001; //read pin PDO
```

```
Returnwert = REG_PIOD_PDSR; //Returnwert ist 32-bit
```

```
Returnwert = PIOD->PIO_PDSR; //Returnwert ist 32-bit
```

### Bedingung PIO-Controller Clock enable