Bachelorarbeit

Die Gitarre als MIDI-Controller

Studie

durchgeführt am
Institut f. Elektronische Musik und Akustik - IEM
Kunstuniversität Graz, Austria

von
Johannes Fahringer, 0931474
Johannes Stahl, 0814103

Betreuer:
Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Winfried Ritsch

Graz, 27. Juli 2012

Inhaltsverzeichnis

1 Einführung **4**
1.1 Gliederung der Arbeit . . . 5

2 Übersicht **6**
2.1 Einleitung . . . 6
2.2 Bestimmung der Tonhöhe . . . 7
2.3 Anschlagdetektion . . . 8
2.4 Modulationen . . . 8
2.5 Bereits existierende Konzepte des Gitarrencontrollers . . . 9
2.5.1 Gitarrensynthesizer . . . 9
2.5.2 Orgelgitarren . . . 10
2.5.3 Laser Pitch Detection . . . 10
2.6 Bereits existierende Konzepte zur Abstandsmessung . . . 11
2.6.1 Laufzeitmessung . . . 11
2.6.2 Infrarot . . . 12
2.6.3 Laser . . . 13

3 Ultraschall **15**
3.1 Was ist Ultraschall . . . 16
3.2 Verwendung von Ultraschall . . . 16
3.3 Erzeugung von Ultraschall . . . 17
3.3.1 Der Piezo Effekt . . . 17
3.3.2 Ersatzschaltbild eines Ultraschallsensors in der Nähe der Resonanzfrequenz 18
3.3.3 Prinzipieller Aufbau eines Ultraschallsensors . . . 19
3.4 Anpassung an verschiedene Medien . . . 20
3.4.1 Schallimpedanz und Reflexionsfaktor . . . 20
3.4.2 Schallfeldschwächung . . . 21
3.4.3 Koppelmedium . . . 22
3.4.4 Ermittlung der Position des Fingers auf der Saite . . . 23
3.5 Versuch der praktischen Umsetzung . . . 24

4 Ermittlung der Fingerposition über direkte Diskretisierung der Gitarrenmensur unter Nutzung der vorhandenen Bundstäbe **31**
4.1 Idee . . . 31
4.2 Praktische Umsetzung . . . 32
4.2.1 Hardware . . . 32
4.3 Nebeneinander liegende Bünde . . . 34
4.4 Fazit . . . 35

5 Ermittlung der angeschlagenen Saite **36**
5.1 Der magnetische Pickup . . . 37
5.1.1 Induktionsprinzip . . . 38

5.1.2 Induktion beim Pickup . . . 38
5.1.3 Eigenschaften des Pickups . . . 39
5.1.4 spezielle Bauarten des Pickups . . . 40
5.2 Die Saite . . . 41
5.3 Versuchsreihen . . . 42
5.3.1 Magnetischer Pickup: ohne Modifikation . . . 42
5.3.2 Bonk . . . 43
5.3.3 Magnetischer Pickup: hexaphonisch . . . 45
5.3.4 Piezo: hexaphonisch . . . 45
5.3.5 Elektrodynamischer Tonabnehmer . . . 51
5.4 Fazit . . . 52

6 Handstellung als Parameter **53**
6.1 Handstellung als neuer Parameter zur Klangsteuerung . . . 53

7 Mikrocontroller **58**
7.1 Anforderungen an die Hardware . . . 58
7.2 chipKIT Uno32 . . . 59
7.3 Erkennung des Griffbilds . . . 61
7.4 Erkennung des des Maximums . . . 62

8 MIDI **64**
8.1 Warum MIDI? . . . 64
8.2 Anschlüsse . . . 65
8.3 Das MIDI Protokoll . . . 66
8.3.1 Channel Messages . . . 66
8.4 Ziel der Steuerung über den Gitarrencontroller . . . 68
8.5 Pure Data . . . 69

9 Endergebnis **71**

1 Einführung

Eine E-Gitarre wird zu einem MIDI Controller aufgerüstet, wobei die Parameter zur Steuerung der Tonhöhe und der Detektion eines Saitenanschlags voneinander getrennt ermittelt werden. Die Entkoppelung der rechten von der linken Hand soll zwar das Spielgefühl und somit die Virtuosität, die ein Gitarrist sich im Laufe der Jahre angeeignet hat, erhalten können, aber z.B. die Steuerung eines Synthesizers über zwei Parameter (Anschlag, Tonhöhe) ermöglichen, sodass die Bindung an bestimmte instrumenteneigene Klangeigenschaften der E-Gitarre nicht mehr gegeben ist. Die E-Gitarre wird also nicht mehr als akustischer Klanggenerator sondern ausschließlich als Controller fungieren.

Der Grund zur Entwicklung eines Gitarrencontroller liegt in der Tatsache, dass wir beide Gitarristen sind, uns daher das Thema interessiert und wir beide keinen dermaßen individuellen Controller besitzen.

1.1 Gliederung der Arbeit

Die Arbeit gliedert sich im Folgenden in 6 Abschnitte:

1. Eine Übersicht über Problemstellung, Herangehensweisen und Stand der Technik
2. 2 Konzepte zur Positionsbestimmung des Fingers auf dem Griffbrett (Kapitel 3 und Kapitel 4)
3. Beschreibung der in Betracht gezogenen Methoden zur Anschlagsdetektion (Kapitel 5)
4. Modulation des ermittelten Tones (Kapitel 6)
5. Zusammenführung aller Informationen auf Hardware- (Kapitel 7) und Softwareebene (Kapitel 8)
6. Besprechung des Endergebnisses (Kapitel 9)

2 Übersicht

2.1 Einleitung

Bei der Entwicklung des Gitarrencontrollers gelten folgende Voraussetzungen:

Es gibt drei Informationen, die der Controller erfasst:

1. Die Position des Fingers auf dem Griffbrett (linke Hand).
2. Die Amplitude der durch die rechte Hand erzeugten Schwingung der Saite.
3. Einen Modulationsparameter (Stellung und Bewegung der linken Hand)

Die ersten beiden Informationen zusammengefasst ergeben im Falle einer Klangsteuerung im Normalfall eine Tonhöhe mit einer bestimmten Lautstärke, die dritte dient zur Steuerung von Filtern, Effekten und ähnlichem. Grundlegende Erklärungen dazu, wie diese Parameter ermittelt werden, finden sich unter 2.2, 2.3 und 2.4.
Anders als bei herkömmlichen Gitarrencontrollern werden diese Informationen nicht alle auf einmal, sondern getrennt ermittelt um das Gerät nicht zwingend an die Anwendung der Klangerzeugung zu binden, sondern die drei Parameter universell zur Steuerung von Software einsetzen

zu können. Im Zuge *dieser* Arbeit ist die Erzeugung und Übertragung von MIDI-Daten das Ziel. Der Stand der Technik auf dem Gebiet der Gitarrensynthesizer und geschichtlich relevante Entwicklungen werden in 2.5 angeführt. Außerdem wird die Ermittlung der Position des Fingers mit einer Abstandsmessung durchgeführt- wichtige Konzepte hierfür finden sich unter 2.6.
Um unabhängig von Computern und Programmen zu sein und damit der Controller als eigenständige Einheit zu betrachten ist, wird der Gitarren-Controller mit einem Mikrocontroller betrieben. Die einzige Verbindung zwischen dem Klangerzeugenden Gerät (Computer mit Software, Synthesizer etc...) ist daher ein USB Kabel.
Ziel dieser Arbeit ist es, verschiedene Möglichkeiten für diese Unterfangen zu ermitteln und diese auf Machbarkeit, Tauglichkeit und Sinnhaftigkeit zu überprüfen. Mithilfe der ermittelten Methoden wird versucht, einen Prototypen herzustellen.

2.2 Bestimmung der Tonhöhe

Die Tonhöhe und damit die Grundfrequenz f in Hertz einer Gitarrensaite ist abhängig von:

- der Saitenlänge L $[m]$
- dem Gewicht (m = Masse pro Meter $[\frac{kg}{m}]$)
- der Saitenspannung (F = Spannkraft $[Newton]$)

In eine Formel gebracht ergibt sich laut [12]:

$$f = \frac{1}{2L} * \sqrt{\frac{F}{m}} \tag{2.1}$$

Der Instrumentalist hat während dem Bespielen der Gitarre die Möglichkeit zwei dieser Parameter durch Eingriff in das System zu variieren:

1. die effektive Saitenlänge kann verkürzt/verlängert werden durch das Niederdrücken der Saite an verschiedenen Positionen auf dem Griffbrett.
2. Die Saitenspannung wird über die Stimmmechanik am Kopf des Instruments fix eingestellt und zusätzlich durch, (auf der E-Gitarre üblicherweise) zur Saite rechtwinklige Bewegung des positionierten Fingers, variiert.

Die Veränderung der Saitenspannung ist nicht in vollem Maße kontrollierbar und einer Anzahl von Nebenbedingungen und Störfaktoren ausgesetzt:
z.B.: Raumtemperatur (bedingt Veränderung der Dehnungseigenschaften einer Saite), Saitenlage (je höher, desto mehr zusätzliche Spannung der Saite ergibt sich durch Drücken dieser). Beim Übergang in die digitale Domäne werden diese Faktoren bei direkter Umsetzung der Saitenfrequenz (wie es bei herkömmlichen Gitarrensynthesizern der Fall ist) natürlich „mitübersetzt "was unter Umständen zu einer unnatürlichen Hörerfahrung im Falle einer Steuerung eines Softwareinstrumentes führen kann. Da wir die Gitarre als (möglichst vielseitig anwendbaren) Controller verwenden möchten, sehen wir diese Faktoren, die beim Gitarrenspiel an sich wichtig und künstlerisch unabdingbar sind, als störend an und wollen deshalb eine nicht variierende Information bezüglich der Tonhöhe erhalten. Hierfür haben wir uns 2 Konzepte überlegt:

1. Über eine Abstandsmessung wird die Tonhöhenabnahme realisiert- bestimmten Abständen zum Steg soll eine diskrete Frequenz zugewiesen werden.

2. Die Bünde der Gitarre werden an die digitalen Eingänge eines Microcontrollers angeschlossen, das Drücken einer Saite, an der eine Spannung anliegt, schließt den jeweiligen Stromkreis und der Eingang wird auf Hi gezogen.

2.3 Anschlagdetektion

Über die unter Kapitel 2.2 besprochene Methode ist nun zwar ermittelt welche Saite welche Tonhöhe hat, jedoch nicht, welche Saite mit der rechten Hand (im Falle einer Rechtshändergitarre) durch Zupfen oder Anschlagen tatsächlich zum Erklingen ausgewählt wurde. Um diese Information zu erhalten muss also noch eine zusätzliche Analyse erfolgen. Sie wird entweder im Zuge einer (1) Transienten- oder (2) Lautstärkeüberprüfung (bzw. einer Kombination der beiden) jeder einzelnen Saite ermittelt. Hierzu gibt es mehrere Ideen, die in Kapitel 5 abgehandelt werden.

2.4 Modulationen

Um einen weiteren Freiheitsgrad (wie es bei der E-Gitarre durch die Möglichkeit des Pitch-Bendings und Vibratos gegeben ist) beim Bespielen des Controllers zu erhalten, liefert die linke Hand durch ihre Stellung einen weiteren Parameter, der je nach Sinnhaftigkeit und Belieben

z.B. einem Filter oder einem anderen Effekt zugeordnet werden kann. Die Realisierung geschieht mithilfe eines Ultraschallsensors, der am Kopf der Gitarre angebracht wird (siehe Kapitel 7).

2.5 Bereits existierende Konzepte des Gitarrencontrollers

Die Idee der Gitarre als MIDI-Controller ist nicht neu, deshalb folgt eine kurze Beschreibung bereits existierender Systeme mit etwas genauerer Betrachtung eines Konzepts aus der ersten (ältesten Generation) und einer neuen Entwicklung, da die Grundideen und Probleme dieser beiden uns im Zuge unserer Arbeit interessieren.

2.5.1 Gitarrensynthesizer

Man unterscheidet zwischen zwei Typen von Gitarren-Synthesizern:

1. solche, die direkt eine Gitarre (mit speziellen Modifikationen) als Controller nutzen
2. solche, mit Controllern, die in ihrer Spielweise nicht vollständig der einer E-Gitarre entsprechen

Abbildung 2.1: Roland GK-3 Hexaphonic Pick-Up als Modifikationsbeispiel einer Gitarre [25]

Abbildung 2.2: SynthAxe (1986) von Bill Aitken als Beispiel für einen Controller wie unter 2. erwähnt[25]

Für unsere Arbeit sind nur Formen des ersten Typus interessant, da wir die Spielweise des Instruments erhalten wollen. Ein typischer Gitarrensynthesizer dieser Art besteht aus folgenden Komponenten:

- einer elektrischen oder akustischen Gitarre

- einem hexaphonischem Pickup der für jede Saite einen seperaten analogen Output bereithält
- einem Wandler, der diese analogen Signale in die digitale Domäne wandelt, um in dieser via FFT die Grundfrequenz des Signals zu errechnen und zu extrahieren um es schlussendlich in einem bestimmten Datenformat (z.B. MIDI) auszugeben.

Diese Daten können dann verwendet werden, um Softwareinstrumente zu steuern und einen Output zu generieren. Aktuell werden hauptsächlich hexaphonische Pickups, die an jeder Gitarre angebracht werden können, verwendet, um die Möglichkeit eines Gitarrensynthesizers zu nutzen. Diesen Varianten ist im Unterschied zu unserer Idee gemein, dass sie sämtliche Eigenschaften der Saite (z.B. den Einschwingvorgang oder Bendings) mitwandeln, was je nach Anwendung erwünscht oder unerwünscht sein kann. [25]

2.5.2 Orgelgitarren

Das Vermutlich erste Instrument, das sich zur Steuerung eines elektronisch erzeugten Tonsignals die Haptik einer Gitarre zu Nutze machte, war die sogenannte Orgelgitarre der Firma Vox [1966]. Das Konzept der Steuerung beruhte auf Bünden, die nicht, wie bei einer normalen Gitarre, durchgehende Form besaßen, sondern in 6 Teilstücke unterteilt waren. Zwischen den Bünden wurden sechs Widerstandsketten in den Hals eingebaut, beim Drücken einer Saite wurde ein Stromkreis geschlossen und anhand des Widerstandsnetzwerks die Frequenz des jeweiligen Oszillators (derer gab es sechs- für jede Saite einen) festgelegt. Als problematisch stellten sich nicht nur bedingt originäres Spielgefühl der linken Hand dar sondern die Tatsache, dass es eine Triggerung durch Saitenanschlag nicht gab- d.h. bei drücken eines Bundes erklang mit sofortiger Wirkung der vom Oszillator erzeugte Klang. [14]

2.5.3 Laser Pitch Detection

Beim Laser Pitch Detection (LPD) Pickup System befinden sich Laserdioden unter jeder Saite- sie senden ein Lasersignal entlang des Halses bis zum Ende des selbigen, wo der Strahl reflektiert wird. Am Steg befindet sich ein Lichtempfindlicher Sensor, der die Reflektion aufnimmt- durch Drücken der Saite findet die Reflektion in kürzerer Distanz statt. Die Position des Fingers auf der Saite wird über diese Reflektionen berechnet. Via Multiplexing wird sichergestellt, dass zu einem bestimmten Zeitpunkt nur eine Diode sendet bzw. am Sensor nur die Reflektion eines Diodenstrahls ankommt. Ein Laser ist jeweils nur den Bruchteil einer Milliseunde aktiv.

Bei der Pitch-to-Midi Detection wird der Einschwingvorgang der Saite (also die Zeitspanne, die die Saite braucht um ihre eigentliche Tonhöhe zu erreichen) mitaufgenommen- dies fällt bei der reinen Abstandsmessung aus und es steht immer eine vom Schwingungsverhalten (und damit auch von der Stimmung) unabhängige Tonhöhe zur Verfügung. Diesen Vorteil einer reinen Abstandsmessung wollen auch wir uns zu nutze machen. Besondere Spielweisen wie das Bending werden hier über Piezos, die die Saitenspannung messen, am Steg erkannt. [7]

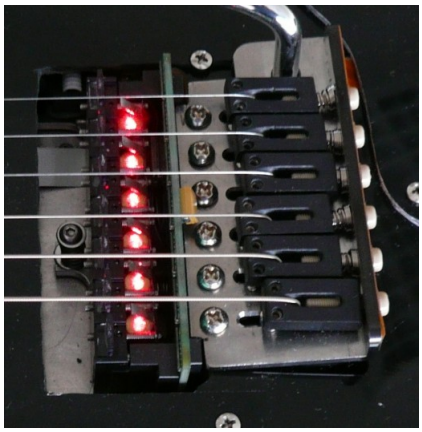


Abbildung 2.3: Laser Dioden des LPD Systems [7]

2.6 Bereits existierende Konzepte zur Abstandsmessung

2.6.1 Laufzeitmessung

Bei der Bestimmung des Abstandes mithilfe der Laufzeitmessung wird eine Welle in einem Medium ausgesendet. Die welle kann elektromagnetischer sowie mechanischer Natur sein. Um den Abstand der Wellenquelle zu einem Objekt festzustellen wird die Reflexion der Welle aufgenommen und in Beziehung zur ausgesandten Welle gesetzt bzw. die benötigte Zeit zw. Aussendung und Zeitpunkt des Wiedereintritts am Ort der Quelle wird ermittelt. Zur Ermittlung der Entfernung ist es notwendig die Wellenausbreitungsgeschwindigkeit der Welle im Medium zu kennen (z.B.: Lichtgeschwindigkeit c=299.792.458 m/s). Daraus ergibt sich allgemein :

$$l = \frac{c_m \cdot \Delta t}{2} \tag{2.2}$$

l...Gemessener Abstand

c_m... Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle im Medium

Δt... Gemessener zw. Aussendung und Reflexion

2.6.2 Infrarot

Als Infrarotstrahlung (kurz IR-Strahlung, auch Ultrarotstrahlung) bezeichnet man in der Physik elektromagnetische Wellen im Spektralbereich zwischen sichtbarem Licht und der längerwelligen Terahertzstrahlung. Als Infrarot wird der Spektralbereich zwischen $7,8 \cdot 10^{-7} m$ und $10^{-3} m$ (780 nm und 1 mm) bezeichnet, was einem Frequenzbereich von $3 \cdot 10^{11} Hz$ bis ca. $4 \cdot 10^{14} Hz$ (300 GHz bis 400 THz) entspricht [25].

Infrarotsensoren

Infrarotsensoren sind die einfachste Möglichkeit der kontaktlosen Anstandsmessung, sie senden bzw. empfangen Infrarolicht. Diese Sensoren werden in der Robotik oft als zur Hinderniserkennung eingesetzt. Unter der Vorraussetzung, dass alle Objekte die gleiche Farbe und Oberfläche besitzen, kann die Distanz zu den Objekten bestimmt werden. (In der Realität haben die Oberflächen unterschiedliche Farben, wobei schwarz für Infrarotes Licht praktisch unsichtbar ist) [26].

Abbildung 2.4: Infrarotsensor mit deutlich sichtbarer Empfangs- bzw. Sendediode

Alle Sensoren funktionieren nach demselben Prinzip: Der Emitter sendet einen Infrarotstrahl aus. Trifft der Lichtstrahl auf kein Objekt, wird er auch nicht reflektiert, der Empfänger zeigt also auch kein Objekt an. Wird das Licht jedoch an einem Objekt reflektiert, kehrt es zum Empfänger zurück und es entsteht ein Dreieck zwischen dem Reflektionspunkt, dem Emitter und dem Empfänger [13]. Das Ganze kann man sich folgendermaßen vorstellen:[13]

Aus diesem Dreieck, das umso spitzer wird, je weiter das Objekt entfernt ist, kann man mit Hilfe einer Winkelmessung den Abstand zwischen Sensor und Objekt bestimmen:

$$l = \frac{x}{2} \cdot tan(\phi) \tag{2.3}$$

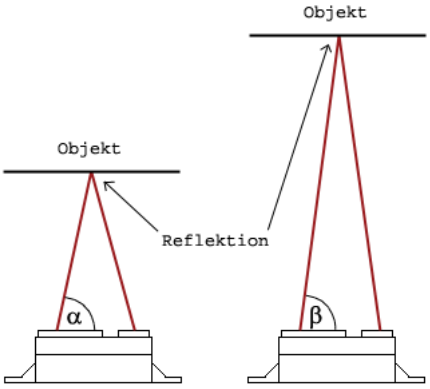


Abbildung 2.5: Funktionsprinzip einer Infrarot-Entfernungsmessung

l...Gemessener Abstand Sensor-Objekt

x... Abstand Sender-Empfänger

ϕ... Winkel zwischen Infrarotstrahl und Sender/Empfänger

2.6.3 Laser

Um eine Entfernung zw. 2 Punkten zu bestimmen kann man sich auch des Lasers bedienen. (LASER : Akronym für engl. Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, zu deutsch "Lichtverstärkung durch stimulierte Emission von Strahlung"). Bei der Messung von Entfernungen gibt es 2 verschiedene Messmethoden:

Laufzeitmessung

Wie bei allen Laufzeitmessungen wird ein zeitlicher Lichtpuls ausgesandt, der reflektiert wird. Aus der Laufzeit des Lichts hin und zurück ergibt sich der Abstand.

Der Vorteil dieses Verfahrens ist die geringe Reaktionszeit. Das Verfahren hat Messbereiche von 1 Meter bis mehrere 10 Kilometer. Der Nachteil ist die erforderliche Messung sehr kurzer Zeiten (Nano- bis Picosekunden), es ist daher schwierig, eine höhere Auflösung als einige Zentimeter zu erreichen[25].

Messung der Phasenlage

Eine weitere Möglichkeit der Erfassung der Entfernung stellt die Phasenmessung dar. Die Phasenverschiebung des reflektierten Laserstrahl gegenüber dem ausgesandten Strahl ist entfernungsabhängig. Bei größeren Entfernungen arbeitet man mit einer Hochfrequenzmodulation der La-

seramplitude und wertet nicht die Laserwellenlänge, sondern die Phasenlage dieser aufmodulierten Hochfrequenzsignale aus. Wenn man annimmt, dass der ausgesandte Strahl mit einer Frequenz f = 1/T moduliert wurde, so erhält Abbildung 2.6

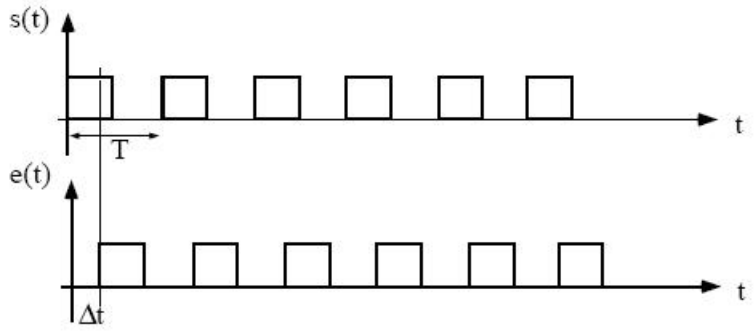


Abbildung 2.6: Bestimmung der Phasenverschiebung zwischen Sendessignal $s(t)$ und Empfangssignal $e(t)$

Aus dem gemessenen Δt ergibt sich die Phasenlage und damit auch der Abstand aus Gleichung 2.4.

$$\frac{\phi}{2 \cdot \pi} = \frac{\Delta t}{T} \rightarrow \phi = \frac{\Delta t}{T} \cdot 2 \cdot \pi \tag{2.4}$$

Um den Weg des Laserlichts aus der Phasenlage zu errechnen bedient man sich der Gleichung 2.3 und erhält:

$$l_n = \frac{c_m \cdot T}{4 \cdot \pi} \cdot (\phi + 2\pi \cdot n) \tag{2.5}$$

Aus dieser Methode kann der Vorteil einer höheren Genauigkeit gezogen werden ohne den Aufwand maßgeblich zu erhöhen. Da der Laser nun aber, im Gegensatz zur Laufzeitmessung, kontinuierlich senden muss, muss dies bei kleinerer Leistung geschehen, was eine Verringerung der Reichweite mit sich führt.
Ein weiteres Problem bei der Messung stellt die fehlende Aussage über die Entfernung bei Messungen über einem Vielfachen der halben Laser- bzw. Modulationswellenlänge dar (Dies wird mathematisch mit dem Therm $\phi + 2\pi \cdot n$ in Gleichung 2.5 dargestellt).

3 Ultraschall

Eine Möglichkeit die Position des Fingers und damit den gewünschten Parameter der Tonhöhe auf einer Gitarrensaite zu erfassen stellt eine Laufzeitmessung mittels Ultraschall dar. Hierfür soll ein Ultraschallsignal in die Saite eingeprägt werden und der Abstand zur Reflexion (Der Finger soll eine Reflexion erzeugen) ermittelt werden. Das selbe Verfahren wird in Autos als Einparkhilfe und in der Industrie als Füllhöhenstandsmessung verwendet, wobei es sich hier beim Ausbreitungsmedium um Luft und nicht wie bei unserem Projekt um eine Ausbreitung in einer E-Gitarren Saite handelt, die aus Stahl besteht. Abbildung 3.1 stellt das Prinzip der Laufzeitmessung bzw. der Reflexion von Ultraschallwellen an einem Objekt grafisch dar.

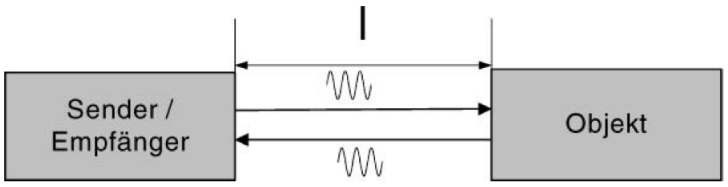


Abbildung 3.1: Prinzip der Laufzeitmessung mittels Ultraschall

3.1 Was ist Ultraschall

Mit Ultraschall (oft als US abgekürzt) bezeichnet man Schall mit Frequenzen oberhalb des Hörfrequenzbereichs des Menschen und umfasst Frequenzen ab etwa 16 kHz. Schall ab einer Frequenz von etwa 1 GHz wird auch als Hyperschall bezeichnet. Bei Frequenzen unterhalb des für Menschen hörbaren Frequenzbereichs spricht man dagegen von Infraschall [24]. Die obere Hörschwelle des Menschen ist durch die Tiefpasswirkung des Innenohrs gegeben. Ultraschall unterscheidet sich nicht vom normalen, also von dem uns wahrnehmbaren Schall, außer, dass wir Menschen ihn nicht hören können. Andere Lebewesen wie z.B. die Fledermäuse verfügen über ein feineres Gehör (zumindest im US Bereich) und tasten die Umgebung mit Ultraschall, wie bei einem Sonar ab.

In Gasen und Flüssigkeiten breitet sich Ultraschall nur als Longitudinalwelle aus. In Festkörpern kommt es wegen der auftretenden Schubspannungen zusätzlich auch zur Ausbreitung von Transversalwellen. Der Übergang von Luftschall in Festkörper oder Flüssigkeiten erfolgt nur, wenn die Schallwellen in unmittelbarer Nähe abgestrahlt werden oder ein Koppelmedium mit angepassten akustischen Eigenschaften sowie einer bestimmten Dicke dazwischen ist. Ultraschall wird je nach Material eines Hindernisses an diesem reflektiert, in ihm absorbiert oder tritt hindurch (Transmission). Wie bei anderen Wellen tritt auch Brechung, Beugung und Interferenz auf.

Frequenzbereich	**Gebiet der Akustik**
$f < 16Hz$	Infraschall
$16Hz < f < 20kHz$	Hörschall
$16kHz < f < 1GHz$	**Ultraschall**
$f > 1GHz$	Hyperschall

Tabelle 3.1: Frequenzbereiche in der Akustik

3.2 Verwendung von Ultraschall

In technischen und medizinischen Bereichen findet Ultraschall viel Verwendung. Sonografie (Sonographie) ist ein Bildgebendes Verfahren um organisches Gewebe zu untersuchen und wird häufig bei der Untersuchung von Föten in der Schwangerschaft verwendet (Man geht umgangssprachlich zum Ultraschall). Dieses Verfahren ist dem Röntgen aufgrund seiner Unschädlichkeit gegenüber Körperzellen vorzuziehen, spielt aber auch in der Technik ein eine große Rolle. Die Anwendungsgebiete reichen von der Materialsprüfung bis zum Unterwassersonar.

3.3 Erzeugung von Ultraschall

Zur Erzeugung von Ultraschall in Luft eignen sich dynamische und elektrostatische Lautsprecher sowie insbesondere Piezolautsprecher, d. h. membrangekoppelte Platten aus piezoelektrischer Keramik, die durch Umkehr des Piezo-Effekts zu Schwingungen angeregt werden. Der Grund zur Verwendung von Piezos liegt in der Ankoppelbarkeit. Piezos, insbesondere die, die wir für unsere Arbeit verwendendeten, verfügen oft über eine metallische Oberfläche, welche es gut ermöglicht den Piezo akustisch an die Saite zu koppeln (im Gegensatz zu Mebranen aus anderen Materialien).

3.3.1 Der Piezo Effekt

Der 1880 von Jacques und Pierre Curie entdeckte piezoelektrische Effekt besteht aus einer linearen elektromechanischen Wechselwirkung zwischen den mechanischen und den elektrischen Zuständen in einem Kristall. Eine mechanische Deformation des Kristalls erzeugt eine zu dieser Deformation proportionale elektrische Ladung, die als elektrische Spannung abgegriffen werden kann (direkter piezoelektrischer Effekt). [17]. Umgekehrt kann ein Piezokristall durch Anlegen einer elektrischen Spannung mechanisch deformiert werden(Inverser oder reziproker Piezoeffekt). Dadurch sind Piezomaterialien zur Erzeugung und zur Aufnahme mechanischer Schwingungen geeignet. Der Piezoeffekt tritt immer in Kombination mit dem inversen Piezoeffekt auf. Das heißt man kann denselben Kristall zum aussenden bzw. zum detektieren mechanischer Wellen verwenden.

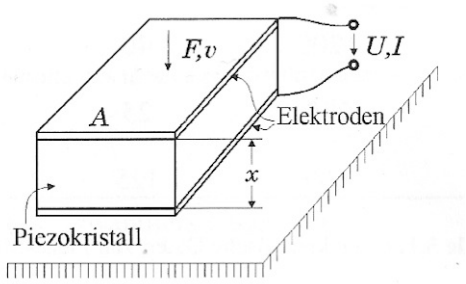


Abbildung 3.2: Prinzipieller Aufbau eines Piezoelektrischen Wandlers [10]

Um die Piezogleichungen angeben zu können, wird davon ausgegangen, dass die erzeugte Oberflächenladung $\frac{Q}{A}$ der Änderung der Dicke $\frac{\Delta x}{x}$ proportional ist.

$$\frac{Q}{A} = e \cdot \frac{\Delta x}{x} \tag{3.1}$$

Indem man zeitlich ableitet erhält man die Wandlergleichung:

$$I = e \cdot \frac{A}{x} \cdot v \tag{3.2}$$

I stellt den elektrischen Strom dar, der erzeugt wird wenn die Schallschnelle v auf den Kristall einwirkt. Die Piezokonstante e setzt sich aus $\sqrt{\varepsilon \cdot E^*}$ zusammen. E^* bezeichnet das Elastizitätsmodul des Kristalls. Dieser ist vom Material und von der Konstruktion des Schallwandlers abhängig.
Wird eine Elektrische Spannung am Kristall angelegt, so ist der enstehende Druck proportional zur Feldstärke $E = \frac{U}{x}$. Auch hier ist die Proportionalitätskonstante e. Die resuldierende Kraft entspricht dem Druck p pro Fläche A.

$$p = e \cdot \frac{U}{x} \longrightarrow F = e \cdot \frac{A}{x} \cdot U \tag{3.3}$$

Die Werte für die Dielektrizitätskonstante ε liegen bei den meisten Piezomaterialien im Bereich von $500 \cdot 10^{-11} \frac{As}{Vm}$ bis $1600 \cdot 10^{-11} \frac{As}{Vm}$ und die Werte der Wandlerkonstante e im Bereich von $10 \frac{N}{Vm}$ bis $125 \frac{N}{Vm}$[10].

3.3.2 Ersatzschaltbild eines Ultraschallsensors in der Nähe der Resonanzfrequenz

In der Nähe seiner Resonansfrequenz kann ein Piezowandler mit dem Erstatzschaltbild in Abbildung 3.3 beschrieben werden. Zu erkennen ist hier, dass der Wandler mit einem Serienschwingkreis parallel zu einer parasitären Parallelkapazität C_0 modelierbar ist. C_0 steht für die parallel liegenden Elektroden die auf den Kristall angebracht sind und ist durch die Plattenkondesatorgleichung beschreibbar (Gleichung 3.4).

$$C = \epsilon \cdot \frac{A}{d} \tag{3.4}$$

Der elektrische Serienschingkreis setzt sich aus der Kapazität C_S, die der mechanischen Federsteifigkeit entspricht und der Induktivität L_S, die der mech. Masse entspricht. R_S steht für die Reibverluste, die die Konstruktion mit sich bringt [17]. Wie in einem elektrischen ergibt sich nun

die Serienresonanzfrequenz wie folgt:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_S \cdot C_S}} \tag{3.5}$$

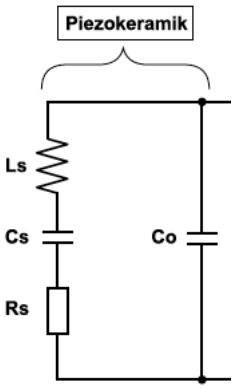
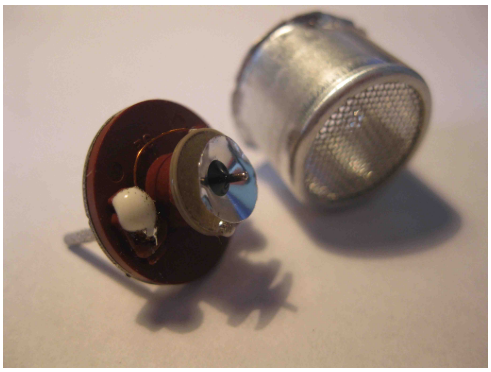


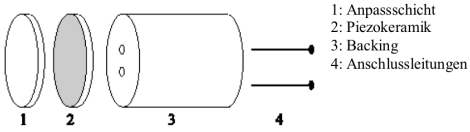
Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild eines Piezowandlers [17]

3.3.3 Prinzipieller Aufbau eines Ultraschallsensors

Meistens werden Ultraschallsender/empfänger so hergestellt, dass ein Quarz zu einer runden Platte geschliffen und an beiden Seiten mit Elektroden versehen wird. An diesen Elektroden wird das gewünschte Aussende-Signal eingespeißt.



(a) Im Zuge eines Versuchs zerlegter Wandler



(b) Schematischer Aufbau [21]

Abbildung 3.4: Aufbau eines Ultraschallsensors

Abbildung 3.4(b) zeigt grob die einzelnen Aufbauschichten eines Piezo-Ultraschallwandlers. Im Vergleich dazu zeigt Abbildung 2.5(a) ein Foto eines realen Wandlers, der für einige Versuche im Zuge unserer Arbeit verwendet wurde. Man kann die Anschlüsse des Kristalls (dünner goldener

Draht), den Kristall selbst (Runde Platte), die Membran (Satellitenschüssel-förmig, silber) und das abmontierte Gehäuse erkennen.

3.4 Anpassung an verschiedene Medien

Um den Ultraschall in ein System einzuprägen, bzw. den Sender/Empfänger mit einem Medium zu koppeln, muss man eine akustische Impedanzanpassung vornehmen. Im Beispiel Luft bildet die Membran einen Impedanzwandler, der die Akustische Impedanz des Wandlers bestmöglich auf die Impedanz der Luft skaliert. Im Fall von Luft, im Gegensatz zu Festkörpern und Flüssigkeiten, sind sehr hohe Spannungsamplituden im Sender nötig um über eine Strecke sinnvoll Ultraschall übertragen zu können[17]. Häufig, wenn es sich beim Ausbreitungsmedium nicht um Luft handelt, wird der akustische Schallwiderstand mit Hilfe einer Anpassschicht an des gewünschte Material in dem die Ausbreitung von statten gehen soll angepasst.

3.4.1 Schallimpedanz und Reflexionsfaktor

Der Reflexionsfaktor r zeigt in welchem Maße Schall von einem Stoff aufgenommen wird bzw. wieviel davon zurück reflektiert wird. Er ist laut Gleichung 3.6

$$r = \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} \tag{3.6}$$

Z_{01} bezeichnet die Schallkennimpedanz des Sendemediums und ist ebso wie Z_{02} (Schallkennimpedanz des Empfangsmediums) eine Materialgröße und wird durch das Verhältnis von Schalldruck p und Schallschnelle v einer freien Wellenausbreitung gebildet,siehe Gleichung 3.7(Allgemeine Formel zur Berechnung der Schallimpedanz)[11].

$$Z = \frac{p}{v} = \rho \cdot c \tag{3.7}$$

Die Schallkennimpedanz ist also der Wellenwiderstand, den die Schallwelle bei der Ausbreitung sieht (für ebene Wellen). Die *Schallkennimpedanz* Z_0 ist ausschließlich als Mediumsparameter zu betrachten.

Wie in Gleichung 3.7 angedeutet setzt sich die Schallkennimpedanz aus dem Produkt von Dichte und Ausbreitungsgeschwindigkeit des Materials für eine ebenen Welle zusammen.

Material	ρ in kg/m^3	c in m/s	Z_F in Ns/m^3
Luft (bei 0 °C)	1,2920	331,50	428,3
Wasser (bei 10 °C)	1.000	1.440	1.440.000
Stahl	ca. 7.850	ca. 6.000	ca. 45.000.000
Luft (bei 20 °C)	1,204	343,4	413,5
Wasser (bei 20 °C)	998,20	1.480	$1{,}480{*}10^6$

Abbildung 3.5: Liste einiger Schallkennimpedanzen für verscheidene Medien(Hier als Z_F gekennzeichnet) [25]

3.4.2 Schallfeldschwächung

Für die meistens nicht erwünschte Schwächung des Schallfelds bei Entfernung von der Schallquelle sind verschiedene Einflüsse verantwortlich.

Absorbtion

Aufgrund der Viskosität des Mediums, Wärmeleitung und Relaxationen kommt es zur Umwandlung von Schallenergie in andere Energieformen. Der Schallwelle wird somit Energie entzogen. Hierbei nimmt die Intensität exponentiell mit der Schichtdicke ab[21] :

$$I(x) = I_0 \cdot e^{\alpha \cdot x} \tag{3.8}$$

α ist hier der Absorbtionsgrad des durchdrungegnen Materials und x beschriebt die Tiefe der Schicht. I_0 ist die Quellintensität, die sich aus der Quell-Wirkleistung bezogen auf eine Fläche A ergibt (Gleichung 3.9) [11]

$$P = A \cdot p \cdot v \rightarrow I = \frac{P}{A} = p \cdot v \tag{3.9}$$

Reflexion und Transmission

Ist der Reflexionsfaktor (Gleichung 3.6) sehr hoch (fast 1)kann man von Totalreflexion sprechen. Hierbei wird die gesamte Welle, die auf eine schallharte Oberfläche (Die Schallimpedanz des Mediums sei viel größer als die der Luft bzw. des Quellmediums) reflektiert, also zurückgeschickt ohne in das schallharte Medium einzudringen(Abb. 3.6).

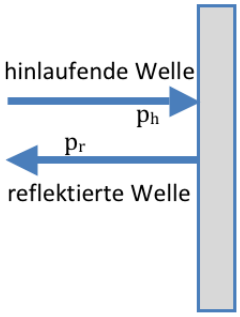


Abbildung 3.6: Totalreflexion

Bei einer Teilreflexion geht ein bestimmter Anteil der Schallenergie, welche durch das Medium 1 läuft in das Medium 2 über, man spricht von einer Transmission (Abb. 3.7)

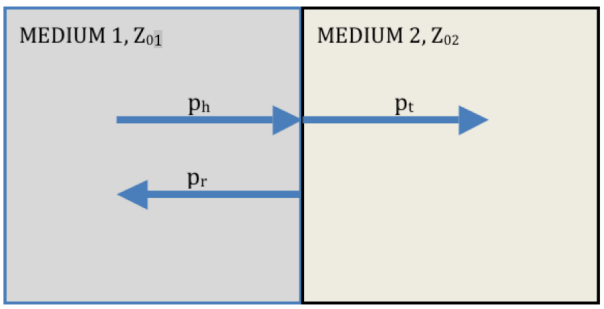


Abbildung 3.7: Teilreflexion und Transmission

In den oberen Abbildungen stehen die Schalldrücke p_x stellvertretend für die Energie des Schalls in den Medien. p_h und p_r stehen für hin und zurücklaufende Wellen und p_t für den durchgehenden, am Ende ankommenden Teil.

3.4.3 Koppelmedium

Um die Effektivität (d.h. zur Verkleinerung d. Reflexionsfaktors) des Ultraschallwandlers zu erhöhen, kann vor der Keramik eine sogenannte Anpassungsschicht angebracht werden, deren Impedanz zwischen der von Stahl und Piezo Material liegt. Dadurch handelt man sich zwar ein weiteres Medium in der Kette ein, und es kommt an 2 Materialgrenzflächen zu einer Reflexion aber der gesamte Reflexionsfaktor wird geringer [8] . Ein gutes Beispiel hierfür wäre das Ultraschall-Gel bei der Sonographie. Auch hier geschieht eine Impedanzanpassung um den Reflexionsfaktor zu verringern. Flüssigkeiten wie Wasser und Alkohole wären prinzipiell zwar geeignet; aufgrund ihrer Flüchtigkeit und niedrigen Viskosität sind sie aber sehr unpraktisch. Daher wurden spezielle Gele entwickelt die die Impedanz des Schallkopf der des Gewebes anpassen[5].

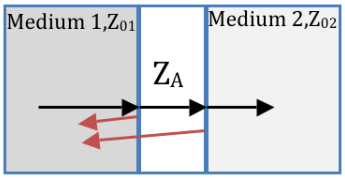


Abbildung 3.8: Akustische Verbindung zweier Medien mit Anpasschicht

Die schwarzen Pfeile in Abbildung 3.8 stellen den Teil der Schallenergie dar, der nicht reflektiert und die Medien passieren kann. Die roten Pfeile stehen für den zurückgeworfenen, reflektierten Teil.

Der gesamte Reflexionsfaktor r berechnet sich aus dem Produkt von r_{Z_{01}/Z_A} (Zwischen Medium 1 und der Anpassschicht) und $r_{Z_A/Z_{02}}$(Zwischen der Anpassschicht und dem Medium 2) und ist minimal, wenn Gleichung 3.10 erfüllt ist.

$$Z_{A_{min}} = \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{02}} \tag{3.10}$$

3.4.4 Ermittlung der Position des Fingers auf der Saite

Im folgenden wird ein Konzept zur Ermittlung der Position eines Fingers auf der Gitarrensaite vorgestellt.

Hierzu nehmen wir vorerst an, dass bereits ein Ultraschallsignal in die Saite eingeprägt ist d.h., dass die Kopplung an das Arbeitsmedium Stahl bereits geschehen ist. In Abb. 3.9 ist der prinzipielle Vorgang grafisch dargestellt. Die Quelle sendet ein kurzes definiertes Frequenzpaket (Burst)

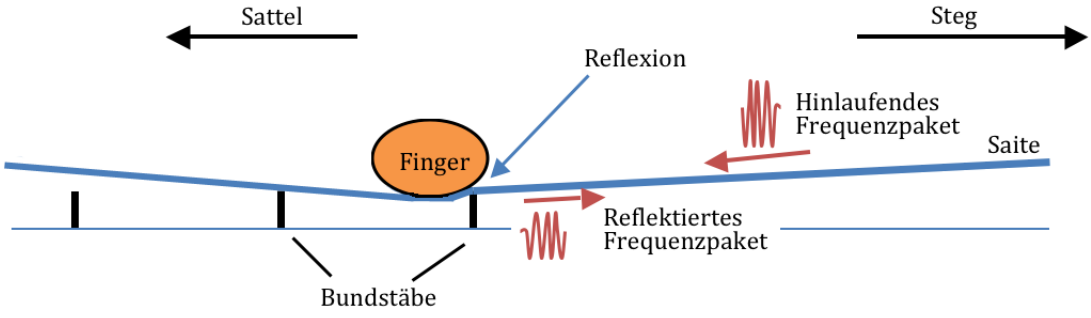


Abbildung 3.9: Schematische Darstellung der gewünschten Reflexion am Finger

aus. Dieses bewegt sich entlang der Saite mit der Schallausbreitungsgeschwindigkeit von Stahl c_S (ca. 6000 m/s, vgl. Abb 3.5) fort. Wenn die Saite vom Spieler bzw. dessen Finger niedergedrückt

wird knickt die Saite etwas am Bundstab. Dieser Knick stellt ein Hindernis in der Ausbreitungsrichtung des Schalls dar. Es kommt durch Reflexion und ein Teil des Frequenzpaket wird wieder zurück in Richtung seines Erzeugers geschickt. Dort wird das reflektierte Paket detektiert und in ein zeitliches Verhältnis zum ursprünglich erzeugten Signal gesetzt. Die Zeitdifferenz zwischen den Aussenden und Empfangen des Bursts gibt unter Kenntnis der Schallgeschwindigkeit die Position des Knicks in der Saite bzw. des Fingers wieder(Gleichung 3.11).

$$2 \cdot x_{gemessen} = t_{gemessen} \cdot c_S \rightarrow x_{gemessen} = \frac{t_{gemessen} \cdot c_S}{2} \tag{3.11}$$

Um eine Vorstellung zu bekommen um welche zeitlichen Größenordnungen es sich hier handelt sei ein Beispiel angeführt. Der zu bestimmende Bund einer Gitarre sei $30cm$ vom Sender/Empfänger entfernt, also liegt in der Mitte des Griffbretts. Die zu ermittelte Zeit liegt hier laut Gleichung 3.11 bei $0.1ms$ also $100\mu s$. Gehe man weiter und lote die Grenzen aus, sprich man ermittle die maximale und minimale Zeit die das Signal auf dem Gitarrengriffbrett brauchen kann, käme man auf einen zeitlichen Messbereich von $63\mu s$ bis $217\mu s$ [1]. Folglich muss der μC, die Zeitdifferenz in diesem Bereich relativ genau erfassen können.

3.5 Versuch der praktischen Umsetzung

Um die theoretische Möglichkeit der Erfassung der Griffposition zu validieren, wurde der Versuch unternommen eine die Gitarre mit Ultraschall auszurüsten. Es sollte sich dabei nur um einen rudimentären Test der Funktion unseres Gedankenkonzepts handeln, daher wurde nur eine Saite getestet anstatt alle 6 Saiten unsere Test-Gitarre mit Piezos auszustatten. Nach einigen Versuchen mit den Piezoplatten von handelsüblichen Ultraschall-Sendern, die für die Übertragung in Luft entwickelt sind (siehe Abb. 3.4(a)) und von denen die Membran entfernt worden ist, wurde klar, dass diese nicht für unsere Zwecke geeignet sind, da es uns nie gut gelungen ist ein Ultraschallsignal in die Saite einzuprägen. Trotzdem konnten wir diverse Schlüsse über Piezos und deren Eigenschaften ziehen. Laut dem Datenblatt eines 400ST-R160 ETC [23] hat ein Ultraschallsender, der auf piezoelektrischer Basis arbeitet, eine Resonanzfrequenz an der der maximale Schalldruckpegel erzeugt wird, bzw. die maximale Ausdehnung des Kristallgitters erfolgt (Abbildung 3.10).

Des weiteren sei erwähnt, dass Ultraschallsensoren eine typische Richtcharackteristik in Luft

[1] Gitarre: Ibanez GSA 20, Abstand Sattel-Steg: 65cm; Abstand höchster Bund-Steg: 19cm

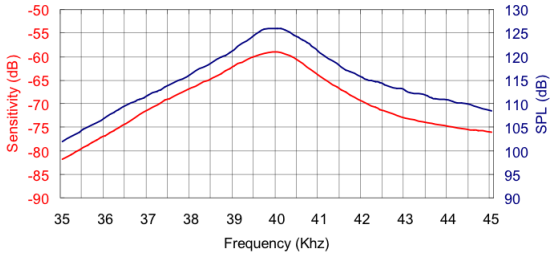


Abbildung 3.10: SPL eine Ultraschallsenders in Abhängigkeit von der Erregerfrequenz

aufweißen, was uns für spätere Anwendungen von nutzen sein wird.

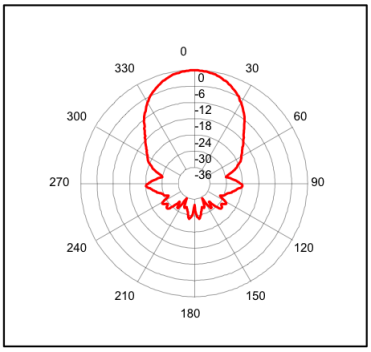


Abbildung 3.11: Typische Richtcharackteristik eines US-Wandlers

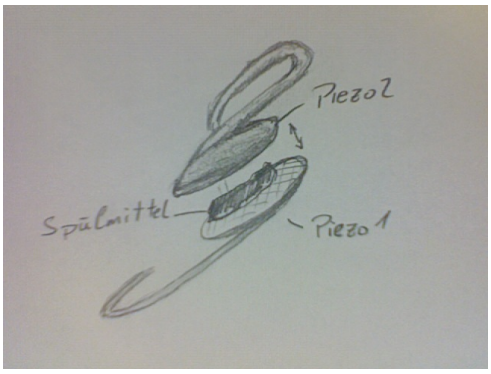
In Abbildung 3.10 ist zu erkennen, dass die Resonanz im Bereich von 40 kHz liegt. Daraus lässt sich ableiten, dass für die Aussendung von einer Periode eine Zeit von $1/40kHz = 25\mu s$ notwendig ist. Referenziert man aber auf die Abschätzung in Punkt 2.4.4 so können im schlechtesten Fall nicht einmal 2 Perioden ausgesandt werden, bis die Reflexion wieder am Sendeort angelangt ist. Es ist daher sinnvoller einen Wandler mit höherer Frequenz zu verwenden. Der in Abbildung 3.12 gezeigte Piezotonabnehmer wird normalerweise für die Abnahme von Instrumente etc. im Hörebereich (20Hz-20kHz) verwendet.

Dieser Tonabnehmer wurde auf seine Eigenschaften geprüft, indem man 2 Stück miteinander mechanisch verbunden hat (Abb. 3.13(a)). Als Anpassung der akustischen Impedanzen hat sich handelsübliches Spülmittel als geeignet herrausgestellt, da es annähernd die Schallkennimpedanz von Wasser aufweißt ($Z_{Wasser} >> Z_{Luft}$, siehe Tabelle 3.5).

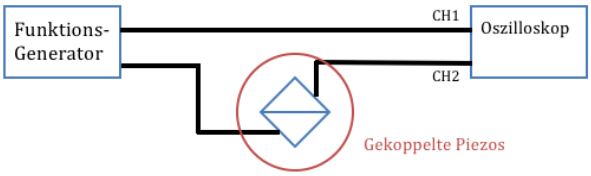
Mit Hilfe des Messaufbaus 3.13(b) wurde die Übertragungskennlinie aufgenommen um die Resonanzfrequenz des Piezos herauszufinden.

Der rot gekennzeichnete Wert der Tabelle 3.14(a) stellt das Maximum der Messung dar. Im Frequenzgang ist dieses deutlich zu erkennen. Weiters stützt dieser Frequenzgang die These, dass Piezos ein ein deutliches Maximum bei deren Resonanzfrequenz besitzen.

Abbildung 3.12: Harley Benton Piezo Tonabnehmer



(a) Skizze der Kopplung der Piezos



(b) Schaltplan

Abbildung 3.13: Messaufbau zur Erfassung der Eigenschaften der HB-T Piezos

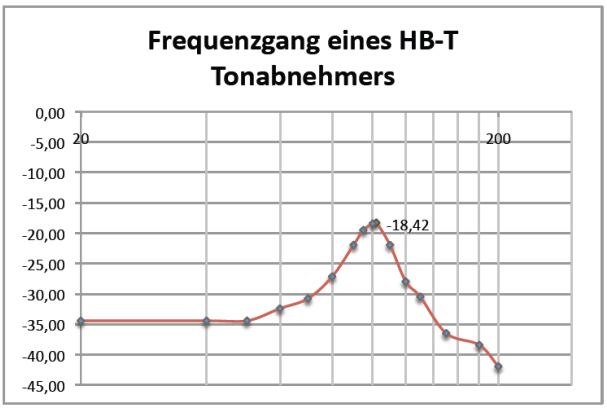
Aus dieser Kenntnis wurde der Versuch unternommen, ein Ultraschallsignal über eine Saite der Testgitarre (Abb. 3.15) zu schicken.

Auf dieser Gitarre wurden alle Saiten bis auf die Messsaite entfernt und die Piezosensorik angebracht. Um den Problemen des Mediumwechsels von Piezo auf Luft auf Stahl aus dem Weg zu gehen, wurden die Wandler mit einem Lötpunkt fix an der Saite befestigt.

In diesem Versuchsaufbau sollte Grundsätzlich die “Leitung “des Ultraschalls in der Gitarrensaite gezeigt werden. In der Theoretischen Betrachtung im Punkt 2.4.4 wird nur von einem Wandler, der Sender und Empfänger darstellt gesprochen. Hier handelt es sich aber um die rudimentäre Erprobung der Möglichkeiten, daher werden 2 Wandler verwendet, wobei einer Sender und der andere Empfänger ist.

f/kHZ	Ua/mVp	A/dB
20	95	-34,42
40	95	-34,42
50	95	-34,42
60	120	-32,40
70	145	-30,75
80	220	-27,13
90	400	-21,94
95	530	-19,49
100	600	-18,42
102	610	-18,27
110	400	-21,94
120	200	-27,96
130	150	-30,46
150	75	-36,48
180	60	-38,42
200	40	-41,94

(a) Tabelle der Messwerte der Schalltung 3.13(b) mit einer Sinusförmigen Eingangspannung von 5 Vp



(b) Messaufbau

Abbildung 3.14: Aufnahme der Piezokennlinie

Abbildung 3.15: Modifizierte Testgitarre des Typs Ibanez GRX 40

Messung der Versuchsanordnung

Um das Übertragungsverhalten der Saite zu bestimmen wurde der Sender am Steg der Gitarre (Abb. 3.16(b)) mit der in Tabelle 3.14(a) bestimmten Resonanzfrequenz angeregt (Sinus 101kHz, 6Vpp).

(a) Piezo am Hals der Gitarre

(b) Piezo am Steg der Gitarre

Abbildung 3.16: Mechanische Fixierung der Wandler mittels Lötpunkten

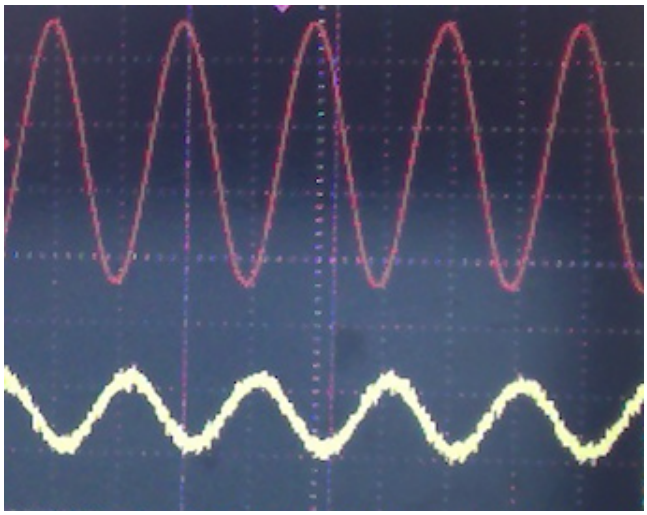


Abbildung 3.17: Bildschirmfoto des Oszilloskop, Channel 1 (rot) Eingangssignal, Channel 2 (gelb) Empfangenes Signal am Piezo am Hals

Das deutlich geschwächte Ausgangssignal ist klar zu erkennen (Sinus, 2mVpp), das heißt, dass die, durch den 1. Piezo erzeugte Schallwelle durch den Stahl hindurch treten und einen Ausschlag am 2. Piezo erzeugen kann. Um Laufzeiten festzustellen, ist das Sinussignal jedoch sehr ungeeignet, da man nicht weiß um wieviele Perioden es sich verschoben hat d.h. man kann nur die Phasenlage jedoch nicht den absoluten Zeitunterschied feststellen.
Um dieses Problem zu vermeiden wurde sich eines kurzen Pulses bedient. Es wird ein kurzer Puls(ca. $10\mu s$) geschickt, der Piezo sollte mit seiner Resonanzfrequenz schwingen und dieses Paket von Schwingungen soll am Ausgang detektiert werden. Die Zeit zwischen Aussendung und Detektion entspräche der Laufzeit im Stahl.

Deutlich sind in Abbildung 3.18 die Spitzen beim Umschalten des Pegels erkennbar. Das Problem dabei stellt die Herkunft der Spitzen dar. Diese sind nicht akustisch über den Stahlleiter

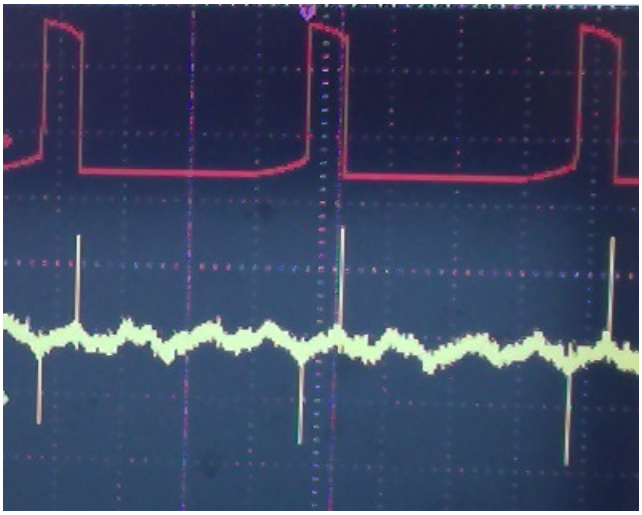


Abbildung 3.18: Puls am Eingang und Übersprechen am Ausgang: zeigt die Übertragung eines Pulses bzw. den Eingangspuls (rot, Pulsdauer : 5μs,Frequenz: 25kHz, Periodendauer : 40μs) und den Ausgang.

geleitet worden, sondern stammen vom elektrischen Übersprechen der Zuleitung auf den Ausgang. Aus diesem Grund ist es nicht möglich validierte Aussagen auf die Signalverzögerung in der Gitarrensaite zu treffen, denn diese fungiert störend als Antenne, was die Detektion eines Echos, das von einem Puls her entsteht sehr erschwert. Das die Saite als elektromagnetischer Strahlungsfänger wirkt, lässt sich anhand des Schirmbilds in Abbildung 3.19 zeigen. Für Testzwecke wurde hier nämlich der Messeingang, an dem vorher der Piezo am Gitarrenhals hing, entfernt und durch eine Stahlsaite ersetzt, die in der Nähe des Messaufbaus platziert wurde.

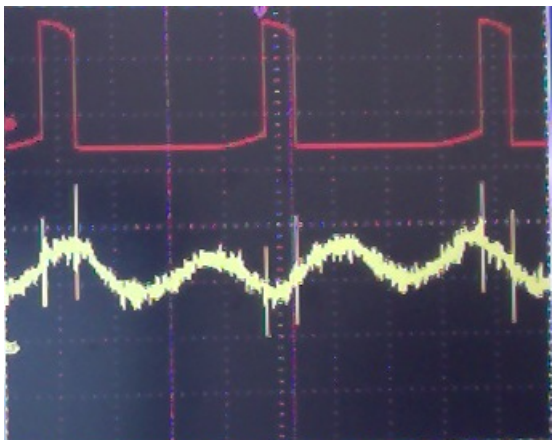


Abbildung 3.19: Übersprechen ohne akustischen oder elektrischen Kontakt zum Sendewandler. Eingang: rot

Auch hier sind die Schaltspitzen trotz der elektrischen Entkoppelung eindeutig zu erkennen. Um diesen Phänomenen Herr zu werden müsste man das Signal so filtern das nur noch die Resonanzfrequenz voll gewichtet ist und um die Information des Abstandes aus der Laufzeit

zu bekommen würde diese Methode der Bestimmung der Position auf der Saite eine intensive Signalaufbereitung und Verarbeitung mit sich ziehen und ist daher für unser Vorhaben, dem Bau eines realtiv einfachen und kostengünstigen Gitarrencontrollers aufgrund des hohen Aufwandes nicht geeignet.

4

Ermittlung der Fingerposition über direkte Diskretisierung der Gitarrenmensur unter Nutzung der vorhandenen Bundstäbe

4.1 Idee

Die Verkürzung der Saite (um laut 2.1 die gewünschte Tonhöhe zu erzeugen) geschieht über Niederdrücken dieser gegen das Griffbrett und damit an Bundstäbchen (außer bei fretless-Varianten der Gitarre), die die Gitarrenmensur in Halbtonintervalle unterteilen- dies in gleichstufiger Art und Weise, sodass die alle 12 Halbtöne einer Oktav die gleichen Frequenzverhältnisse aufweisen:

$$\frac{l_P}{l_0} = (1-c)^P \tag{4.1}$$

[25]

In 4.1 entsprechen l_P der Saitenlänge bis zur gewünschten Position (P für die Anzahl der Bünde

bis zu dieser, wobei die Zählung beim Sattel beginnt), l_0 der Gesamtsaitenlänge und c für die Position des ersten Bundes.

Das Vorhandensein dieser Bundstäbchen soll zur Bestimmung der Position des Fingers auf dem Griffbrett genutzt werden: An alle sechs Saiten wird abwechselnd eine Spannung angelegt, in weiterer Folge ist somit bei einer Spannungsmessung durch den Zeitpunkt der Messung gleichzeitig die gedrückte Saite definiert. Dafür müssen die Saiten am Steg und die Stimmechaniken isoliert werden, da dieser aus Metall besteht und leitend ist. Die Bundstäbchen werden an die Eingänge eines Microcontrollers angeschlossen und durch Drücken der Saite kann so für jeden Bund eine Ein/Aus-Information ermittelt werden- alle Bünde bis auf die zwei, zwischen denen mit dem Finger Druck auf die Saite ausgeübt wird liefern 0, die „gewählten“ Bünde schließen den Stromkreis, eine Spannung am fällt an den Eingangswiderständen des Mikrocontrollers ab- was einer digitalen 1 gleichzusetzen ist. Da die Saite immer zwischen dem dem Steg näher liegenden Bund und dem Steg zur schwingt wird nur dieser Bund zur Tonhöhenbestimmung herangezogen. Durch dieses System und das vorher erwähnte Multiplexing können die Positionen der Töne auf dem Griffbrett als eine 6x22 Matrix angesehen werden- es ergibt sich für jede Position ein eindeutiger Wert.

4.2 Praktische Umsetzung

4.2.1 Hardware

Es wurde ein Kanal auf der Rückseite des Griffbrettes eingeschliffen, um für die Leitungen von den Bundstäbchen zum Controller Platz zu bieten. An den Stellen der Bünde wurde der Kanal mit diesen verbunden und die Steuerleitungen wurden auf die freigelgte Rückseite der Bünde gelötet. Die Funktionstüchtigkeit eines jeden Kontaktes wurde durch eine Widerstandsmessung zwischen Saite und dem microcontrollerseitigen Ende der Leitungen bei gedrücktem und nicht gedrücktem Zustand der Saite kontrolliert. Nachdem alle Kontakte gelötet und kontrolliert waren wurde der Leitungskanal mit einem Klebeband versiegelt und die Steuerleitungen mit Pull-Down Widerständen an eine Platine gelötet. Die Pull-Down Widerstände liegen zwischen dem Eingang und der Masse und dienen dazu, dass bei gedrücktem Bund der Eingang des Mikrocontrollers eine logische 1 erhält. Ist kein Bund gedrückt „zieht“ dieser Widerstand den Eingang auf Massepotential.

Aus den Widerstandsmessungen ergab sich für die nicht gedrückte Saite wie zu erwarten ein Leerlauf: $R = \infty$. Bei Drücken der Saite konnte der Stromkreis geschlossen werden und es ergab

sich eine Serienschaltung des Widerstandes der Saite und dem der Leitungen, die beide sehr klein sind (bei der Messung ergab sich $R_{Saite} + R_{Leitung} \approx 0\Omega$).

Abbildung 4.1: Kanal und gelötete Kontakte

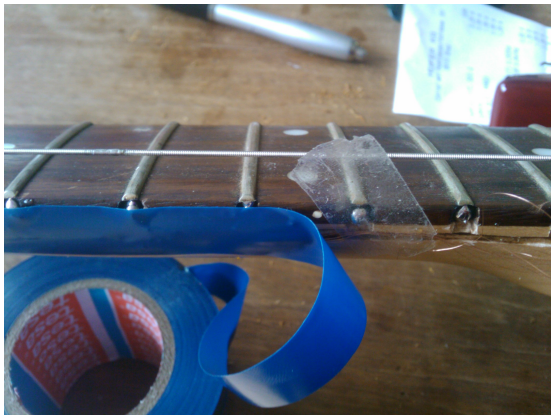


Abbildung 4.2: Anbringen des Klebebandes

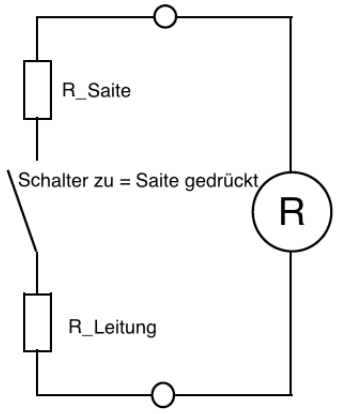


Abbildung 4.3: Messschaltung zum Überprüfen der Kontakte (schematisch für einen Bund)

4.3 Nebeneinander liegende Bünde

Als Problem bei der Tonhöhenbestimmung ergaben sich gleichzeitig gegriffene Intervalltöne, deren Positonen sich auf dem Griffbrett auf nebeneinander liegenden Bünden befinden:
Wie in Abb. 4.4 zu sehen ergibt sich durch gleichzeitiges berühren eines Bundstäbchens von zwei Saiten ein Kurzschluss, der bewirkt, dass (gemäß unserem Algorithmus) der höhere Bund aufgenommen wird, die Spannung am niedrigeren Bund wird hinfällig- beispielsweise wird also aus einer gegriffenen großen Terz eine reine Quart (unter der Annahme einer Standardstimmung).

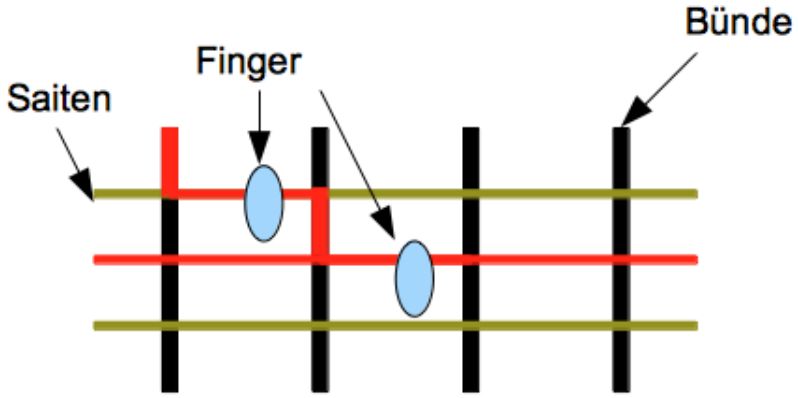


Abbildung 4.4: Weg der Fehlerspannung (rot)

Für dieses Problem wurden folgende Lösungsansätze diskutiert:

1. Algorithmisch war dem Problem nicht beizukommen- mehrere Griffmuster (z.B. verminderte Quint und große Terz) ergeben den gleichen Input im Programm- sie sind nicht zu unterscheiden.

2. Die Möglichkeit von Frequenz- oder Amplitudenmultiplex (für jede Saite eine zugeteilte Frequenz oder Amplitude) musste aufgrund der Tatsache ausgeschlossen werden, da durch den Kurzschluss ebenfalls keine Identifikation der richtigen Saite möglich ist (das Problem bleibt erhalten!).

3. Hardwaretechnisch wäre es möglich die Bundstäbchen mit Widerständen zu unterteilen, wobei hier zumindest 18 verschiedene Widerstände benötigt werden würden um das Problem zu beseitigen (bei drei nebeneinander liegenden Bünden sollte sich zwischen jeder Saite ein anderer Widerstand befinden- $6 * 3 = 18$).

4.4 Fazit

Diese Möglichkeit der Positionsmessung funktioniert auf Hardwareebene im monophonen Betrieb, um eine fehlerfreie polyphone Steuerung zu ermöglichen, wäre jedoch ein großer Arbeits- und damit Zeitaufwand zu tätigen- Da sich jedoch die Messung per Ultraschall als gar nicht durchführbar erwiesen hat, werden die eingeschränkten Möglichkeiten bezüglich der Polyphonie akzeptiert und für diesen Versuch damit weitergearbeitet.

5

Ermittlung der angeschlagenen Saite

Da nun das Prinzip zur Ermittlung der gewählten Bünde geklärt wurde, muss auch evaluiert werden, welche Saite per Anschlag ausgewählt wird. Die zu Verfügung stehenden Methoden wurden bereits in der Einleitung erwähnt, bevor auf prinzipielle Eigenschaften der am Anschlag und seiner Abnahme beteiligten Komponenten eingegangen wird, sollen sie jedoch noch einmal grundlegend erklärt und verglichen werden, praktische Versuche zu den einzelnen Herangehensweisen werden später, falls durchgeführt, beschrieben.

Transientenerkennung über Lautstärke oder Filter

Die erste Entscheidung, die zu treffen war, war, mit welchem Tool die Anschlagerkennung durchgeführt werden soll, also ob hierfür der Microcontroller verwendet werden sollte oder ob man diese Operation mit Pure Data am Computer durchführt. Diese Fragestellung impliziert sogleich, ob man den Anschlag anhand einer

1. Lautstärkeanalyse (Detektion eines Amplitudenmaximums am Eingang) oder eine
2. Transientensuche durch überprüfen auf bestimmte spektrale Merkmale

versucht zu finden. Die Entscheidung für die zweite Variante schließt (in unserem Fall aufgrund begrenzter zeitlicher Ressourcen zur Softwareentwicklung) den Mikrocontroller aus, während die Lautstärkeanalyse durchaus auf dem Microcontroller (mit angemessenem Aufwand) durchzuführen wäre. Ein Überprüfen auf Transienten wäre wiederum mit Pure Data notwendig und es wäre sicher aufwendiger. Wir entschieden uns für die Umsetzung per Lautstärkeerkennung, da wir möglichst unabhängig von Software sein wollen und möglichst viel direkt am Mikrocontroller umgesetzt werden soll:
Der Amplitudenverlauf des gleichgerichteten Gitarrensignals soll abgetastet werden und bei Erkennung eines Anstiegs der Amplitude auf einen Abfall der Amplitude gewartet werden- wird dieser detektiert, muss sich zwischen Anstieg und Abfall ein Maximum der Lautstärke befunden haben, dieses wird als Anschlag interpretiert.

Tonabnahme

Des weiteren muss entschieden werden, welche Art der Tonabnahme gewählt wird. Folgende Methoden wurden in Betracht gezogen:

1. magnetischer Tonabnehmer: normal (mit einem standardmäßig eingebauten Pickup)
2. magnetischer Tonabnehmer: hexaphonisch
3. Piezotonabnehmer: hexaphonisch
4. Inverser magnetischer Tonabnehmer: hexaphonisch

Bis auf die Versuche mit einem normalen Standardpickup beruhen alle anderen Prinzipien auf der Verwendung eines hexaphonischen Tonabnehmers, d.h. jede Saite wird getrennt abgenommen. Für alle vier Varianten bis auf Nr. 1 sind allle zwei erwähnten Varianten der Anschlagdetektion möglich.

5.1 Der magnetische Pickup

Die Tonabnahme bei der E-Gitarre basiert auf dem Prinzip der Induktion. Die Saite schwingt bei dem von uns für Versuche verwendeten Pickup in einem Magnetfeld. Dieses entsteht durch zwei Balkenmagnete, welche W6 Weicheisenstäbe magnetisieren. Der Aufbau ist mit einem Kupferlackdraht umwickelt, an dessen Enden die induzierte Spannung abgegriffen wird.

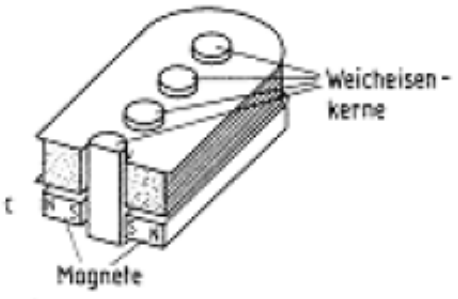


Abbildung 5.1: Querschnitt eines Pickups wie wir ihn für unsere Versuche zur Verfügung hatten[14]

5.1.1 Induktionsprinzip

Das Induktionsgesetz begegnet uns im Pickup von E-Gitarren, ist aber in weiterer Folge auch für unsere Anschlagerkennung wichtig und wird daher an dieser Stelle angeführt.
Man Unterscheidet zwei Typen der Induktion:

1. die Bewegungsinduktion
2. die Ruheinduktion

Bei der Bewegungsinduktion wird eine Leiterschleife in ein statisches Magnetfeld eingebracht und dort bewegt. Gemäß der Gleichung

$$u_{ind} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = \frac{d\Phi}{dt} [20] \tag{5.1}$$

muss mit $\Phi = \vec{B} * \vec{A}$ (wobei Φ... magnetischer Fluss, $\vec{B}$... Magnetfeld und $\vec{A}$... vom Magnetfeld durchdrungene Leiterfläche) eine Ladungstrennung entstehen und so eine Spannung u_{ind} induziert werden. Bei der Ruheinduktion ist die Leiterschleife in ihrer Position unveränderlich, das Magnetfeld ändert sich jedoch und so wird ebenfalls eine Änderung von Φ erreicht.

5.1.2 Induktion beim Pickup

Bei der Gitarre wird das Indukrionsprinzip wiefolgt genutzt:
Der Stabmagnet erzeutgt ein statisches Magnetfeld. Da die E-Gitarrensaite aus einem Ferromagnetischen Material besteht, verursacht das schwingen dieser Saite eine Änderung des Magnetfeldes und damit einen Stromfluss im den Magneten umwickelnden Kupferlackdraht, der die Leiterschleife darstellt. Die Größe der induzierten Spannung wird gemäß der Formel $u_{ind} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = \frac{d\Phi}{dt}$ von der Schnelle der Saite, und nicht ihrer Auslekung bestimmt. Sie ist außerdem noch abhän-

gig von der Windungsanzahl, der Stärke des Magneten und dem Abstand zwischen Saite und Magnetpol- wobei hier berücksichtigt werden muss, dass das Magnetfeld die Schwingung der Saite nicht stören darf- d.h. bei gegebener Magnetfeldstärke gibt es einen minimalen Saitenabstand, der nicht unterschritten werden darf, um die Störungsfreiheit zu gewährleisten (d.h. die freie Schwingung der Saite nicht durch den Magneten beeinflusst wird). Der Zusammenhang zwischen dem magnetischen Fluss und dem Saitenabstand zum Magnetpol ist außerdem nicht-linear. Daher kommt es zur Ausbildung von neuen Obertönen.

5.1.3 Eigenschaften des Pickups

Für den Versuch, die angeschlagene Saite aus dem Ausgangssignal eines gebräuchlichen Pickup heraus zu identifizieren ist eine Betrachtung der klanglichen Eigenheiten eines Pickups von Interesse. Typische Ausgangsspannungen eines Pickups liegen im Bereich von $100mV$ bis $1V$ [14]. Die Spule muss mit ihren Eigenschaften als ausschlaggebend für das resultierende Klangbild angesehen werden. Elektrisch betrachtet ergeben die Wicklungen des Pickups ein induktives Element mit den klassischen Parametern Windungszahl, Geometrie und Permabilität des Magneten. Außerdem spielen natürlich die bereits erwähnten nicht-linearen Verzerrungen eine Rolle in der Klangfarbe. Das elektrische Ersatzschaltbild eines Pickups, der wie in Abb. 5.1 dargestellt ausgeführt ist, ergibt sich folgendermaßen:

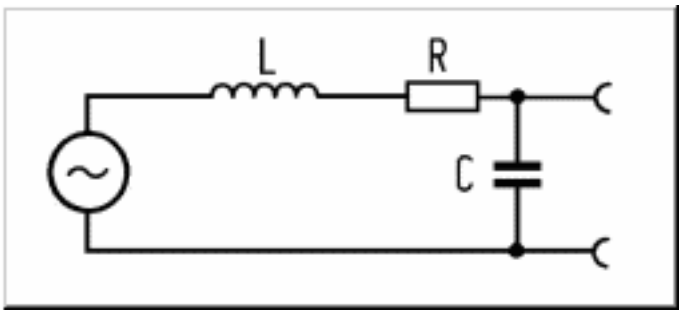


Abbildung 5.2: elektrisches Ersatzschaltbild eines Pickups [14]

Wobei die verschiedenen Bauteile folgenden Bestandteilen entsprechen:

- Die Spannungsquelle entspricht der von der Saite induzierten Spannung.
- Die Induktivität L entspricht der durch die Wicklungen entstehenden Spule, deren Wert durch ihre Windungen bestimmt wird. Nach [20] gilt $L = \frac{N*\Phi}{I}$. Mit N = Windungsanzahl, Φ = der magnetische Fluss und I = der die Wicklung durchlaufende Strom. Übliche Werte liegen bei ca. $L = 1 - 6H$ für einen Low-Output Pickup bis zu $L = 9H$ bei einem

Humbucker.[14]

- Der Ohmsche Anteil R entsteht durch den Wirkwiderstand des gewickelten Drahtes, er nimmt meist Werte um $10k\Omega$ an. [14]
- Die Kapazität C stellt die Drahtwindungen und Kabelverbindungen dar.

Aus dem Schaltbild in 5.2 ist ersichtlich, dass es sich um ein Resonanzfilter handelt- es ergibt sich also kein lineares Ausgangssignal- es muss also zu einer Grenzfrequenz f_g kommen, bei der das Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsspannung auf die Hälfte abgefallen ist (entspricht einem Spannungsabfall von $-3dB$). Außerdem handelt es sich hierbei natürlich um einen Schwingkreis, es muss also auch eine Resonanzfrequenz f_0 geben, die sich über die Formel $f_0 = \frac{1}{2*\pi*\sqrt{L*C}}$ errechnet. Diese beiden Frequenzen formen das Übertragungsverhalten des Pickups entscheidend und sind daher seine wichtigsten Charakteristika.

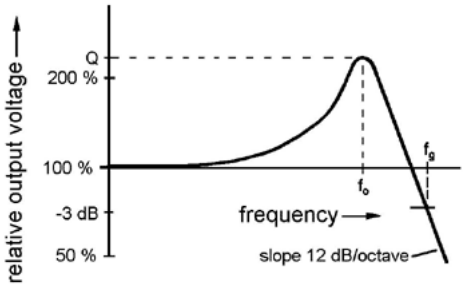


Abbildung 5.3: Frequenzgang eines Pickups [3]

5.1.4 spezielle Bauarten des Pickups

Neben den bereits erwähnten Bauarten des Pickups in Form von auf dem Induktionsprinzip basierenden Typen und Piezotonabnehmern gibt es noch den sogenannte Lightwave-Pickup bei dem sich die Saite im Strahlengang zwischen einer LED und einer Fotodiode befindet. In diesem Fall ist das Primärsignal proportional zur Auslenkung der Saite und nicht zur Schnelle. Dieses Prinzip ist jedoch nur für Saiten einer Bassgitarre anzuwenden, da die dünnen Gitarrensaiten hierfür zu schmal sind.[14]

5.2 Die Saite

Klangerzeuger der Gitarre sind die Saiten. Damit eine Saite schwingen kann, muss sie gespannt werden. Wird die so angebrachte Saite gezupft, angeschlagen oder gestrichen, wird sie deformiert- dies breitet sich auf der Saite aus und wird an den Enden (dort wo die Saite eingespannt ist) reflektiert. Die Wellen überlagern sich und es entsteht eine stehende Welle. Diese stehende Welle setzt sich aus der Grundschwingung und, zufolge der Knotenbidung, den Oberschwingungen mit ganzzahligen Frequenzverhältnissen zusammen (unter Annahme einer idealen Saite). Sämtliche Teilschwingungen unterscheiden sich in ihren Schwingungsdauern, was bei Gitarrensaiten ein wichtiges Qualitätsmerkmal ausmacht: verschwindet die Grundschwingung noch vor den Teilschwingungen spricht man von einem schlechten Ton.

Wichtiges Merkmal der Saitenschwingung ist ihr Einschwingvorgang- erst einige Zeit nach dem

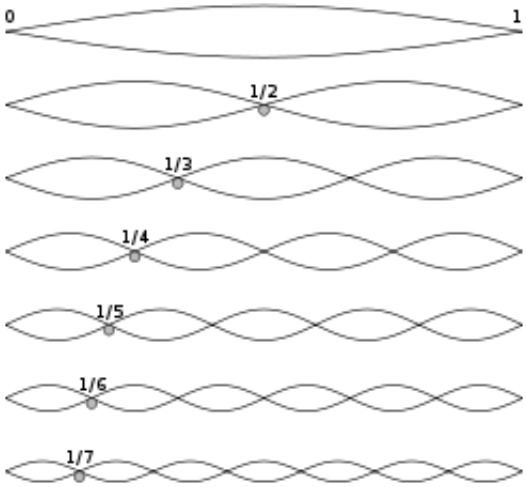


Abbildung 5.4: Grund- und Oberschwingungen der Saite

Erregen der Saite (in unserem Fall durch Anschlag) erreicht die Saite den sogenannten eingeschwungenen Zustand. Üblicherweise wird die Dauer des Einschwingvorgangs, die Einschwingzeit als Dauer definiert, die der Schwingkörper benötigt um von seinem Endwert nicht mehr mehr als $+/-10\%$ abzuweichen, theoretisch jedoch ist der Einschwingvorgang nie beendet. Im Zuge des Einschwingvorgangs treten *Transienten* auf. Der Einschwingvorgang und die Transienten sind maßgeblich für Instrumentenspezifische Eigenschaften und können als *Fingerabdruck* gesehen werden- durch sie werden Klänge meist erst identifizierbar.

Transienten sind Teile eines Signals, die sich nicht als endliche Summe von Grundschwingungen erklären lassen. Sie treten als impulshafte, meist höherfrequente steile Signalanteile auf. Sie treten als instationäre Schwingungen auf, bevor sich ein System eingeschwungen hat. Am Beispiel der

Gitarre ist besonders gut zu erkennen, wie solche Anteile entstehen: Wird eine Saite gezupft oder angeschlagen, geht die Saite daraufhin erst in eine Schwingung über. Der Anregungszeitpunkt ist somit theoretisch durch das Auftreten von Transienten detektierbar. Versuche hierzu werden unter Punkt 4.3.2 geschildert.
Es gibt eine Vielzahl von Möglichkeiten für Unterschiede im Schwingungsverhalten von Gitarrensaiten untereinander. Am augenscheinlichsten erscheinen vielleicht die verschiedenen Durchmesser, den ein kompletter Saitensatz aufweist [14] 5.1. Außerdem werden die tiefsten drei Saiten

Ton	$f[Hz]$	$d[mm]$
E	82,4	1,143
A	110,0	0,914
d	146,8	0,660
g	196,0	0,407
h	246,9	0,330
e1	329,6	0,254

Tabelle 5.1: Saitendurchmesser des Versuchsobjekts mit üblicher Grundfrequenz und Tonhöhe

mit einer Umwicklung ausgeführt. Dies hat folgende Auswirkungen:

1. Die Umwicklung der Saiten kann Unregelmäßigkeiten aufweisen
2. Die Saiten sind ungleichmäßig verschmutzt oder oxidiert

Alles also Gründe, warum sich die Saiten in ihrem Einschwingverhalten unterscheiden und so eventuell Anhaltspunkte zur Unterscheidung bieten.

5.3 Versuchsreihen

5.3.1 Magnetischer Pickup: ohne Modifikation

Als erstes wurde versucht (mit Bezug auf die zuvor geschilderten Unregelmäßigkeiten und somit Unterschiede, die Saiten in ihrem Schwingungsverhalten aufweisen könnten), ohne eine spezielle Bauform des Tonabnehmers auszukommen, um zu versuchen, nur aus den saiteneigenen Schwingungseigenschaften zu eruieren welche Saite angeschlagen wurde. Dies wurde versucht mit PD unter Nutzung des Bonk Objekts umzusetzen. Als Vorbereitung zu den Versuchen wurde jeder Bund jeder Saite als Wave-File (.wav) aufgenommen und als Erstes eine grundliegende Untersuchung der Spektralen Eigenschaften jeder Position mithilfe von Matlab durchgeführt. Hier sei in Abb. 5.5 und Abb. 5.6 als Beispiel das Spektrum der leeren D Saite und A-Saite angeführt. Wie

leicht ersichtlich, sind (bis auf die Grundfrequenzen) nicht sehr viele Unterschiede auszumachen- was deutlich macht, dass es ohne modifizierten Pickup kaum möglich ist, die einzelnen Saiten zu unterscheiden. Trotzdem wurden mit Pure Data Versuche unternommen über abspeicherbare Templates mithilfe des Objekts *Bonk* die gewünschte Information zu erhalten.

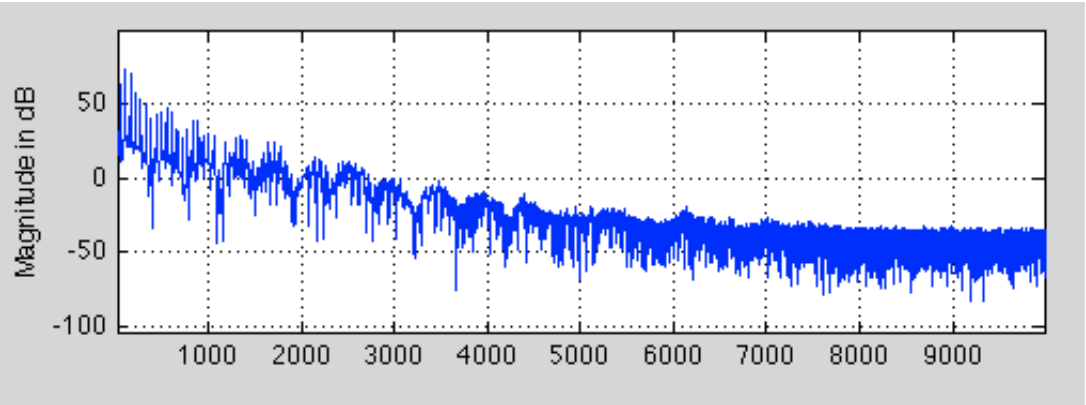


Abbildung 5.5: Spektrum der leeren A-Saite

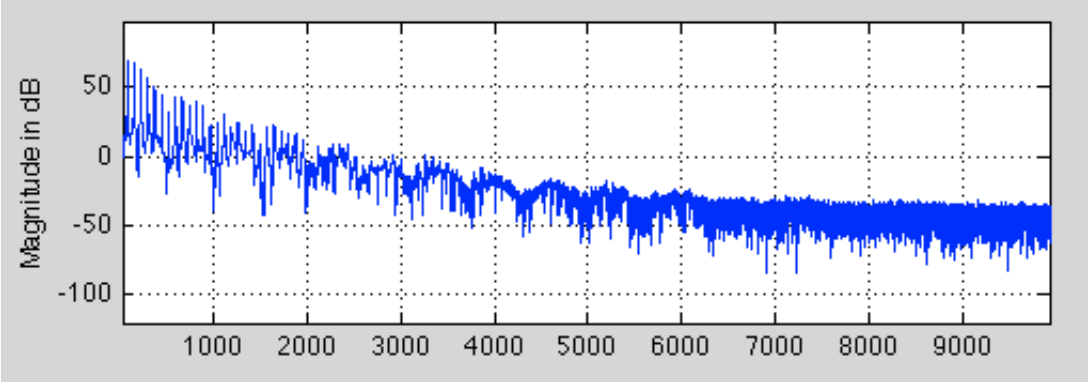


Abbildung 5.6: Spektrum der leeren D-Saite

5.3.2 Bonk

Das Objekt *Bonk* kann zur Hilfe genommen werde, um Attacks in einem Audiosignal zu detektieren. Hierfür wird die spektrale Einhüllende des Inputsignals auf unregelmäßigkeiten (starke, schnelle Änderungen im Spektrum) überprüft. Optional gibt es die Möglichkeit Sound-templates zu erstellen, diese in einem Template-File abzuspeichern und dann mit dem zu prüfenden Signal zu vergleichen. In der PD-Dokumentation wird diese Art und Weise der Detektion von Anschlägen als eher unverlässlich beschrieben (zur grundsätzlichen Unterscheidung zwischen zwei Instrumenten jedoch durchaus dienlich, wie im Versuch festgestellt werden konnte).

Bonk unterteilt das einkommende Signal in elf Frequenzbänder, deren Amplituden gemessen werden. Am ersten Ausgang des Objekts liegen diese dann in Form einer Liste an. Der zweite Output wird mit *cooked Output* betitelt- er liefert lediglich eine Instrumentennummer und eine Anschlagstärke (*velocity*). Die Velocity errechnet sich wiefolgt:

$$v = \frac{1}{100} * \sum_{b=1}^{11} \sqrt{A_b} \tag{5.2}$$

Mit v = velocity, b = Nummer des Frequenzbandes, A_b = Amplitude des jeweiligen Bandes. Mit 1/100 wird die Velocity normiert um bei einem Wert 100 als Velocity 1 zu erhalten.

Parameter

Grundlegende einzustellende Parameter bei *Bonk* (ausschließlich die Analyse des Signals betreffend, Ausgabeparameter werden hier ignoriert) sind:

- thresh
- mask
- attack frames
- minvel
- useloudness

Der Parameter *thresh* beinhaltet zwei Argumente: Einen *low*- und einen *high*-Threshold. Um einen Attack zu erkennen muss das eingehende Signal zuerst über den *high*-Threshold ansteigen und danach wieder unter den *low*-Threshold fallen.
Bei *mask* wird berücksichtigt, in welchem Verhältnis der derzeitige Energiegehalt in einem Frequenzband zum darauffolgenden steht. Argumente sind die Anzahl der Analyseperioden, in denen eine vollständige Maskierung des vorherigen Energiegehalts auftritt und um wieviel die Maskierung danach pro Analyseperiode sinken soll/darf.
$Attack - frames$ ist eine simple Angabe über wieviele Frames ein Anstieg des Signals gemessen werden soll.
Minvel gibt an ab welcher Inputvelocity überhaup erst ein Output getätigt werden soll (daher welche Noten von vorneherein ignoriert werden).
Mit *useloudness* können verschieden Lautstärkeeinheiten eingestellt und ausprobiert werden.

Fazit

Bei den Versuchen mit dem *Bonk*-Objekt konnten zwar (mit erheblicher Ungenauigkeit) die höchste und die tiefste Saite voneinander unterschieden werden (unter der Nutzung eines angelegten Templatefiles) aber die Saiten unterschieden sich, wie nach der Analyse mit Matlab bereits vermutet, in ihrem Schwingverhalten zu wenig, um ohne eine Auftrennung der Tonabnahme auszukommen.

5.3.3 Magnetischer Pickup: hexaphonisch

Die nächste (und bei Gitarrensynthesizern übliche) Variante, die in Betracht gezogen wurde, war der hexaphonic oder auch polyphonic Pickup. Bei dieser Ausführung des Tonabnehmers werden im elektromagnetischen Bereich alle sechs Stabmagneten einzeln umwickelt und so kann man (bei genügend Trennschärfe) das Signal jeder Saite einzeln abnehmen. Der hexaphonic Pickup kann aber auch mit 6 Piezotonabnehmern, die am Steg angebracht werden (direkt an den Saitenreitern) realisiert werden. Der magnetische hexaphonic Pickup wurde nicht in praktischen Versuchen getestet, da er die Grenzen unseres finanziellen Rahmens überschritt.

Abbildung 5.7: Fishman Powerbridge mit eingebauten Piezos

5.3.4 Piezo: hexaphonisch

Die Abnahme der einzelnen Saiten via Piezos wurde ebenfalls auf Tauglichkeit für unsere Zwecke überprüft. Da wir die Piezos zu besseren Trennschärfe direkt an die Saiten anbringen wollten waren herkömmliche Ausführungen von Piezogitarrentonabnehmern zu groß (siehe Abb.2.13). Als Alternative stellten wir aus relativ kleinen Piezoultraschallsensoren ($Durchmesser = 6,98mm$, $Dicke = 200\mu m$) eigene Tonabnehmer her- da es uns nicht um die Klangqualität ging, sondern ausschließlich um die Verfolgung der Amplitude, reichte die gebotene Qualität völlig aus. Die Funktionsweise des Piezoelements wird in Kapitel 3 erklärt.

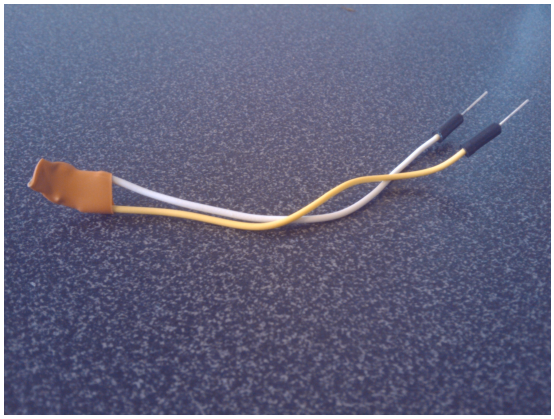
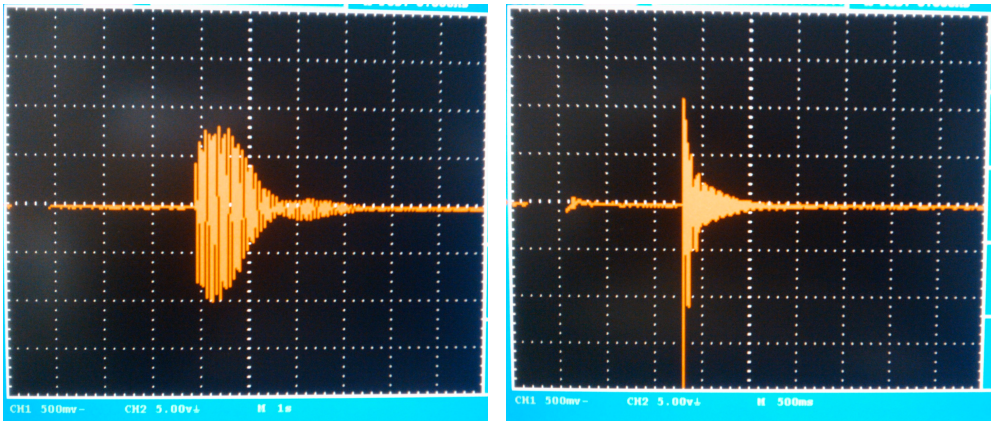


Abbildung 5.8: Als Tonabnehmer für eine Saite präperierter Piezo



(a) tiefe E-Saite (b) hohe E-Saite

Abbildung 5.9: Vergleich des direkten Outputs des Piezos bei der höchsten und bei der tiefsten Saite

Der Piezo liefert als Ausgangssignal eine Wechselspannung mit einer Amplitude im Bereich von 1 V- um den vollen Dynamikumfang, den der ADC des Microcontrollers anbietet, nutzen zu können (0-3,3V), muss das Signal verstärkt werden. Außerdem soll die Erkennung eines Anschlages über eine Amplitudenabfrage realisiert werden- es soll also festgestellt werden, ob der Wert des momentanen Samples größer oder kleiner ist als der vorhergehende. Für diesen Schritt benötigen wir aber eine gleichgerichtete Amplitude am Eingang- zusätzlich zur Verstärkung wird das Signal also auch noch gleichgerichtet.

Verstärkung

Die Verstärkung wird über Beschaltung eines Operationsverstärkers erreicht.

Ein Operationsverstärker besteht aus

- einem Differenzverstärker am Eingang

- einer Verstärkerstufe
- einem Ausgangstreiber

Er besitzt zwei Eingänge: einen invertierenden (-) und einen nicht invertierenden (+) Eingang. Beim idealen OPV herrscht eine Verstärkung (der Differenzspannung zwischen U_- und U_+) $A = \infty$, bei realen OPVs liegen die Werte von A um eine Million (120dB), diese Verstärkung wird Leerlaufverstärkung oder Open Loop Gain genannt- bei ihr ist ein Tiefpassverhalten festzustellen, wobei die Grenzfrequenz bei wenigen Herz liegt. Um Grenzfrequenz und Verstärkung praktisch anwendbar zu machen, wird ein Gegenkopplungsnetzwerk (was einer Rückführung des Ausgangssignals an den Eingang entspricht (und damit dem Eingangssignal entgegen wirkt)) hinzugefügt, das bewirkt, dass die Verstärkung sinkt und die Grenzfrequenz steigt. Die nun verbleibende Verstärkung wird Closed Loop Gain genannt.

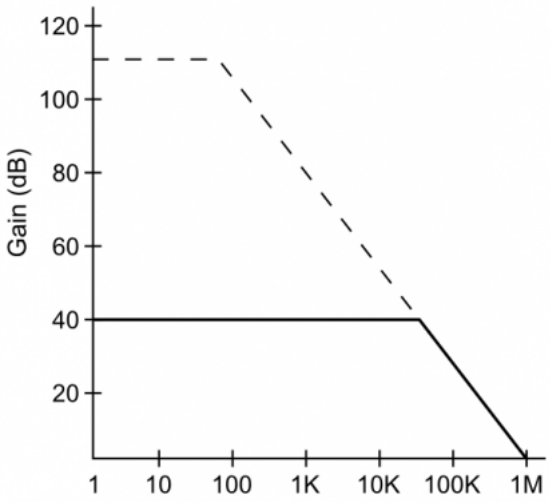


Abbildung 5.10: Closed Loop Gain (durchgezogen) und Open Loop Gain (strichliert) [18]

Bei der von uns verwendeten Beschaltung des Operationsverstärkers als nicht invertierender Verstärker (siehe 5.11) wird die Eingangsspannung an den nicht invertierenden Eingang gelegt und ein Teil der Ausgangsspannung über einen Spannungsteiler (R_1 und R_2) auf den invertierenden Eingang zurückgeführt. Bei Frequenzen unter seiner Grenzfrequenz weist er keine Phasendrehung auf. Für die Berechnung der in dieser Schaltung aus der Eingangsspannung resultierenden Ausgangsspannung (also $U_{R_1} + U_{R_2}$) gelten folgende Vereinfachungen:

1. Der Eingangswiderstand des OPVs ist unendlich und daher gilt $I_+ = I_- = 0$
2. Der Ausgangswiderstand $r_a = 0$ (es können sich also beliebige Ausgangsströme ergeben)

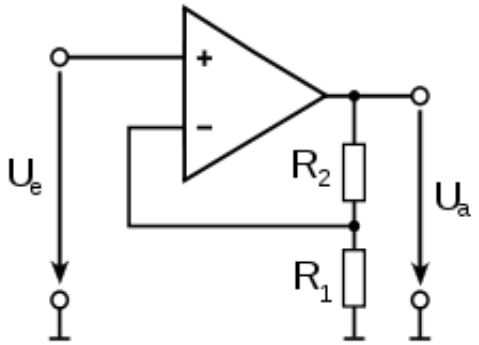


Abbildung 5.11: Schaltung nicht invertierender Verstärker [25]

3. Durch die unendliche Verstärkung verschwindet die Differenzspannung zu $V_D = 0$

Somit gilt folgende Herleitung:

$$U_a = U_{R_1} + U_{R_2} = U_e + I_{R_1} * R_2 = U_e + \frac{U_e}{R_1} * R_1 = U_e * (1 + \frac{R_2}{R_1}) \tag{5.3}$$

[4]
Was zu einer Verstärkung A_V gemäß

$$A_V = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{5.4}$$

führt.
Der Maximalwert der von uns benötigten Ausgangsspannung soll bei $3,3V$ liegen, da dieser Wert dem Maximalwert des ADC-Wandlers am Microcontroller entspricht. An diese $3,3V$ muss also die Verstärkung der Eingangsspannung ($U_e = 1V$), in unserem Falle das vom auf der Gitarrensaite angebrachten Piezo kommende Signal, über 2 Widerstände angepasst werden:

$$3.3V = U_e * (1 + \frac{R_2}{R_1}) \rightarrow A_V = 3.3 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2.2 \tag{5.5}$$

Nun gilt als weitere Voraussetzung die Anpassung an den Eingangswiderstand des ADC. Auf diesen soll die Spannung möglichst gut übertragen werden, sodass eine Spannungsanpassung durchgeführt werden muss:

$$\begin{aligned} R_{a,OPV} &<< R_{e,ADC} \\ R_2 + R_1 &<< R_{e,ADC} \end{aligned} \tag{5.6}$$

Der Ausgangswiderstand der Verstäkerschaltung $R_{a,OPV}$ soll also *sehr* viel kleiner als der Eingangswiderstand des ADCs $R_{e,ADC}$ sein. Da sich $R_{e,ADC}$ meist im Bereich von mehreren $M\Omega$ befindet, liegen die Widerstände R_1 und R_2 beide im Bereich um $10k\Omega$.

Aus Gleichung 5.5 und 5.6 ergeben sich also zwei Bedingungen für die Dimensionsionierung der Widerstände R_1 und R_2. Die beiden Widerstände wurden folgendermaßen gewählt:

- $R_1 = 4,7k\Omega$
- $R_2 = 10k\Omega$

Gleichrichtung

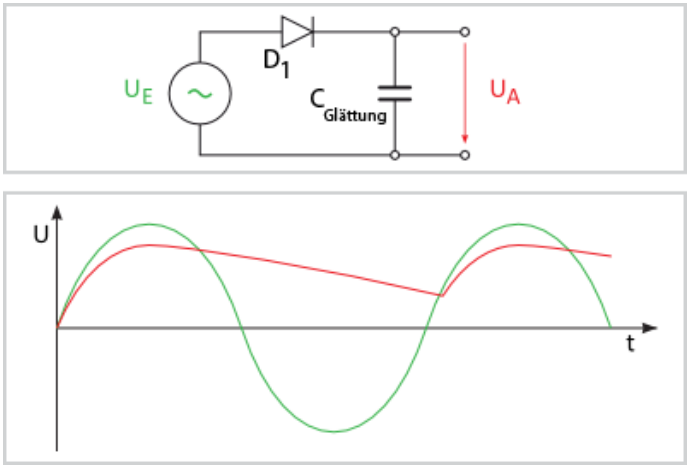


Abbildung 5.12: Gleichrichter mit Diode und Kondensator (Grün = Eingangsspannung, Rot = Ausgangsspannung)[9]

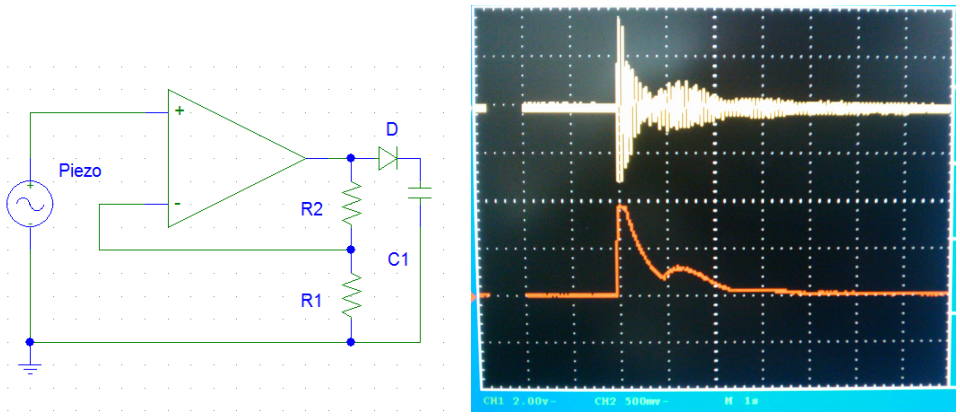
Da wir die Maximumsdetektion über eine einfache größer/kleiner Abfragefunktion realisieren wollen muss das bereits verstärkte Signal, das als Wechselspannung vorliegt, noch gleichgerichtet werden. Für diesen Zweck wird ein einfacher Einweggleichrichter, bestehend aus einer Diode und einem Glättungskondensator (siehe Abb.5.12), zur Hilfe genommen und dem OPV nachgeschaltet. Von der Diode werden nur die positiven Halbwellen weitergeleitet und die negativen gesperrt- der Kondensator wird während der positiven Halbwelle geladen und sobald die Diode sperrt kann von ihm ein Laststrom geliefert werden. Der Kondensator wird also bis die Eingangsspannung ihren Spitzenwert erreicht auf diesen Maximalwert minus der Diodenspannung aufgeladen. Die Diode sperrt darauf, sobald die Eingangsspannung unter die Kondensatorspannung plus die Diodenspannung fällt- eine angeschlossene Last entlädt den Kondensator, bis die Eingangsspannung wieder über die Kondensatorspannung plus Diodenspannung gerät[4]. Bei der Wahl der Kapazität des Glättungskondensators war besonders zu beachten dass:

1. sie nicht zu klein gewählt wird da sonst eine zu hohe Restwelligkeit entsteht.

2. sie nicht zu groß gewählt wird da sich (bei mehrmaligem, kurz aufeinanderfolgendem Anschlagen der Saite) die Spannung aufschaukelt.

Die eingesetzten Kapazitäten wurden experimentell (trial and error) ermittelt und darauf geachtet, dass das System träge genug ist um eine glatte Kurve, die dem Anschlag auch bei schnellem Wechselschlag ohne sich aufzuwiegeln, entsteht (siehe Abb.5.13(b))

In Abb. 5.13(a) ist noch einmal die gesamte Schaltung, die zum ADC führt zu sehen. Abb.5.13(b) ist ein Oszilloskopbild, das Ausgangs- und Eingangssignal miteinander vergleichen soll- hier wurde jedoch eine andere Verstärkung mit $A \approx 5$ gewählt.



(a) Schaltplan

(b) gelb: direkter Output des Piezos; rot: verstärktes und gleichgerichtetes Signal

Abbildung 5.13: Schaltung und Auswirkung der Verstärkung und Gleichrichtung

Versorgungsspannung

Um die Verstärkerschaltung mit einer 9V-Batterie betreiben zu können, muss eine geeignete Schaltung zur Erzeugung der benötigten symmetrischen Spannung für den OPV entworfen werden. Ziel ist es die 9V der Batterie über eine virtuelle Masse in $+/-4,5V$ umzuwandeln. Die Teilung der Spannung erfolgt durch die Widerstände R_3 und R_4. Zur Stabilisierung der Masse wurde der Kondensator C3 beigefügt um die Trennung von Masse und Signal sicherzustellen. Er wurde so dimensioniert, dass er eine Grenzfrequenz f_g deutlich unter der tiefsten am Signalweg vorkommenden Frequenz aufweist. Gewählt wurde $f_g = 2Hz$ und damit eine Kapazität C von

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f_g * R_1} = \frac{1}{2 * \pi * 2Hz * 4,7k\Omega} = 16,39\mu F \tag{5.7}$$

Die Widerstände $R3$ und $R4$ wurden mit jeweils $100M\Omega$ sehr groß gewählt.

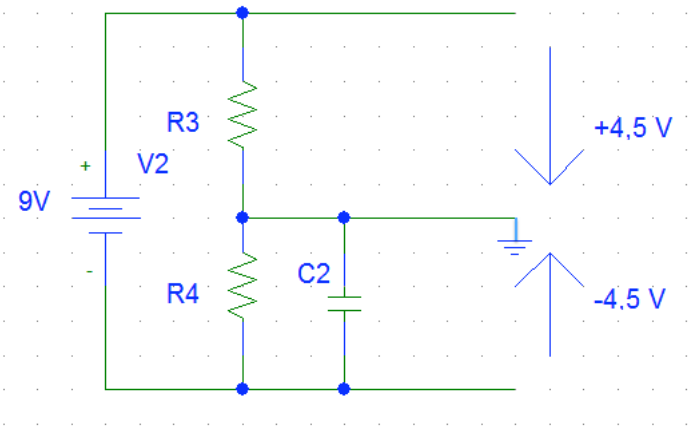


Abbildung 5.14: Versorgungsschaltung

Für den endgültigen Prototypen des Controllers wäre es jedoch besser, die gesamte Elektronik und den Microcontroller mit nur einer Quelle zu versorgen (z.B. nur über USB). Da wir nach der Verstärkerschaltung Einweg-Gleichrichten, ist die negative Halbwelle für unsere Zwecke uninteressant. Aus dieser Überlegung kann man schließen, dass eigentlich nur ein OPV mit unipolarer Versorgungspannung ausreichen würde, da die negative Halbwelle von der Diode abgeschnitten wird und daher gar nicht verstärkt werden muss. (z.B.: LM741, der OPV geht anstatt Signale kleiner 0V zu verstärken, in die negative Sättigung, d.h. eine Gleichrichtung findet statt, da der OPV nur positive Spannugnen verstärken kann).

5.3.5 Elektrodynamischer Tonabnehmer

Als letzten Versuch zur Tonabnahme wird auf ein altes Konzept zurückgegriffen, das jedoch nie in serienmäßiger Verwendung war:
Unter den Saiten wird ein Magnet angebracht- seine Feldlinien müssen vertikal zum Korpus verlaufen und die Saiten durchqueren. Schwingt die Saite nun parallel zum Korpus wird eine Spannung in selbige induziert- diese Spannung kann man an der Saite abgreifen. [14]Die Saiten müssen für diesen Versuch voneinander isoliert sein um wieder nur das Signal einer Saite abgreifen zu können, die Isolation der Saiten musste bereits für die Abnahme der gegriffenen Saiten durchgeführt werden, die Hardware ist also vorbereitet. Außerdem muss darauf geachtet werden, dass nun vom Programm nicht mehr gleichzeitig auf Bund und Anschlag überprüft wird, sondern dass dies zeitversetzt von statten geht, da für die Bunddetektion ja eine Spannung an die Saite gelegt wird. Da das Ausgangssignal dieser Methode sehr klein ist (einige mV) muss dieses Signal ähnlich wie das des Piezos verstärkt werden (allerdings um einen weit größeren Faktor). Hier ist Vorsicht geboten, da in diesem Falle auch die zur Bunddetektion angelegte Spannung um diesen

Faktor verstärkt in den ADC des Mikrocontrollers laufen würde- es wird also eine Schaltung benötigt, die einer solchen Überhöhung der Spannung am ADC entgegen wirkt.

5.4 Fazit

Als die zwei praktikabelsten Lösungen haben sich die Abnahme mit Piezos und die von uns als elektrodynamische Tonabnahme bezeichnete Methode erwiesen. Da bei der Anwendung der Piezos nicht auffindbare Störeinflüsse (vermutlich Antennenwirkung der Piezozuleitungen) sehr stark wirkten und es uns nicht möglich war auf zufriedenstellende Art und Weise zu elimieren, entschieden wir uns für die elektrodynamische Variante.

6

Handstellung als Parameter

6.1 Handstellung als neuer Parameter zur Klangsteuerung

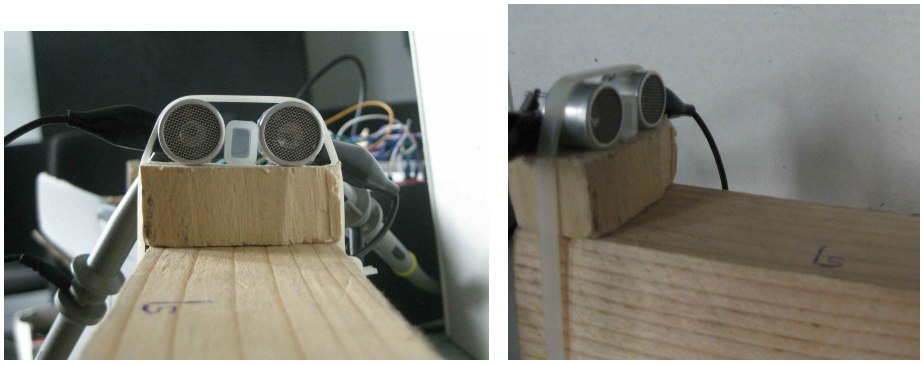
Um unserem Instrument bzw. Controller eine weiter Möglichkeit zur Beeinflussung des Klangs zu bieten, bzw. um einen weiter Steuerparameter einzuführen, wird die Stellung des Handrückens der Spielhand (in den meisten Fällen ist es die linke Hand, die sich am Griffbrett zur Bestimmung der Tonhöhe bewegt und die rechte Hand die, die den Anschlag der Saite erzeugt) detektiert (Abb. 6.1). Hier wurde wieder auf das Konzept des Ultraschalls zurückgegriffen, nur ist hier im Gegensatz zu unserem Versuch das Griffbild über Ultraschallreflexionen in der Saite zu ermitteln, das Übertragungsmedium Luft. Weiters handelt es sich nicht um eine Reflexionsmessung mit nur einem Wandler, der zwischen Sende- und Empfangsbetrieb umschaltet, sondern, um den Aufwand zu minimieren, um eine seperate Empfangs- bzw. Sendeeinheit 6.4(a).

Um diese Umstände zu simulieren wurde ein Gitarrenhals ähnlicher Holzblock angefertigt und die Sensorik an diesem provisorisch befestigt. Dieser Aufbau ist notwendig um herauszufinden, wie der Ultraschall auf die Anwesenheit der Hand reagiert bzw. wie viel am Handrücken reflektiert wird und welche Auswirkungen das auf das Ausgangssignal des Empfängers hat. Da es sich hierbei um eine relative Erkennung der Handstellung handelt, also nicht um eine exakte Messung

Abbildung 6.1: Einige verschiedene Möglichkeiten der Handstellung am Gitarrenhals

Abbildung 6.2: Testobjekt, zur Simulation eines Gitarrenhals

der Strecke zwischen Hand und Sender, sondern vielmehr um eine ungefähre Ermittlung der Handstellung handelt (Hand steht steil, Hand liegt flach am Griffbrett usw.), ist eine genauere Messung nicht notwendig.

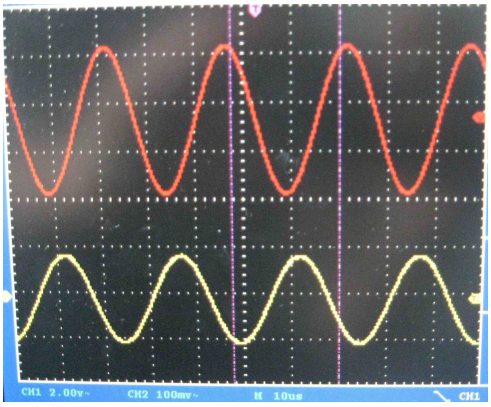


(a) Frontansicht (b) Seitenansicht

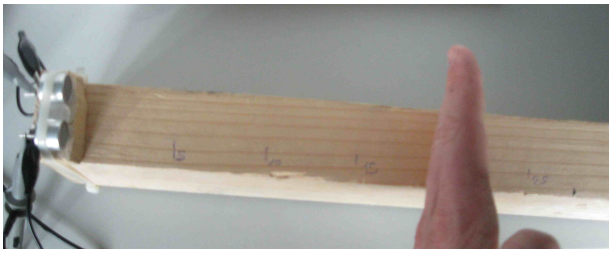
Abbildung 6.3: Detailansichten des Testobjekts

Um Auskunft über den Ausgangspegel und das Abstandsverhalten der US Senorik zu erhalten, wurden bei verschiedenen Abständen Messpunkte aufgenommen. Hierfür wurde der Sender mit seiner Resonanzfrequenz angeregt (40kHz, 3Vp) und die Ausgangsamplitude des Empfängers bestimmt.

Wie zu erwarten war, kann direkt vor dem Sensormodul keine Reflexion stattfinden, da sowohl



(a) Oszilloskopbild



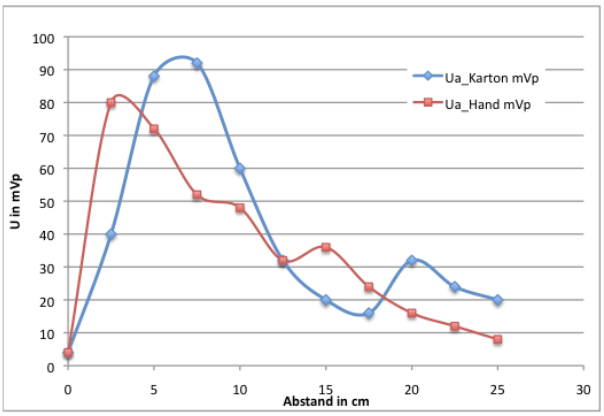
(b) Ultraschall wird am Handrücken reflektiert

Abbildung 6.4: Darstellung der Messmethode

Sender als auch Empfänger von der Hand verdeckt werden. Erst in einigen Zentimetern Abstand tritt das Maximum der reflektierten Wellen auf. Ab dem Maximum wird die Reflexion schwächer je weiter man ich vom Sender entfernt.

Ue Vp	Abstand cm	Ua_Karton mVp	Ua_Hand mVp
3	0	4	4
3	2,5	40	80
3	5	88	72
3	7,5	92	52
3	10	60	48
3	12,5	32	32
3	15	20	36
3	17,5	16	24
3	20	32	16
3	22,5	24	12
3	25	20	8

(a) Aufgenommene Messwerte



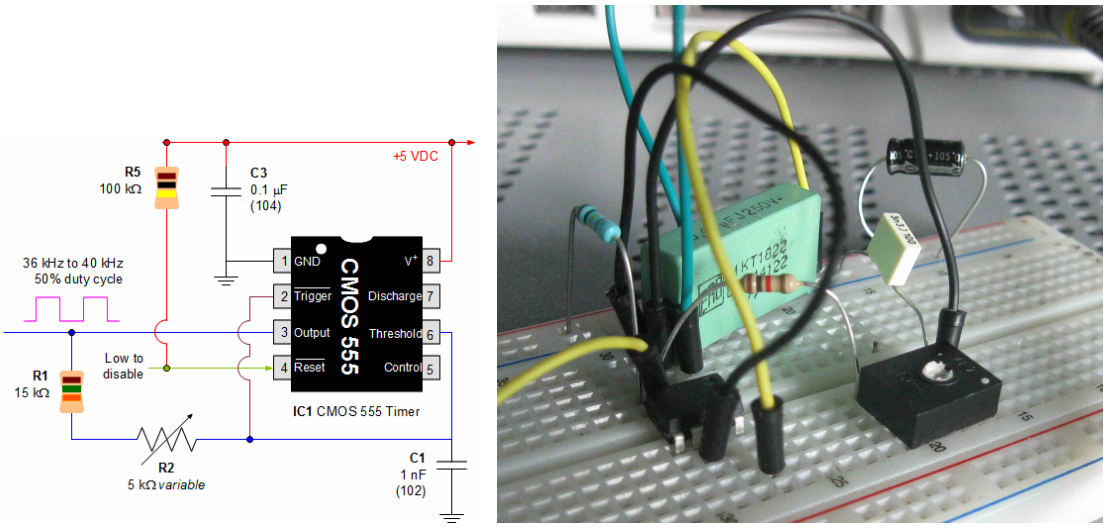
(b) Darstellung der Messwerte

Abbildung 6.5: Messung der Anordnung mit Veränderung des Abstands zw. Objekt und Sensorik

In Abbildung 6.5(b) sind 2 verschiedene Oberflächen zu Reflexionsermittlung aufgetragen. Die Messung mit der Hand als Reflexionsfläche stellt die Spielsituation dar und wird als Referenz zur Entwicklung der weiter Signalverarbeitung (Verstärker, Filter, Gleichrichter etc.) verwendet. Die Messung mit dem Karton soll nur aufzeige, dass es einen deutlich sichtbaren Unterschied macht, an welchen Material die Reflexion stattfindet.

Um den Mikrocontroller nicht zu überladen und um das Sendemodul unabhängig zu machen, wurde ein Oszillator entwickelt, der $40kHz$, also das Resonanzfrequenz der Piezoscheiben im Sender erzeugt. Als einfachste Lösung stellte sich ein Oszillator heraus, der mit Hilfe des NE 555 Timer ICs arbeitet. Da es sich bei diesem IC um einen der absoluten Standart ICs der Elektro-

nik handelt, ist er sehr verbreitet und vor allem sehr billig und einfach zu verwenden. Wie in



(a) Schaltplan (b) Aufbau am Steckbrett

Abbildung 6.6: Entwickelter Oszillator mit Timer 555 Baustein

Abbildung 6.6(a) gezeigt, benötigt man nur einige wenige Bauteile um den Oszillator zu realisieren. Dieser wurde zu Testzwecken auf dem Steckbrett aufgebaut und als Eingangsquelle der US Sensorik verwendet. Der Oszillator liefert nur eine Rechteckspannung und nicht, die in anderen

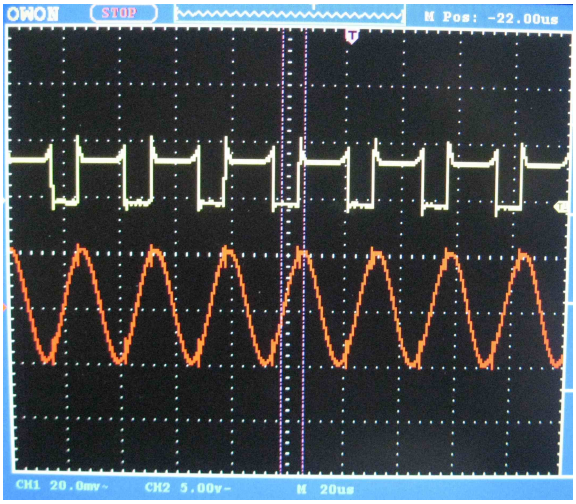


Abbildung 6.7: Oszilloskopbild, Ausgang des T. 555 Oszillators (gelb), Ausgang des Empfängers (rot)

Versuchen verwendete Sinusschwingung eines Funktionsgenerators. Aufgrund der Fouriertheorie ist jedoch bekannt, dass jede Rechteckschwingung aus einer Summe von Sinusschwingungen besteht und die Grundschwingung, also bei einem $40kHz$ Rechtecksignal ein $40kHz$ Sinussignal sicher enthalten ist. Da der Piezoquarz des Empfängers eine stark ausgeprägte Resonanzfrequenz besitzt und andere Frequenzen unterdrückt bzw. nicht intensiv von ihnen angeregt wird ist das

Reflexionsresultat auch ohne Filter eine Sinus mit $40kHz$. Da beim Umschalten der Rechteckflanken sehr hohe Frequenzen generiert werden, sprechen diese aufgrund der Nähe der Kabel zueinander leicht über (Abb. 6.7, rote Kurve). Dieses Problem ist nicht weiter schlimm, da es sich um kleine Fehler handelt und ein einfacher Hochpass sich dieser Spitzen simpel entledigen kann.

7 Mikrocontroller

7.1 Anforderungen an die Hardware

Die um die richtige Hardware auszuwählen müssen zuerst die Anforderungen erörtert werden. Um dem Gitarrencontroller bzw. dessen Parameter abfragen zu können, benötigt einige Pins die frei ansteuerbar sind: 22 Bünde + 6 Anschlüsse für elektrodynamische Tonabnehmer + 6 Saiten + 1 Ultraschalleingang = 35 I/O PINS.
Weiters müssen wir pro Rechenzyklus die 6 Saiten, 6 Piezos und 22 Bünde abfragen, bzw. ein und ausschalten usw.. Grob geschätzt würde sich der Aufwand auf 400 Rechenschritte für die Erfassung und weitere 200 für die Übermittlung von Daten über die Serielle Schnittstelle und diverse Funktionen für Variablenumformung, Berechnungen etc. belaufen.
Ein weiters Kriterium ist die Latenzzeit, also die Zeit die das Gerät für die Verarbeitung benötigt. Zeiten unter 1 ms sollten vom menschlichem Gehör sicher als verzögerungsfrei wahrgenommen werden.

Aus diesen Abschätzungen kann man die Anforderung an die minimale Taktfrequenz unserer

Hardware errechnen.

$$t_{max} \cdot f_{Takt_{min}} = 600 Instructions \tag{7.1}$$

$$f_{Takt_{min}} = \frac{600 Instructions}{t_{max}} = \frac{600 Instructions}{1ms} = 600000 \frac{Instructions}{s} = 600 kHz \tag{7.2}$$

Da der Gitarrencontroller mit dem Computer verbunden werden wird, sollte die Hardware über eine Serielle Verbindung (UART) bzw. über die Möglichkeit einer USB Anbindung verfügen.

7.2 chipKIT Uno32

Die in Abschnitt vorher beschriebenen Hardwarevoraussetzungen sind von unserer Wahl, dem chipKIT Uno32 gut abgedeckt. Der einzige Nachteil ist, das der Prozessor dieser Entwicklungshardware nicht über eine direkte USB Anbindung verfügt (Abb.7.2(a)). Hier wird nur ein FTDI Chip verwendet um die seriellen Daten des PIC32 auf USB Protokoll umzuwandeln und diese an eine „virtuelle“ serielle Schnittstelle am Computer zu senden.

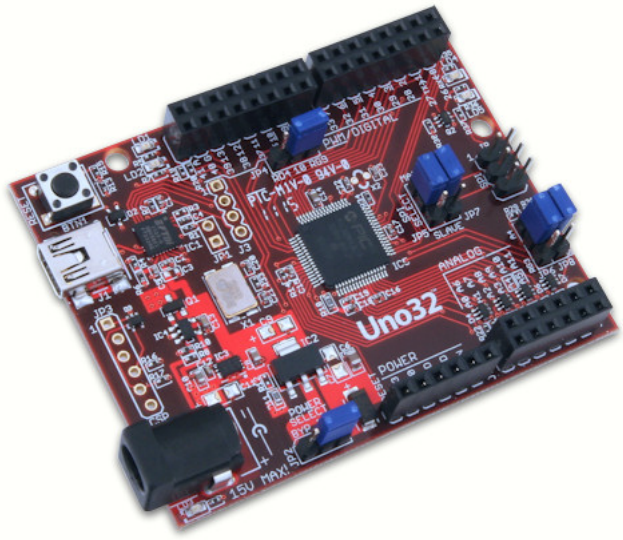


Abbildung 7.1: Chipkit uno32 Developmentboard mit PIC32MX320F128H Prozessor [1]

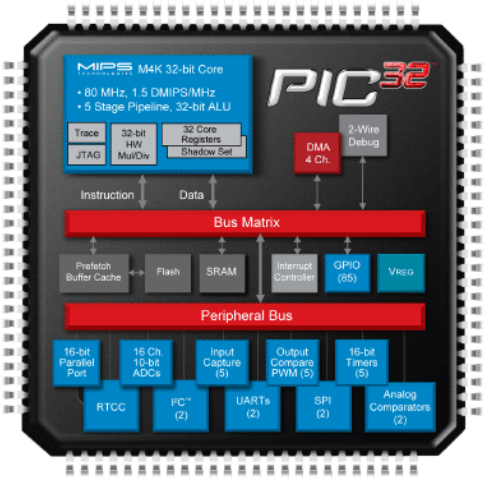
Der FTDI Chip ermöglicht die Erkennung des Gerätes als MIDI-Gerät nicht - auf ihn kann nur als serielle Schnittstelle (über USB) zugegriffen werden. Hierfür musste eine Entscheidung getroffen werden, wie dies kompensiert werden sollte da ja mit Softwareinstrumenten via MIDI

kommunitiert werden soll. In Tabelle 7.1 sind Lösungsansätze aufgelistet.

	Pro	**Contra**
Neuer Microcontroller	praktischste Implementierung	Kostenaufwendig
MIDI-Adapter	einfach umzusetzen (siehe Abb.)	extra MIDI-Interface zusätzlich benötigt
OSC	Zeitaufwand	
Seriell über PD	keine direkte Anbindung an Sequencer	Zeit-/Kostengünstig; einfache Umsetzung

Tabelle 7.1: Aufstellung möglicher Lösungsansätze für das Problem USB am UNO32

Um einen Prototypen zu entwickeln reicht die serielle Schnittstelle in Kombination mit Pure Data aus, will man das Gerät kompakter und auch in gewisser Maßen zeitgemäßer designen, so sollte man für die Wahl der Hardware eher auf einen Mikrocontroller mit nativer USB Unterstützung wechseln (z.B.: Mikrochip PIC32MX795F515H, der über USB 2.0 und sogar über 10/100 Ethernet verfügt und so deutlich mehr Verbindungsfreudigkeit aufweist als das Chipkit [**?**]).



(a) Schematischer Aufbau des Mikrocontrollers

Parameter Name	Value
Family	PIC32MX3XX
Max Speed MHz	80
Program Memory Size (KB)	128
RAM (KB)	16
Temperature Range (C)	-40 to 105
Operating Voltage Range (V)	2.3 to 3.6
DMA Channels	0
SPI™	2
I²C™ Compatible	2
CTMU	NO
A/D channels	16
Max A/D Sample Rate (KSPS)	1000
Input Capture	5
Output Compare/Std. PWM	5
16-bit Digital Timers	5
Parallel Port	PMP
Comparators	2
Internal Oscillator	8 MHz, 32 kHz
RTCC	Yes
I/O Pins	53
Pin Count	64

(b) Die wichtigsten Daten des Chips

Abbildung 7.2: PIC32MX320F128H [15]

Der Vorteil des chipKITs sind die vielen I/O Pins die nach außen geführt wurden. Wir benötigen 35 I/O pins, das chipKIT liefert 42. Wie in Tabelle 7.2(b) erkennbar ist, arbeitet der Controller mit einer Taktfrequenz von 80 MHz, das heißt die Leistung reicht bei weitem für unsere Anforderungen aus.

Das chipKit wurde zur Programmierung des Controllers mit Arduino IDE entwickelt. Somit ist der Controller über die am Board befindliche USB Schnittstelle mit der Arduino Software programmierbar (sofern der Bootloader am PIC32 installiert ist). Weiters ist ein Programmieren

der Hardware auch über das PICKit 3 Programmier- und Debuginterface von Microchip möglich, d.h. man kann die von Microchip angebotene MPLAB IDE Software verwenden. Diese hat den Vorteil im Gegensatz zur Arduino Software die Hardware gezielter und genauer beeinflussen zu können.

7.3 Erkennung des Griffbilds

Wie in Kapitel 4 beschrieben, wird die Information Tonhöhe bzw. das Griffbild am Gitarrenhals über den elektrischen Kontakt zwischen Saite und jeweiligen Bundstab ermittelt. Hierbei ist jeder Bundstab einzeln abrufbar und somit ist erkennbar an welchen Bund ein elektrischer Kontakt stattfindet. An den Saiten wird nacheinander Spannung angelegt und das Resultat, also der logische Zustand der einzelnen Bünde jeweils ausgewertet. Man kann den Zustand der einzelnen Griffbilder, also den Zustand der Bünde der jeweilig aktiven Saite als binäre Zahl ansehen.
Würde man den dritten Bund der obersten Saite drücken(also der E Saite, bei Normalstimmung würde es dem Ton *G* entsprechen), so ergibt sich bei einer 22 Bündigen Gitarre folgende binäre Zahl: 01100000000000000000 . Man erkennt, dass die Saite bei 2 Bünden aktiv ist, und nicht wie es idealerweiße der Fall wäre, nur bei einem. Der Hintergrund hierzu ist leicht zu erklären.

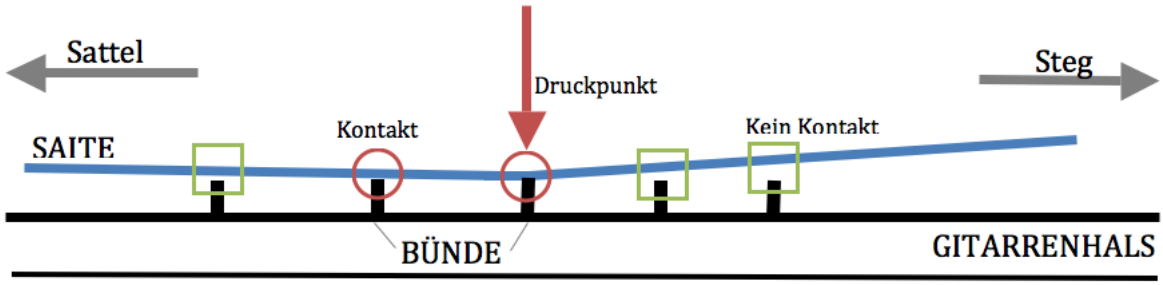


Abbildung 7.3: Schematischer Aufbau eines Gitarrenhalses bei gedrückter Saite in Seitenansicht

Die Abbildung 7.3 zeigt die Situation: In der Praxis drückt man oft zw. die Bünde um einen bestimmten Ton zu spielen, das heißt, dass man zum Spielen von z.B. *G* die Saite zwischen 2. und 3. Bund niederdrückt. Dadurch entsteht nicht nur am 3. Bund ein Kontakt zw. Bundstab und Saite, sondern auch am 2. Bund (eventuell sogar am 3.). Um nun den Richtigen Tonhöhenwert zu erhalten, gilt es einen Funktion zu schreiben, die den aktiven Bund mit der höchsten Tonhöhe ermittelt und dessen Bezeichnung bzw. Nummer zurückliefert. Man könnte den Sachverhalt auch als „Suche “ nach dem niederwertigsten 1er darstellen.

7.4 Erkennung des des Maximums

Um ein eindeutiges Midi-Signal zu erhalten und die Tönhöhe mit der gewünschten Dynamik versehen zu können, benötigt man eine Funktion die zur Erkennung von MIDI NOTE ON und VELOCITY fähig ist. Der 3. nötige MIDI Parameter ist PITCH, also die Tonhöhe um deren Bestimmung sich im Kapitel vorher gekümmert wurde. In Abbildung 7.4 ist ein typisches schematisches Ausgangssignal der Schaltung zur Abnahme der Gitarre zu sehen. Dieses wurde mit einem Draht an der Saite abgenommen, verstärkt und gleichgerichtet sowie am Ende durch eine relativ große Kapazität gesiebt, sodass nun die gleichgerichtete Einhüllende der Amplitude zur Verfügung steht.

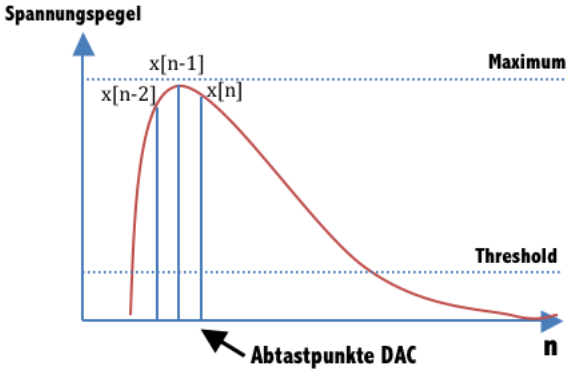


Abbildung 7.4: Schematischer Abbildung eines, für unsere Gitarre typischen Eingangssignals des DAC

Die Abbildung zeigt angedeutet die Samples die uns zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung stehen. Um das Maximum herauszufinden muss der Verlauf einiger Samples bekannt sein, mindestens jedoch 2. Hier wird einfach folgende Bedingung beachtet: Da das Eingangssignal nur ein lokales Maximum aufweist wird ein Wert gesamplet und mit dem Wert des letzten Zyklus verglichen. Sollte dieser immer größer sein als sein Vorgänger, so befindet sich die Kurve noch im Anstieg. Sobald sich aber dieses Verhältnis umkehrt, also die Kurve abnimmt, wurde das Maximum überschritten und der Vorgängerwert entspricht dem höchsten Punkt der Kurve. Der Sachverhalt wird in Gleichung 7.3 mathematisch ausgedrückt.

$$x[n] - x[n-1] < 0 \text{... Die Kurve im Abfall, das Maximum ist überschritten} \tag{7.3}$$

Theoretisch reicht diese Beschreibung aus, aber in der Praxis wäre es wohl besser die Bedingung etwas zu verschärfen, da das Ergebnis des ADC selbst bei Gleichspannung um einige bits

schwanken kann, also nicht zwangsläufig konstant ist.

$$x[n] - x[n-1] \cdot 0.99 < 0 \text{...} \text{ Verschärfte Bedingung} \tag{7.4}$$

In Gleichung 7.4 ist die Bedingung nun, das die Kurve innerhalb einer Sample-Periode um mindestens ein Prozent abnimmt, um als absteigender Verlauf erkannt zu werden. Hierbei handelt es sich nur um einen willkürlichen Wert, der für das Projekt passende muss noch empirisch ermittelt werden.
Da nur einmal ein Note On gesendet werden soll und die Bedingung 7.3 für jeden Punkt einer fallenden Funkion erfüllt ist, müssen Semaphoren oder andere Maßnahmen verwendet werden um das nächste Maximum erst wieder nach dem Anstieg der Kurve auszugeben.
Mit dem detektieren Maximum werden die MIDI Daten NOTE ON, PITCH und VELOCITY geschickt. Bei dem Wert VELOCITY handelt es sich um den, auf den MIDI Datenbereich skaliertem Wert von $x[n-1]$. Bei der Skalierung werden die 10 bit Wörter des ADC in 7 bit Wört der Midi Daten umgewandelt (Ein Byte, wobei das erste Zeichen für Status reserviert ist).

8 MIDI

MIDI (Musical Instrument Digital Interface) bezeichnet ein Datenübertragungsprotokoll, welches neben umfassenden Steuerinformationen zur Klangregelung auch die Steuerung von z.B. Sequencern und Lichtanlagen ermöglicht. Grundlegende Befehle betreffen etwa Tonhöhe, Dauer, Beginn, Ende, Informationen zur Einhüllenden etc.. Bei der MIDI Schnittstelle handelt es sich um eine serielle Schnittstelle, die mit 31,25 kBaud als relativ langsam einzuordnen ist. Grundgedanke ist mit einem MIDI-fähigen Instrument Steuerdaten zu liefern um so klangliche Ereignisse zu steuern (es handelt sich bei MIDI also um kein Audioformat).

8.1 Warum MIDI?

Nach Generierung der Steuersignale des Gitarrencontrollers war eine Entscheidung notwendig, wie diese z.B. an einen Computer und damit an klangerzeugende Software zu übergeben sind. Hierzu standen uns drei Wege zur Verfügung:

1. Kommunikation als H*uman* I*nter face* D*evice*
2. Kommunikation unter Nutzung der seriellen Schnittstelle

3. Kommunikation als MIDI-Gerät

Natürlich war als ausschlaggebende Frage zu stellen, welche Software(typen) wir steuern wollen- es sollte möglich sein Sequencer Software mit dem Gitarrencontroller zu steuern. Als zweite Prämisse haben wir die Verwendungsmöglichkeit mit Pure Data festgelegt. In Tabelle 8.1 sollen die jeweiligen Möglichkeiten dargestellt werden- es wird ersichtlich, dass sich für uns als beste Möglichkeit das MIDI-Format darstellte.

	Sequencer allgemein	**PD**
HID	Bedingt	Bedingt
Seriell	Nein	Ja
MIDI	Ja	Ja

Tabelle 8.1: Vergleich der Einsatzbereichsmöglichkeiten von HID, seriell und MIDI

8.2 Anschlüsse

Abbildung 8.1: Die drei MIDI-Buchsen [25]

MIDI-Anschlussbuchsen entsprechen physisch den 5-poligen Stereo-DIN-Buchsen bei anderer Verschaltung (Pin 4 und Pin 5 werden als Datenleitungn genutzt). Die Schnittstelle ist unidirektional und arbeitet ohne Datenflusskontrolle. Bei der Verkabelung kommen 3 Anschlüsse nach MIDI-Norm zum Tragen:

- MIDI-In (für den Datenempfang)
- MIDI-Out (für den Datenexport)
- MIDI-THRU (für die Datenweiterleitung)

Nach dem Master/Slave Prinzip gilt immer folgende Steckrichtung: OUT nach IN, IN nach OUT und THRU nach IN. Der soogenannte MIDI-Controller (das Eingabegerät) wird also über

OUT mit dem IN eines Klangerzeugers verbunden, der die Steuerdaten interpretiert. Möchte man 2 Geräte mit einem Controller steuern, kann der MIDI-THRU genutzt werden, um die Daten weiterzuleiten. Da die Datenübertragung für heutige Verhältnisse sehr langsam (31,25 $kBaud$ entsprechen einer Dauer von 32 μs pro Bit!) von statten geht kann es zu Verzögerung zwischen „Anschlag“ und „Ausgabe“ eines Tones kommen- da sich die Verzögerungen durch das Verketten von Slaves aufaddiert ist der MIDI-THRU deshalb zu vermeiden und parallele Führung (z.B. sternförmige Verkabelung) des Datenexports aus dem Controller zur Steuerung mehrerer Geräte zu bevorzugen. Die Verbindung zwischen einem MIDI-Gerät und einem Computer wird heute oft über USB hergestellt (unter Benutzung eines Adapters), untereinander werden Geräte aber weiterhin über MIDI-Kabel verbunden. Im Zuge unseres Projektes kommen keine MIDI-Kabel zum Einsatz- Die Gitarre ist direkt mit dem Mikrocontroller verkabelt, der die gewünschte MIDI-Message generiert und via USB (wie genau dies von statten geht wird unter Kapitel 7 beschrieben) an den Computer weiterleitet, auf welchem in PD mit MIDI-Inormationen analysiert und weitergeleitet werden. [25] [2]

8.3 Das MIDI Protokoll

8.3.1 Channel Messages

Eine MIDI Message setzt sich aus 3 Bytes zusammen:

1. ein Statusbyte
2. das erste Datenbyte
3. das zweite Datenbyte

Zur Gewährleistung einer fehlerfreien Übertragung (bei einer Unterbrechung des Datenstromes) beginnt, um die beiden Bytetypen voneinander unterscheiden zu können, ein Statusbyte immer mit einer logischen 1 und ein Datenbyte mit einer 0, sodass der Wertebereich eines Statusbytes zwischen 1000 0000 (80_{16}) und 1111 1111 (FF_{16}) und der eines Datenbytes zwischen 0000 0000 (00_{16}) bis 0111 1111 ($7F_{16}$) liegt. Im Statusbyte ist außerdem die Kanalnummer codiert (0-15) sodass man es in zwei Nibbles (4 Bit) unterteilen kann, wobei das zweite Nibble der Kanalnummer entspricht. Diese 16 Kanäle dienen dazu, verschiedene Instrumente zu steuern. Die Tonhöhe wird im MIDI-Protokoll über Nummern transportiert: Es wird jeder Tonhöhe eine Nummer zugewiesen, diese Nummer wird durch ein Byte codiert was die Anzahl der Tonhöhen

auf $2^{8-1}-1 = 127$ verschiedene Tonhöhen (ausgedrückt durch die Zahlen 1-127) beschränkt. 2^{8-1} deswegen, da das Bit an erster Stelle zur Unterscheidung der Typen Status-/Datenbytes verwendet wird und $2^{8-1}-1$ ergibt sich aus der Definition für 0 =Note Off. So entspricht beispielsweise die Note c' der Nummer 60.

In der nun folgenden Tabelle werden die Nachrichtentypen kurz zusammengefasst- die einzelnen Nibbles werden hexadezimal dargestellt. In den ersten 4 Bits des Statusbytes befindet sich die grundlegende Operation, die zweiten 4 Bits bezeichnen den Channel, die Funktionen werden am Beispiel einer Klaviertastatur erklärt:

SB	**DB1**	**DB2**	**Befehl**	**Funktion**
8n	xx	yy	Note Off	8 steht für den Befehl Note Off, was dem loslassen einer Taste entspricht, n adressiert einen Kanal von 0-15. xx ist in diesem Fall eine Angabe zur Notennummer und yy zur velocity (Anschlagstärke).
9n	xx	yy	Note On	9–> Notenanschlag, wiederum transportieren DB1 und DB2 Notennr. und Anschlagstärke
An	xx	yy	Polyphonic Aftertouch	Entspricht einer nach erklingen der Taste *xx* auftretenden Tastendruckänderung *yy* (neutrale Daten)
Bn	xx	yy	Control Change	Ändert den Zustand eines Controllers *xx* mit *yy*
Cn	xx		Program Change	Kanal wird auf bestimmtes Instrument *xx* gelegt
Dn	xx		Monophonic bzw. Channel Aftertouch	ändert den Tastendruck für *alle* Tasten (ebenfalls neutral)
En	xx	yy	Pitch Bending	Stellung des Pitch-Bend Rades, wobei die beiden Datenbytes zusammengelegt werden zu insgesamt 14 Bit (2^{14} Werte). Achtung: vertauschte Kombination!
Fn	xx		System (exclusive) Message	Bestimmte Steursignale (Länge: gerätespezifisch)

Tabelle 8.2: MIDI-Befehle und Funktion [25]; SB = Statusbyte$_{16}$, DB1 = Datenbyte 1$_{16}$, DB2 = Datenbyte 2$_{16}$.

Controller

Neutrale Daten behandeln einen Klang während seines Erklingens, sie werden daher anderen Daten zugeordnet. Dies geschieht über die sogenannten Controller (nicht zu verwechseln mit dem Hardware-Controller). Möchte man beispielsweise einen Aftertouch durchführen, muss dies über den Controller *Expression* geschehen, der dann einen entsprechenden Wert annehmen kann und die Expression eines bereits aktivierten Klanges nachträglich formt. Controller dienen also dazu Klangparameter eines bestimmten Instruments zu steuern. Der Controller kann hierfür über einen Kanal n einen Wert yy_{16} (Datenbyte 2), der einer Controllernummer xx_{16} (Datenbyte 1), und damit dem Parameter, zugeordnet ist, senden. Der Wertebereich eines Controllers liegt bei 0-127 was für bestimmte Anwendungen jedoch zu wenig oder zuviel sein könnte:

1. bei der Tonhöhenänderung ist diese Auflösung zu niedrig
2. für ein/aus Parameter wie zum Beispiel Buttons oder das Haltepedal

Für den Fall, dass 128 Werte zu wenig sind, lassen sich Controller miteinander koppeln. Für den Fall, dass zwei Werte eigentlich ausreichen würden bedient man sich der Interpretation der Werte 0-63 als *aus* und 64-127 als *ein*. Wie aus der Tabelle 8.2 ersichtlich, hat das erste Byte eines Controllerbefehls immer Bn zu lauten. In Tabelle 8.3 sind einige (für einen Gitarrencontroller möglicherweise relevante) Controller aufgelistet:

SB	DB1	DB2	Controller	Funktion
Bn	01	yy	Modulation MSB	Stellung des Modulationsrades
Bn	03	yy	Undefined	frei verwendbar
Bn	07	yy	Main Volume	Gesamtlautstärke
Bn	5B	yy	Effects 1 Depth	Effekttiefe

Tabelle 8.3: MIDI-Controller [25]; SB = Statusbyte$_{16}$, DB1 = Datenbyte 1$_{16}$, DB2 = Datenbyte 2$_{16}$.

8.4 Ziel der Steuerung über den Gitarrencontroller

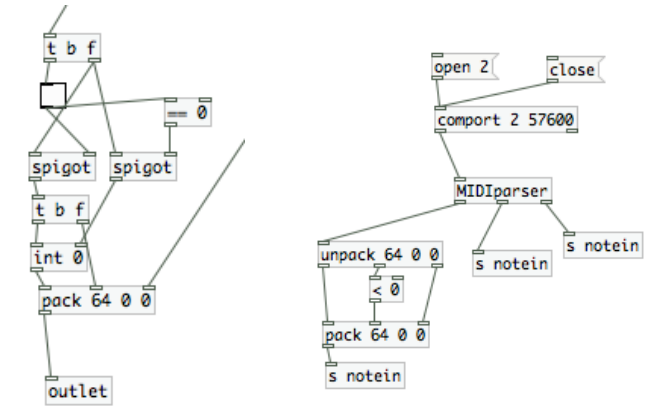
In unserer Anwendung ist es Ziel MIDI-Befehle an z.B eine Sequencersoftware zu schicken. Hierbei soll zwischen den einzelnen Komponenten des Gitarrenspiels folgende Aufteilung herrschen:

- Die Parameter Note On und Note Off sollen durch den Saienanschlag getriggert werden

- Die Notennummer soll durch das Griffbrettinterface bestimmt werden
- etwaige Modulationen (z.B. Pitchbend) sollen über den am Gitarrenkopf angebrachten US-Sensor umgesetzt werden.

8.5 Pure Data

Pure Data wird als Übersetzer fungieren, um den seriellen Output des Mikrocontrollers zu verarbeiten. Der Microcontroller generiert bereits MIDI Messages, jedoch kann er, wie ebenfalls bereits erwähnt, nicht als MIDI-Gerät erkannt werden. PD-extended bietet das Comport-Objekt, mit dem es möglich ist mit seriellen Geräten zu kommunizieren. So muss also USB einen seriellen Port emulieren um dann die MIDI Daten über PD zu empfangen. Das zugehörige PD-Patch empfängt die Daten über den Comport vom main-Patch über ein Inlet , um sie dann mit dem Objekt *Moses* in Datenbytes und Statusbytes zu unterteilen (Moses bekommt eine Zahl als Argument und legt dann alle Zahlenwerte, die kleiner sind als diese Zahl auf den linken Output, alle größeren Zahlen auf den rechten). Wie in 8.2 angeführt ist der Zahlenwert eines Datenbytes immer kleiner als 128. Darauf werden die Befehle und die Channelnummern mithilfe von Bitmasken (0xF0 für Befehl und 0xF für Channel) voneinander getrennt. Die Befehle wandern in eine Multiplexingeinheit wo (wie von uns vorgesehen) in Note On, Note Off und Controlchange unterteilt wird. Die beiden Datenbytes müssen zwischengespeichert werden um identifiziert zu werden, da sie nacheinander kommen und nicht anhand von Zahlenwerten zu unterscheiden sind- die Reihenfolge entscheidet über ihre Bedeutung. In Abb. 8.2(a) ist der die Datenbytes betreffende Teil des Patches abgebildet.
Der Trigger gibt von rechts nach links aus. Auf den rechten Output einen Zahlenwert und auf den linken einen *bang*. Der *bang* steuert ein Toggleobjekt das mit 0 verglichen wird- ergibt der Vergleich den Wahrheitswert 1 lässt das in Spigotobjekt den Zahlenwert in einen Speicher (*int* 0) wandern, den er erst wieder verlässt wenn das zweite Spigotobjekt durch den Toggle aufgefordert wird durchzuschalten. Der nun ankommende Wert wird sowohl in das *pack* Objekt überführt als auch an das linke Inlet von *int*, was bewirkt, dass der darin abgespeicherte Wert den Zwischenspeicher verlässt und ebenfalls in das *pack* Objekt wandert. Diesem wird außerdem noch die Channelnummer zugeführt- danach geht es über Outlets zurück in das main-Patch.
Das main-Patch beinhaltet die Comportschnittstelle, ruft das eben erklärte Patch auf und sendet die gepackten Daten. Für das in den Versuchen verwendete Synthesizer-Preset werden die Note-Off Messages außerdem noch zu Note-On Befehlen mit velocity = 0 umgewandelt.



(a) Datenbyteverarbeitung

(b) main Patch

Abbildung 8.2: 2 Ausschnitte aus den verwendeten PD-Patches

9 Endergebnis

Aufgrund der Beliebtheit des von uns zum Umbau auserkorenen Instruments handelt es sich bei diesem um ein sehr gut $erforschtes$ Instrument, das im Laufe der letzten Jahrzehnte ständig Veränderungen und Verbesserungen ausgesetzt war. Viele unserer Ideen wurden bereits implementiert oder sind als nicht verwendbar eingestuft worden. Viel Zeit wurde in das Konzept und die Erprobung von Methoden wie z.B. der Bestimmung der Fingerposition an der Saite durch Ultraschall der in die Saite eingespeist wird gesteckt, aber leider konnten wir hier keine Früchte ernten. Da die zeitlichen und finanziellen Faktoren eine große Rolle spielten wurde vieles, das erdacht wurde, nicht umgesetzt. Zur besseren Übersicht wurde eine Tabelle erstellt, anhand welcher die verschiedenen Konzepte noch einmal kurz zusammengefasst und etwaige Gründe für Nicht-Umsetzung angeführt.

Nachdem alle Einzelkomponenten funktionstüchtig sind ist es Ziel, sie noch zum Zwecke einer Präsentation zusammenzuführen. Es war sehr interessant ein Projekt von solchem Ausmaß von Grund auf zu entwickel, Versuche durchzuführen und aus den Ergebnissen zu lernen. Wir machten die Erfahrungen, dass kleine Probleme immens an zeitlichen Ressourcen zehren können.

Funktion	**Methode**	**Anmerkung**
Bestimmung der Handposition	Ultraschall	**teilweise umgesetzt**: Reflektionen nicht eindeutig identifizierbar, bleibt jedoch als Modulationssteuerung erhalten
	Diskretisierung des Griffbrettes	**umgesetzt**
Anschlagdetektion	nicht modifizierter Pickup	**nicht umgesetzt**: keine eindeutigen Informationen
	hexaphonic Pickup, magn.	**nicht umgesetzt**: zu teuer, Standard bei Gitarrensynthesizern
	hexaphonic Pickup, Piezo	**nicht umgesetzt**: Störeinflüsse
	Elektrodynamischer Tonabnehmer	**umgesetzt**

Tabelle 9.1: Auflistung sämtlicher in Betracht gezogenen und Tests unterzogenen Methoden (mit Begründung falls nicht umgesetzt)

Literaturverzeichnis

[1] Herstellerseite des uno32 Chipkits http://www.digilentinc.com

[2] Michael Dickreiter, Volker Dittel, Wolfgang Hoeg, Martin Wöhr, Handbuch der Tonstudiotechnik

[3] http://www.elektronikinfo.de

[4] Harald Hartl, Erwin Krasser, Wolfgang Pribyl, Peter Söser, Gunter Winkler, Elektronische Schaltungstechnik

[5] http://www.dermaviduals.de/deutsch/publikationen/praeparate/ultraschallgelewirkungsweise-

[6] http://gitarren-blog.de

[7] http://www.gizmag.com/laser-system-detects-guitar-string-pitch/19278/

[8] Diplomarbeit von Georg Göbel, Entwicklung von Ultraschallsensorarrays mit miniaturisierten

[9] http://lp.uni-goettingen.de/get/text/6787

[10] Graber/Weselak, Skript Elektroakustik, Version 8.51, SS2011, Piezoelektrischer Wandler, S.33

[11] Graber/Weselak, Skript Raumakustik, Version 5.3, WS2009/10, Wellentheoretische Raumakustik, S.27

[12] O. Univ. Prof. Dr. Robert Höldrich, Skriptum Musikalische Akustik 1+2,S.59

[13] http://www.kreatives-chaos.com/artikel/infrarot-entfernungsmesser

[14] Helmuth Lemme, Elektrogitarren Technik und Sound

[15] http://www.microchip.com

[16] http://peabody.sapp.org/class/dmp2/lab/cout/

[17] Noll/Rapps, Handbuch Fahrerassistenzsysteme, 2009,Ultraschallsensorik, S.110

[18] http://www.eeweb.com/electronics-quiz/amplifier-feedback-and-closed-loop-systems

[19] DIN 1320 Akustik Begriffe

[20] Renhart Werner, Ergänzende Unterlagen zur Vorlesung Grundlagen der Elektrotechnik, 29. Septmber 2008

[21] Seiraffi/Trächtler u.a. ,Ultraschall-Computertomographie , Institut für Mess- und Regelungstechnik, Universität Karlsruhe

[22] http://www.thomann.de/de/fishman_powerbridge_modern.htm

[23] http://www.datasheet.co.kr/datasheet-html/4/0/0/400ST-R160_ETC.pdf.html

[24] DIN 1320 Akustik Begriffe

[25] http://www.wikipedia.org/

[26] Prof. J. Zhang, Vorlesung Angewandte Sensorik, 02. Dezember 2003 aufbau-spezialanwendungen.html Komponenten, Fachhochschule Karlsruhe, August 2002