



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Patrick Nolte

Nichtlineare Systemidentifikation und
DSP-basierte Implementierung von
Gitarrenverstärkern

*Fakultät Technik und Informatik
Department Informations- und
Elektrotechnik*

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

Patrick Nolte

Nichtlineare Systemidentifikation und DSP-basierte
Implementierung von Gitarrenverstärkern

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.-Ing. Marc Hensel
Zweitgutachter : Prof. Dr. Robert Heß

Abgegeben am 8. Oktober 2018

Patrick Nolte

Thema der Bachelorthesis

Nichtlineare Systemidentifikation und DSP-basierte Implementierung von Gitarrenverstärkern

Stichworte

Nichtlinear, Systemidentifikation, Verzerrung, DSP, Blockorientierte Modelle, Hammerstein Modell, Sinus-Sweep

Kurzzusammenfassung

Diese Thesis beschäftigt sich mit der Systemidentifikation von Gitarrenverstärkern, sodass deren Eingangs-Ausgangsverhalten durch ein passendes nichtlineares Modell nachgestellt wird. Die Modellbildung erfolgt über das Hammerstein-Modell, welches einen blockorientierten Ansatz darstellt. Zur Parameterbestimmung wird als Testsignal ein Sinus-Sweep mit exponentiell steigender Frequenz verwendet.

Title of the paper

Nonlinear System Identification and Implementation of Guitar Amplifiers on a DSP-Board

Keywords

Nonlinear, System Identification, Distortion, DSP, Blockoriented Models, Hammerstein Model, Swept-Sine Signal

Abstract

This thesis deals with the system identification of guitar amplifiers, so that their input-output behavior is adjusted by a suitable nonlinear model. The modeling takes place via the Hammerstein model, which represents a block-oriented approach. For the parameter determination, a sine sweep with an exponentially increasing frequency is used as the test signal.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei all denjenigen bedanken, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben.

Bei meinem Erstprüfer Herrn Prof. Hensel und Zweitprüfer Herrn Prof. Heß bedanke ich mich für die Betreuung meiner Arbeit und den zahlreichen Anregungen.

Zudem bedanke ich mich bei all denjenigen, die bei meinem abschließenden Hörtest teilgenommen haben und das Kapitel der subjektiven Beurteilung erst möglich gemacht haben.

Außerdem möchte ich mich insbesondere bei meiner Familie und meinen Freunden bedanken, die mich während des gesamte Studiums sowie bei der Erstellung dieser Arbeit mit vielen Tipps und aufmunternden Worten unterstützt haben.

Hamburg, Oktober 2018

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|-----------|
| Tabellenverzeichnis | 7 |
| Abbildungsverzeichnis | 8 |
| 1 Einführung | 10 |
| 1.1 Motivation | 10 |
| 1.2 Ziele dieser Arbeit | 12 |
| 2 Grundlagen | 14 |
| 2.1 Elektromagnetische Tonabnehmer | 15 |
| 2.1.1 Funktionsweise | 15 |
| 2.1.2 Kenngrößen | 16 |
| 2.2 Impedanzwandlung | 18 |
| 2.3 Lineare Verzerrung | 19 |
| 2.3.1 Amplitudenverzerrung | 20 |
| 2.3.2 Phasenverzerrung | 20 |
| 2.4 Nichtlineare Verzerrung | 22 |
| 2.4.1 Harmonische Verzerrung | 23 |
| 2.4.2 Intermodulation | 27 |
| 2.5 Systemidentifikation von LTI-Systemen | 30 |
| 2.5.1 Dirac-Impuls | 31 |
| 2.5.2 Maximum Length Sequence | 32 |
| 2.5.3 Sinus-Sweep | 33 |
| 2.6 Modelle für nichtlineare Systeme | 36 |
| 2.6.1 Klassifizierung nichtlinearer Modelle | 36 |
| 2.6.2 Volterra-Reihe | 38 |
| 2.6.3 Blockorientierte Modelle | 40 |
| 3 Hardware- und Software-Komponenten | 42 |
| 3.1 Hardware | 42 |
| 3.1.1 TMS320C6748 DSP Development Kit (LCDK) | 42 |
| 3.1.2 Focusrite 6i6 2nd Gen Audio Interface | 46 |
| 3.1.3 Visual Sound Custom Shop PureTone Buffer | 48 |
| 3.2 Software | 48 |
| 3.2.1 MathWorks MATLAB | 48 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 3.2.2 | PreSonus Studio One 3 | 48 |
| 3.2.3 | Texas Instruments Code Composer Studio und SDK | 48 |
| 4 | Nichtlineare Systemidentifikation | 50 |
| 4.1 | Messung einzelner Impulsantworten höherer Ordnung | 51 |
| 4.1.1 | Messaufbau | 51 |
| 4.1.2 | Design des Sinus-Sweeps | 51 |
| 4.1.3 | Nichtlineare Entfaltung und Fensterung | 53 |
| 4.2 | Design der statischen Nichtlinearität | 56 |
| 4.2.1 | Waveshaper | 56 |
| 4.2.2 | Erfassung des Verzerrungsgrads | 61 |
| 4.2.3 | Maßnahmen gegen Aliasing-Effekte | 62 |
| 4.3 | Zusätzliches Ausgangsfilter | 63 |
| 5 | Implementierung auf dem DSP | 64 |
| 5.1 | Statische Nichtlinearität | 64 |
| 5.2 | Lineares Filter | 66 |
| 6 | Validierung und Ergebnisse | 69 |
| 6.1 | Referenzsysteme | 70 |
| 6.2 | Reamping Verfahren | 71 |
| 6.3 | Objektive Beurteilung | 71 |
| 6.4 | Hörtest | 73 |
| 6.5 | Auswertung | 73 |
| 7 | Schlussbemerkung | 75 |
| 7.1 | Fazit | 75 |
| 7.2 | Ausblick | 76 |
| | Literaturverzeichnis | 77 |
| A | MSE-Vergleich der Ausgangssignale | 81 |
| B | Fragebogen und Ergebnisse des Hörtests | 82 |
| C | Beigefügte CD | 88 |

Tabellenverzeichnis

| | | |
|-----|---|----|
| A.1 | Vergleich der verschiedenen Ausgangssignale mit und ohne Ausgangsfilter | 81 |
| B.1 | Fragebogen für den Hörtest als Blindversuch | 82 |

Abbildungsverzeichnis

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | Gitarrenverstärker mit Mikrofonabnahme | 12 |
| 2.1 | DSP-Entwicklungsboard als Gitarrenverstärker | 14 |
| 2.2 | Single Coil Tonabnehmer | 15 |
| 2.3 | Übertragungsverhalten eines elektromagnetischen Tonabnehmers | 17 |
| 2.4 | Darstellung eines Systems als Blackbox | 19 |
| 2.5 | Signalbegrenzung (orange) durch nichtlineare Verstärkerkennlinie | 22 |
| 2.6 | System mit quadratischer Kennlinie | 24 |
| 2.7 | Quadratische Kennlinie: Ein- und Ausgangssignal im Zeitbereich (oben) und Frequenzbereich (unten) | 25 |
| 2.8 | System mit tanh-Kennlinie | 26 |
| 2.9 | tanh-Kennlinie: symmetrische Verzerrung | 26 |
| 2.10 | tanh-Kennlinie: asymmetrische Verzerrung (Eingangsschwingung mit Offset von 1 V) | 27 |
| 2.11 | Quadratische Kennlinie: Intermodulation durch zwei Eingangsfrequenzen | 28 |
| 2.12 | Unbekanntes System verknüpft Eingangsgröße $x(t)$ mit Ausgangsgröße $y(t)$ | 30 |
| 2.13 | Auslegung eines Impulses im Frequenzbereich | 31 |
| 2.14 | Direkte Systemidentifikation über einen (Dirac)-Impuls | 32 |
| 2.15 | Systemidentifikation über eine MLS-Folge | 33 |
| 2.16 | Systemidentifikation über einen Sinus-Sweep | 34 |
| 2.17 | Beispiel eines statisches und dynamisches Systems | 39 |
| 2.18 | Vorwärtsgerichtete blockorientierte Modelle durch Reihenschaltung von dynamischen linearen Systemen $H(s)$ und statischen Nichtlinearitäten \mathcal{NL} | 41 |
| 3.1 | TMS320C6748 DSP DEVELOPMENT KIT (LCDK) (links) und JTAG-Emulator OLIMEX LTD. TMS320-XDS100-V3 (rechts) | 42 |
| 3.2 | Blockdiagramm der Peripherieeinheiten auf dem TMS320C6748 DSP DEVELOPMENT KIT (LCDK) | 43 |
| 3.3 | FOCUSRITE 6I6 2ND GEN Audio Interface | 46 |
| 3.4 | Amplitudengang vom Focusrite 6i6 2nd Gen Audio Interface, Mikrofon-eingang direkt auf Ausgang geroutet (Messung mit ROHDE & SCHWARZ UPV Audio Analyzer) | 47 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.1 | Blockorientiertes Hammerstein-Modell | 50 |
| 4.2 | Messaufbau | 51 |
| 4.3 | Synchrone Phasen bei Vielfache der Startfrequenz f_1 | 52 |
| 4.4 | Zeitliche Verteilung der Impulsantworten höherer Ordnung | 54 |
| 4.5 | Sinus-Sweep und inverses Filter im Zeitbereich | 55 |
| 4.6 | Parallelschaltung von r Hammerstein-Modellen mit einfachen Potenzen | 56 |
| 4.7 | Parallelschaltung von r Hammerstein-Modellen mit Chebyshev- Polynomen | 58 |
| 4.8 | Vergleich nichtlinearer Kennlinien | 60 |
| 4.9 | Spektrale Zusammensetzung bei Anregung mit einem Sinus der Fre- quenz 1 kHz | 60 |
| 4.10 | Hammerstein-Modell mit Eingangsverstärkung | 61 |
| 4.11 | Verteilung der Amplitudengänge als Ergebnis der nichtlinearen Entfal- tung, beispielhaft bis zur dritten Harmonischen | 61 |
| 4.12 | Hammerstein-Modell mit Eingangsverstärkung und zusätzlichem Aus- gangsfiler (Hochpass) | 63 |
| 5.1 | Mögliche Implementierung der statischen Nichtlinearität als Aktivitäts- diagramm mit der Sample-Blockgröße N | 65 |
| 5.2 | Beispiel einer durch das Identifikationsverfahren bestimmten Impulsantwort einer Verstärkerkette | 66 |
| 5.3 | FIR-Filter-Implementierung als Direktform mit N -Filterkoeffizienten . . | 66 |
| 6.1 | Objektiver Vergleich in MATLAB und subjektiver Vergleich als Hörtest | 69 |
| 6.2 | Erster Schritt beim Reamping Verfahren: Aufnahme des Gitarrensigs | 71 |
| B.1 | Hörbeispiel 1: Top Hat, clean (Single Coil) | 83 |
| B.2 | Hörbeispiel 2: Top Hat, verzerrt (Single Coil) | 83 |
| B.3 | Hörbeispiel 3: Marshall MA50C (Single Coil) | 84 |
| B.4 | Hörbeispiel 4: Marshall 1959 (Single Coil) | 84 |
| B.5 | Hörbeispiel 5: Marshall 1959 (Dynamik) | 85 |
| B.6 | Hörbeispiel 6: Orange Rockerverb MKII, clean (Single Coil) | 85 |
| B.7 | Hörbeispiel 7: Orange Rockerverb MKII, Gain 10 Uhr (Single Coil) . . | 86 |
| B.8 | Hörbeispiel 8: Orange Rockerverb MKII, Gain 12 Uhr (Single Coil) . . | 86 |
| B.9 | Hörbeispiel 9: Orange Rockerverb MKII, Gain 12 Uhr (Dynamik) . . . | 87 |
| B.10 | Hörbeispiel 10: Orange Rockerverb MKII, Gain 15 Uhr (Single Coil) . . | 87 |

1 Einführung

1.1 Motivation

Mit der Entwicklung der Elektronenröhre kamen neben einfachen Radios und Plattenspielern Anfang der 1930er Jahre die ersten Gitarrenverstärker auf den Markt. Mittels elektromagnetischen Tonabnehmern war es nun möglich die Gitarre elektrisch zu verstärken. Da zu dieser Zeit die Verstärker überwiegend zur Beschallung des Publikums benötigt wurden und neben der Gitarre auch Gesang zu verstärken war, sollten diese möglichst verzerrungsfrei arbeiten. Bei Betrieb an der Leistungsgrenze setzen unweigerlich Verzerrungen ein, die jedoch von manchen Gitarristen bewusst als Klangformung eingesetzt wurden. Bands wie The Beatles, The Who und auch Jimi Hendrix prägten den heute bekannten verzerrten Klang der E-Gitarre. Da die Gitarrenverstärker weiterhin für die Beschallung benötigt wurden, kamen immer größere und leistungsfähigere Verstärker auf den Markt. Auch heute sind Klassiker wie der Vox AC30 oder Marshall Plexi als Neuauflage in nahezu unveränderter Form erhältlich und erfreuen sich weiterhin großer Beliebtheit.

Seit den 1960er Jahren hat sich der Gitarrenverstärker stetig weiterentwickelt. Verzerrung ist auch in geringer Lautstärke erzeugbar und die Verstärker in verschiedenen Leistungen von 1 W bis über 100 W erhältlich. Seit Ende der 1990er Jahre versuchen diverse Hersteller mit sogenannten Modeling-Verstärkern den Klang klassischer Röhrenverstärker mithilfe von digitalen Signalprozessoren (DSP) zu simulieren. Dennoch ist der Marktanteil von Röhrenverstärkern auch derzeit weiterhin hoch, da Gitarristen die Art der Röhrenverzerrung schätzen [13].

Heutzutage haben sich die Anforderungen an einen Gitarrenverstärker zum Teil gewandelt. Auf Bühnen werden die zum Verstärker zugehörigen Lautsprecher-Boxen überwiegend mikrofoniert, um die E-Gitarre über die heute extrem leistungsstarken PA¹-Systeme wiederzugeben. Der Gitarrenverstärker dient dabei hauptsächlich der Klangformung. Moderne Beschallungssysteme für Musiker wie In-Ear² Systeme lassen den früheren Beschallungs-Gedanken vergessen. Im Jahr 2011 stellte Christoph Kemper den KEMPER PROFILING AMP vor, mit dem es erstmalig möglich war, belie-

¹Public Address, stellt eine Beschallungsanlage dar und dient zur Wiedergabe von Sprache und Musik in Konzertsälen, Veranstaltungshallen oder Stadien

²Dient zur individuellen Beschallung von Musikern auf der Bühne mit direkt über in den Gehörgang eingeführte Ohrhörer, die meist über Funkanlagen betrieben werden

bige Verstärker selbst digital zu kopieren. Anhand von Testsignalen wird die gesamte Verstärkerkette, bestehend aus Gitarrenverstärker, Lautsprecher-Box und Mikrofon, erfasst und mithilfe eines DSPs digital nachgestellt. Der entstehende Klang ist dabei von jeder Komponente bis hin zur Mikrofonposition abhängig. Im Bühnenalltag lässt sich dieses System, wie auch andere (digitale) Systeme, direkt in das PA-System spielen, sodass auf der Bühne keine akustische Verstärkung mehr stattfindet, der Klang aber dennoch dem Original entspricht [4].

Inspiziert durch dieses System entstand die Idee zu dieser Arbeit. Nach meiner Erfahrung zeigt sich im Bühnenalltag das hohe Gewicht und der wechselhafte Klang (durch die immer etwas unterschiedliche Mikrofonposition) klassischer Verstärkersysteme als nachteilig und zeitaufwendig. Daher wird in dieser Thesis eine Identifikationsmethode entwickelt, die den Charakter einer gesamten Verstärkerkette mithilfe eines nichtlinearen Modells nachstellt. Mittels DSP-Entwicklungsboard wird anschließend eine erste experimentelle Implementierung umgesetzt, um einen spielbaren Gitarrenverstärker zu realisieren.

1.2 Ziele dieser Arbeit

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Systemidentifikation von Gitarrenverstärkern, die ein nichtlineares System darstellen. Der Begriff Systemidentifikation bezeichnet dabei das Nachstellen des Eingangs-Ausgangsverhaltens eines Systems durch ein Modell, dessen Parameter durch theoretische Betrachtungen oder aus experimentellen Messungen bestimmt werden.

Der Charakter eines Gitarrenverstärkers hängt von allen verwendeten Komponenten ab, wobei insbesondere der Einfluss von Gehäusekonstruktion und Lautsprecher in dem Zuge häufig vernachlässigt wird. Diese Arbeit konzentriert sich auf den in Abbildung 1.1 dargestellten Aufbau. Der Gitarrenverstärker inklusive Verstärkerbox und Mikrofon stellt das zu identifizierende nichtlineare System dar. Das Publikum eines großen Konzerts würde diesen mikrofonierten Verstärker, also das Ausgangssignal $y(t)$, hören.

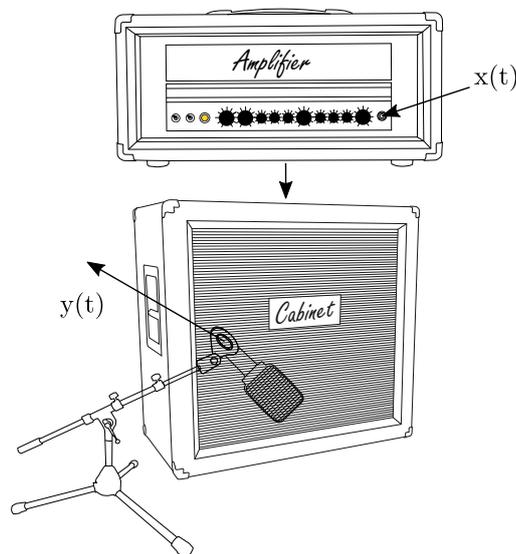


Abbildung 1.1: Gitarrenverstärker mit Mikrofonabnahme

Aufgrund der stark auftretenden Nichtlinearitäten lassen sich die klassischen Regeln der linearen Systemtheorie nicht anwenden. Daher geschieht die Systemidentifikation über eine Modellbildung und die Bestimmung der spezifischen Parameter. Ein kurzer Überblick über verschiedene nichtlineare Modelle ist in Kapitel 2.6 aufgezeigt. Das System wird mit einem geeigneten Testsignal $x(t)$ angeregt. Anhand des Ausgangssignals $y(t)$ wird wiederum auf die Parameter des Modells geschlossen.

Für diese Arbeit wird der gesamte Ablauf der Systemidentifikation in der Software MATLAB des Herstellers THE MATHWORKS, INC. durchgeführt. Mithilfe eines DSP-Starterkits soll am Ende ein spielbarer Gitarrenverstärker entstehen, wobei sich die

Implementierung auf das gewählte nichtlineare Modell beschränkt. Die in MATLAB bestimmten Parameter lassen sich auf dem DSP einbinden, sodass der Charakter des Gitarrenverstärkers jederzeit geändert werden kann. Spezielle Hardware wird in dieser Arbeit nicht entwickelt. Alle benötigten Hardware- und Software-Komponenten werden in Kapitel 3 vorgestellt.

Ziel ist es, dass sich das Ausgangssignal $y(t)$ der Verstärkerkette (siehe Abbildung 1.1) und des nichtlinearen Modells klanglich möglichst nicht unterscheiden. An dieser Stelle sei angemerkt, dass ich mich während der Entwicklung der Systemidentifikation, insbesondere des nichtlinearen Modells, für die Beurteilung der Ergebnisse zunächst immer auf meinen subjektiven, hörtechnischen Eindruck verlassen habe. Für eine abschließende Validierung des Modells wird in Kapitel 6.3 zunächst ein objektives, statistisches Maß herangezogen. Den Abschluss bildet ein Hörtest als Blindversuch, in dem einer Gruppe von neun Personen jeweils beide Ausgangssignale verschiedener Verstärkerketten mit unterschiedlichen Verzerrungsgraden vorgespielt wird.

2 Grundlagen

In der gesamten Arbeit werden fortwährend die Eigenschaften und Unterschiede von linearen und nichtlinearen Systemen benötigt. Daher werden diese jeweils in einem eigenen Abschnitt erläutert und gegenübergestellt. Insbesondere der Einfluss der Form nichtlinearer Kennlinien auf die entstehenden Verzerrungsprodukte wird in Abschnitt 2.4 näher beleuchtet und schematisiert. Diese Erkenntnisse werden später in Abschnitt 4.2 für die Wahl der statischen Nichtlinearität des nichtlinearen Modells benötigt.

Anschließend wird in Abschnitt 2.5 das grundsätzliche Vorgehen bei einer Systemidentifikation für LTI-Systeme (englisch: **L**inear **T**ime **I**nvariant) veranschaulicht und verschiedene Identifikationsverfahren vorgestellt.

Den Abschluss bildet der Abschnitt 2.6 mit einer Einführung in nichtlineare Modelle. Neben der klassischen Volterra-Reihe werden insbesondere die, in dieser Thesis verwendeten, blockorientierten Modelle diskutiert und die Erkenntnisse in die Entwicklung eines passenden nichtlinearen Modells miteinbezogen.

Neben der Entwicklung in MATLAB soll das nichtlineare Modell schließlich auf einem DSP-Entwicklungsboard implementiert werden, um einen ersten experimentellen Gitarrenverstärker zu realisieren. Die folgende Abbildung 2.1 visualisiert die benötigte Signalkette als Blockdiagramm.

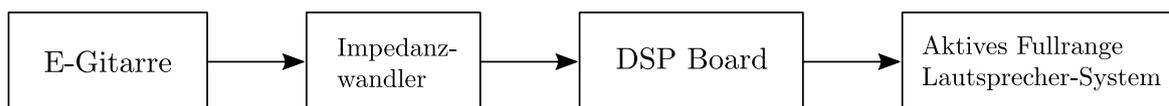


Abbildung 2.1: DSP-Entwicklungsboard als Gitarrenverstärker

Bei einer E-Gitarre sind elektromagnetische Tonabnehmer verbaut, die die Saitenschwingungen in elektrische Signale umwandeln. Diese können anschließend von dem DSP-Board verarbeitet und beispielsweise über ein aktives Fullrange Lautsprecher-System, welches möglichst den gesamten hörbaren Bereich abdeckt, wiedergegeben werden. In den folgenden zwei Kapiteln werden nun zunächst die elektrischen Eigenschaften von elektromagnetischen Tonabnehmern und anschließend die damit einhergehende Notwendigkeit einer Impedanzwandlung vor dem DSP-Board erläutert.

2.1 Elektromagnetische Tonabnehmer

2.1.1 Funktionsweise

Der elektromagnetische Tonabnehmer dient bei einer E-Gitarre zur Umwandlung der Saitenschwingung in ein elektrisches Signal und besteht in der einfachsten Form aus einer Spule und einem oder mehreren Dauermagneten. Beim klassischen Single Coil Tonabnehmer, dargestellt in Abbildung 2.2, befinden sich in der Spulenmitte nebeneinander sechs Stabmagneten, die ein magnetisches Feld mit konstanter magnetischer Flussdichte B erzeugen.



Abbildung 2.2: Single Coil Tonabnehmer

Nähert sich ein ferromagnetischer Stoff wie z. B. Eisen dem Feld, verformen sich die Feldlinien, was eine Änderung der magnetischen Flussdichte B und damit des magnetischen Flusses Φ mit sich führt. Folgender Zusammenhang gilt, wobei A die Fläche bezeichnet:

$$\Phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2.1)$$

Nach dem Induktionsgesetz führt eine Änderung des magnetischen Flusses in der Spule zu einer Induktion einer Spannung, die der Flussänderung entgegenwirkt:

$$u_{ind} = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.2)$$

Neben der Wicklungszahl N hängt die Höhe der induzierten Spannung außerdem von dem Abstand der Saite zu den Magneten, der Stärke der verwendeten Dauermagneten, dem Saiten-Material, der Saiten-Dicke sowie der Amplitude der schwingenden Saite ab. Der Abstand der Saiten zu den Magneten darf nicht zu gering sein, da ansonsten die Schwingfähigkeit der Saiten beeinträchtigt werden kann. Auch zu starke Dauermagneten können sich diesbezüglich nachteilig auswirken.

Humbucker

Da Tonabnehmer mit einer Spule (Single Coil) sehr anfällig gegen magnetische Störungen sind, hat sich mit dem sogenannten Humbucker (zu deutsch: Brummunterdrücker) ein weiterer Tonabnehmer-Aufbau etabliert. Grundlegend besteht ein Humbucker aus zwei Single Coil Tonabnehmern, wobei diese zueinander gegenläufig gewickelt und bei einer Spule die Magnete umgedreht sind, um die Polarität der Flussänderung zu drehen. Unter der Annahme, dass das störende Magnetfeld weit entfernt ist und somit auf beide Spulen gleich einwirkt, resultiert:

$$u_{ind} = -N \left(\frac{d\Phi_{Saite,1}}{dt} + \frac{d\Phi_{Stör}}{dt} + \frac{d\Phi_{Saite,2}}{dt} - \frac{d\Phi_{Stör}}{dt} \right) \quad (2.3)$$

$$= -N \left(\frac{d\Phi_{Saite,1}}{dt} + \frac{d\Phi_{Saite,2}}{dt} \right) \quad (2.4)$$

Das störende Magnetfeld wird kompensiert. Ist die Flussänderung in beiden Spulen gleich groß und sind beide Spulen in Reihe verschaltet, addieren sich die Gleichstromwiderstände und Induktivitäten der einzelnen Spulen. Dies führt ebenfalls zu einer Verdopplung der Ausgangsspannung [26].

2.1.2 Kenngrößen

Gleichstromwiderstand

Der Gleichstromwiderstand R lässt sich z. B. direkt mit einem Multimeter messen. Bei gleichem Drahtdurchmesser und Aufbau der Spule bedeutet ein größerer Gleichstromwiderstand eine größere Ausgangsspannung, da mehr Windungen aufgetragen wurden. Ohne Kenntnis des Aufbaus hat der Gleichstromwiderstand verschiedener Tonabnehmer jedoch wenig Aussagekraft über die einzelnen Ausgangsspannungen.

Induktivität

Die erreichte Induktivität L ist hauptsächlich von der Anzahl der Windungen und dem Magnetmaterial abhängig. Die Induktivität ist dabei umso größer, desto mehr Windungen aufgetragen sind.

Wicklungskapazität

Durch den isolierten, gewickelten Draht bildet sich eine Wicklungskapazität C_s , die von der Geometrie des Tonabnehmers abhängt. Auch hier gilt, dass mehr Windungen zu einer größeren Kapazität führen. Darüber hinaus wirkt die Isolation als Dielektrikum, welches großen Einfluss auf die Wicklungskapazität hat.

Resonanzfrequenz

Die folgende Abbildung 2.3 zeigt beispielhaft das Übertragungsverhalten eines elektromagnetischen Tonabnehmers.

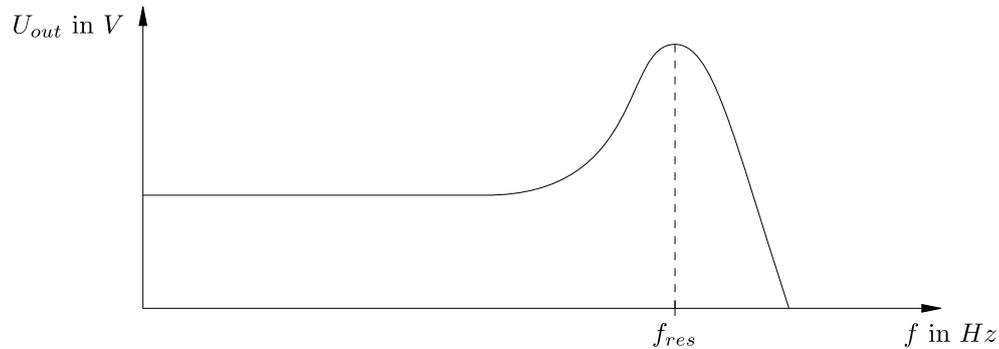


Abbildung 2.3: Übertragungsverhalten eines elektromagnetischen Tonabnehmers

Jeder Tonabnehmer besitzt im Frequenzbereich eine Resonanzüberhöhung bei der Frequenz f_{res} . Die Lage und Güte dieser Überhöhung ist abhängig von der Induktivität und Kapazität, welche wiederum von der Geometrie des Tonabnehmers abhängen. Lage und Güte beeinflussen maßgeblich den tonalen Charakter des Tonabnehmers, wobei f_{res} typischerweise im Bereich 1 kHz bis 4 kHz liegt. Umso höher die Induktivität und Kapazität, desto geringer ist die Resonanzfrequenz und desto wärmer klingt der Tonabnehmer. Da das Amplitudenspektrum nach der Resonanz stark fällt, ist die Übertragungscharakteristik eines Tonabnehmers mit einem Resonanztieffpass 2. Ordnung vergleichbar [28].

2.2 Impedanzwandlung

Ein Impedanzwandler ist eine aktive Schaltung, um die Impedanz einer Quelle an eine Last anzupassen. Die Belastung des Tonabnehmers mit der nachfolgenden Signalkette zieht vor allem zwei Nachteile mit sich. Das verwendete Instrumentenkabel besitzt eine Kapazität, die mit steigender Länge des Kabels zunimmt und parallel zur Wicklungskapazität C_S liegt. Bei dem Instrumentenkabel SC-Spirit der Firma SOMMER CABLE liegt der Kapazitätsbelag beispielsweise bei $78 \text{ pF} / \text{m}$, sodass bei einem 6 Meter langen Kabel bereits eine Kapazität von 468 pF wirkt [32]. Die Resonanzfrequenz des Tonabnehmers lässt sich laut *von Berg* [2] über

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{ges}}} \quad (2.5)$$

abschätzen. Folglich verschiebt sich durch die Kapazität des Kabels die Resonanzfrequenz nach unten. Zwischen E-Gitarre und Verstärker werden außerdem gerne Effekte wie Verzerrer oder Chorus zwischengeschaltet, welche häufig im ausgeschalteten Zustand den Eingang direkt mit dem Ausgang verbinden. Die Kabellänge nimmt dabei jedoch schnell zu, sodass die Resonanzfrequenz immer weiter nach unten fällt und die Gitarre allmählich dumpf klingt.

Ein weiteres Problem stellt der Eingangswiderstand der anschließenden Verstärkerschaltung dar. Laut *Schaedla* [27] und *von Berg* [2] muss dieser gegenüber dem Innenwiderstand des Tonabnehmers ausreichend hoch gewählt werden, da ansonsten die Resonanzüberhöhung stark gedämpft wird. Ziel ist daher die Spannungsanpassung und nicht die Leistungsanpassung. Beim Eingangswiderstand sind demnach Werte von $1 \text{ M}\Omega$ anzutreffen.

Ein Impedanzwandler lässt sich beispielsweise über einen Operationsverstärker realisieren und bietet einen hohen Eingangswiderstand, um den Tonabnehmer wenig zu belasten. Ausgangsseitig wirkt dagegen ein niedriger Widerstand, der zusammen mit dem Eingangswiderstand der Verstärkerschaltung einen vorteilhaften Spannungsteiler bildet. Wird der Impedanzwandler direkt nach der E-Gitarre geschaltet oder sogar in die Gitarrenelektronik integriert, wird diese von dem Rest der Signalkette, nach dem Impedanzwandler, entkoppelt.

Der in dieser Arbeit verwendete Audio Codec AIC3106 der Firma TEXAS INSTRUMENTS (siehe Kapitel 3.1.1) hat je nach Eingangsdämpfung einen Eingangswiderstand von $20 \text{ k}\Omega$ oder $80 \text{ k}\Omega$ [36]. Darüber hinaus wird der Eingang mit einem parallel liegenden $5,6 \text{ k}\Omega$ Widerstand extern beschaltet [40], sodass der Eingangswiderstand für einen elektromagnetischen Tonabnehmer zu niedrig ist. Dieses Problem wird in Kapitel 3.1.3 durch einen Impedanzwandler zwischen E-Gitarre und DSP Entwicklungsboard gelöst (siehe Abbildung 2.1).

2.3 Lineare Verzerrung

Reale Systeme weisen meist kein ausschließlich lineares Verhalten auf. Bei schwach nichtlinearen Systemen wird häufig versucht, dieses um einen bestimmten Arbeitspunkt zu linearisieren und als LTI-System (englisch: **L**inear **T**ime **I**nvariant) darzustellen. Dies gilt zwar nur für einen kleinen Bereich um den Arbeitspunkt, aber es lassen sich die bekannten mathematischen Methoden anwenden. Nach *Meyer* [19] und *Rauscher-Scheibe* [24] müssen für die Linearität eines Systems zwei Bedingungen erfüllt sein. Zur Erläuterung seien die Signale $x(t)$, $x_1(t)$ und $x_2(t)$, Faktor $a \in \mathbb{R}$ und ein System \mathcal{S} , welches eine Eingangsgröße $x(t)$ mit einer Ausgangsgröße $y(t)$ verknüpft, gegeben. Dieser Zusammenhang wird in Abbildung 2.4 nochmals verdeutlicht.

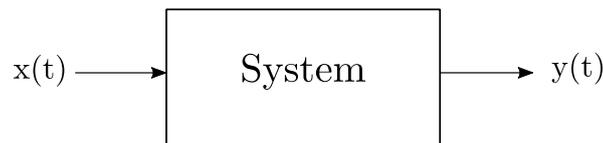


Abbildung 2.4: Darstellung eines Systems als Blackbox

Ein lineares System folgt dem Verstärkungsprinzip, sodass gilt:

$$\mathcal{S}(a \cdot x(t)) = a \cdot \mathcal{S}(x(t)) \quad (2.6)$$

Es ist somit irrelevant, ob der Faktor a (sprich Verstärkung oder Dämpfung) dem Signal $x(t)$ vor dem System aufgeprägt wird, oder das Signal $x(t)$ zuerst das System durchläuft und a auf das Ausgangssignal wirkt. Des Weiteren muss das Superpositionsprinzip erfüllt sein:

$$\mathcal{S}(x_1(t) + x_2(t)) = \mathcal{S}(x_1(t)) + \mathcal{S}(x_2(t)) \quad (2.7)$$

Die Signale können einzeln das gleiche System durchlaufen und am Ende zusammen gesetzt werden.

Wird also ein System mit einem sinusförmigen Signal beliebiger Frequenz angeregt, darf am Ausgang ausschließlich dieselbe Frequenz erscheinen. Sobald ausgangsseitig neue Frequenzen im Spektrum entstehen, handelt es sich um ein nichtlineares System [14].

Viele Operationen sind ausschließlich linear [19]:

- Addition
- Proportionalität
- Verzögerung (Totzeit)

- Differentiation
- Integration
- Faltung
- Fourier- und Laplace Transformation

Es können lediglich frequenzabhängige Veränderung in Amplitude und Phase auftreten.

2.3.1 Amplitudenverzerrung

Unter Amplitudenverzerrung ist die Veränderung der Amplitude durch das lineare System zu verstehen. Diese Verzerrung kann frequenzabhängig sein, die sich wiederum in verschiedene Filtertypen wie Tiefpass, Hochpass, Bandpass oder Bandsperre einteilen lässt. So können z. B. bei einem Tiefpass tiefe Frequenzen bis zu einer Grenzfrequenz f_g das System unbeeinflusst durchlaufen, wohingegen hohe Frequenzen gedämpft werden. Ist die Amplitudenverzerrung frequenzunabhängig, entspricht dies einem Allpass. Die Amplitudenverzerrung eines Systems wird mit dem Amplitudenspektrum beschrieben.

Der Frequenzgang des Systems ist die Fourier-Transformierte der Impulsantwort $h(t)$ des Systems und ist gegeben durch [24]:

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} h(t) dt \quad (2.8)$$

$H(j\omega)$ ist eine komplexe Zahl und lässt sich in

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\Phi(j\omega)} \quad (2.9)$$

aufteilen. $|H(j\omega)|$ entspricht dem Amplitudenspektrum, wobei dieses häufig logarithmisch in dB dargestellt wird:

$$A_{dB} = 10 \log_{10} |H(j\omega)|^2 \quad (2.10)$$

2.3.2 Phasenverzerrung

Eine Veränderung der Phase entspricht einer zeitlichen Verschiebung des Eingangssignals. Ist die Phasenverzerrung frequenzabhängig, verformt dies die Kurvenform des Eingangssignals, ohne dabei neue Frequenzanteile entstehen zu lassen. Die Frequenzabhängigkeit wird häufig als Phasengang grafisch dargestellt, der sich wie folgt aus

dem komplexen Frequenzgang $H(j\omega)$ berechnet [24]:

$$\Phi(j\omega) = \arctan \frac{\Im(H(j\omega))}{\Re(H(j\omega))} \quad (2.11)$$

Die negative Ableitung des Phasengangs führt wiederum zur Gruppenlaufzeit $\tau_{Gr}(j\omega)$:

$$\tau_{Gr}(j\omega) = -\frac{d}{d\omega} \Phi(j\omega) \quad (2.12)$$

Anhand der Gruppenlaufzeit lässt sich nun die zeitliche Verzögerung in Abhängigkeit der Frequenz direkt ablesen. Eine ideale, konstante Gruppenlaufzeit bedeutet einen linearen Phasengang, welcher jedoch nur mit (digitalen) FIR-Filtern (Transversalfilter) zu realisieren ist. Durch die konstante Gruppenlaufzeit treten keine Phasenverzerrungen auf [17].

2.4 Nichtlineare Verzerrung

Sind im Ausgangssignal $y(t)$ (siehe Abbildung 2.4) Frequenzanteile enthalten, die im Eingangssignal nicht vorhanden waren, handelt es sich um ein nichtlineares System. Zwischen dem Ein- und Ausgangssignal besteht kein proportionaler Zusammenhang und die Verstärkung des Systems ist abhängig vom Eingangspegel. Nichtlineare Prozesse können im Allgemeinen wesentlich komplexer als lineare Prozesse sein - bekannte mathematische Methoden für LTI-Systeme lassen sich nicht mehr anwenden. Abhängig von der Applikation können nichtlineare Verzerrungen durchaus gewollt sein, wie beispielsweise bei Modulationsvorgängen, um das Nutzsignal in einen anderen Frequenzbereich zu verschieben. Dabei wird eine Schaltung gezielt im nichtlinearen Bereich betrieben.

In dieser Arbeit wird der interessante Fall der Übersteuerung eines Verstärkers betrachtet, der aufgrund einer immer endlichen Betriebsspannung in die Signalbegrenzung geht. Dies wird qualitativ anhand einer beliebigen Verstärker-Kennlinie und zwei Sinus-Schwingungen unterschiedlicher Amplitude in Abbildung 2.5 erläutert.

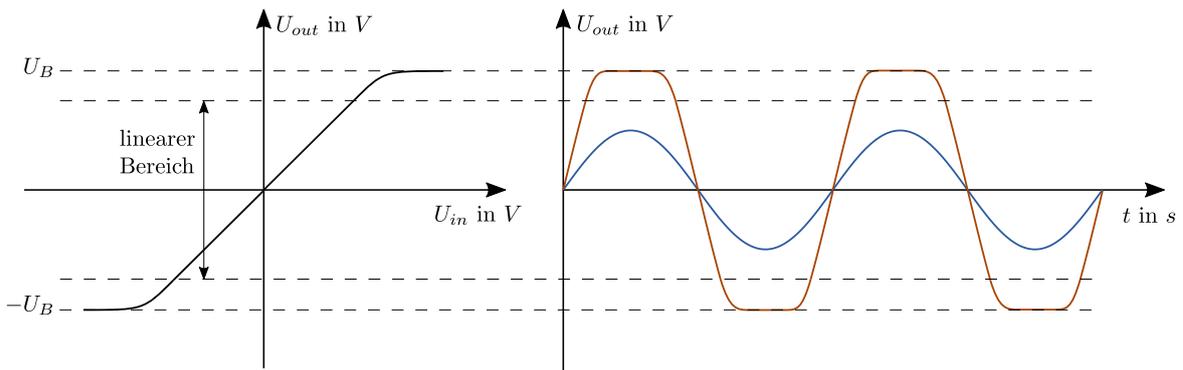


Abbildung 2.5: Signalbegrenzung (orange) durch nichtlineare Verstärkerkennlinie

Die Amplitude der blauen Sinus-Schwingung liegt innerhalb des linearen Bereichs. Daher kann diese voll aussteuern und die Form bleibt erhalten. Bei dem Signal in orange liegt die maximale Eingangsamplitude bereits im abknickenden Teil der Kennlinie und die Ausgangsspannung wird dementsprechend bis zur Betriebsspannung U_B begrenzt. Umso größer die Eingangsspannung, desto mehr nähert sich die Ausgangsspannung einer Rechteckform an und desto höher sind die Verzerrungsprodukte.

Der Grad an nichtlinearer, harmonischer Verzerrung wird meist als Klirrfaktor k bzw. Total Harmonic Distortion (THD) angegeben. Dabei wird an das System eine einzelne Frequenz, meist 1 kHz , angelegt und die Effektivwerte aller Oberwellen auf die Grundwelle bezogen. Nach *Tietze* und *Schenk* [42] folgt daraus für den Klirrfaktor in

Prozent:

$$k = 100\% \cdot \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \hat{U}_n^2}}{\hat{U}_1} \quad (2.13)$$

Dabei bezeichnet \hat{U}_n die Amplitude der n -ten Harmonischen. Da Verstärker heutzutage sehr niedrige Klirrfaktoren haben, ist eine logarithmische Angabe in dB ebenso üblich:

$$k = 20 \log \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \hat{U}_n^2}}{\hat{U}_1} \text{ dB} = 10 \log \frac{\sum_{n=2}^{\infty} \hat{U}_n^2}{\hat{U}_1^2} \text{ dB} \quad (2.14)$$

Der Klirrfaktor sagt jedoch nichts über den klanglichen Eindruck aus, da hieraus die spektrale Zusammensetzung der Oberschwingungen nicht hervorgeht.

Notation

Für die nichtlinearen Verzerrungsprodukte haben sich verschiedene Bezeichnungen etabliert. Die Oberwellen, die als ganzzahlig Vielfache der Grundschwingung auftreten, werden als n -te Harmonische oder Klirrkomponente k_n bezeichnet, wobei n der Ordnung entspricht. So wird die Grundfrequenz auch als 1. Harmonische oder k_1 Komponente bezeichnet. Die 2. Harmonische bzw. k_2 Komponente entspricht wiederum der doppelten Grundfrequenz (Oktave) [43].

2.4.1 Harmonische Verzerrung

Bei harmonischer Verzerrung wird an das System lediglich eine einzelne Frequenz angelegt. Im Ausgangssignal entstehen neue Frequenzen, die als Vielfache der Eingangsfrequenz auftreten. Wird die positive und negative Halbwelle des Eingangssignals gleichermaßen verzerrt, liegt eine symmetrische Verzerrung vor, andererseits handelt es sich um eine asymmetrische Verzerrung.

Asymmetrische Verzerrung

Dies sei am Beispiel einer einfachen quadratischen Kennlinie erläutert.

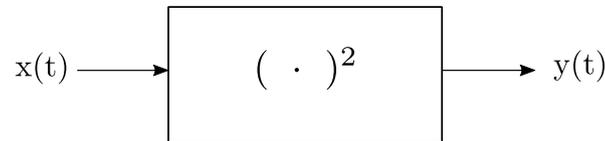


Abbildung 2.6: System mit quadratischer Kennlinie

Das Ausgangssignal $y(t)$ ergibt sich somit durch

$$y(t) = \left(x(t)\right)^2 = x(t) \cdot x(t) \quad (2.15)$$

Im Gegensatz zu den in Kapitel 2.3 genannten Operationen ist eine Multiplikation wie z.B. $y(t) = x_1(t) \cdot x_2(t)$ eine nichtlineare Operation. Ist das Eingangssignal $x(t)$ eine Sinus-Schwingung der Frequenz f

$$x(t) = \sin(2\pi ft) = \sin(\omega t) \quad (2.16)$$

folgt für das Ausgangssignal

$$y(t) = \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t) \quad (2.17)$$

Über das Additionstheorem

$$\sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\omega_2 t) = \frac{1}{2} \cdot \left[\sin(\omega_1 t + \omega_2 t) + \sin(\omega_1 t - \omega_2 t) \right] \quad (2.18)$$

ergibt sich

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2} \left[\sin(\omega t + \omega t) + \sin(\omega t - \omega t) \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\sin(2\omega t) + \sin(0) \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\sin(2\omega t) + 1 \right] \quad (2.19) \end{aligned}$$

Das Ausgangssignal enthält somit nicht mehr die Eingangsfrequenz, dafür jedoch die doppelte Frequenz und einen Gleichanteil mit je halber Amplitude. Dies ist für eine Sinus-Schwingung mit 10 Hz in Abbildung 2.7 dargestellt.

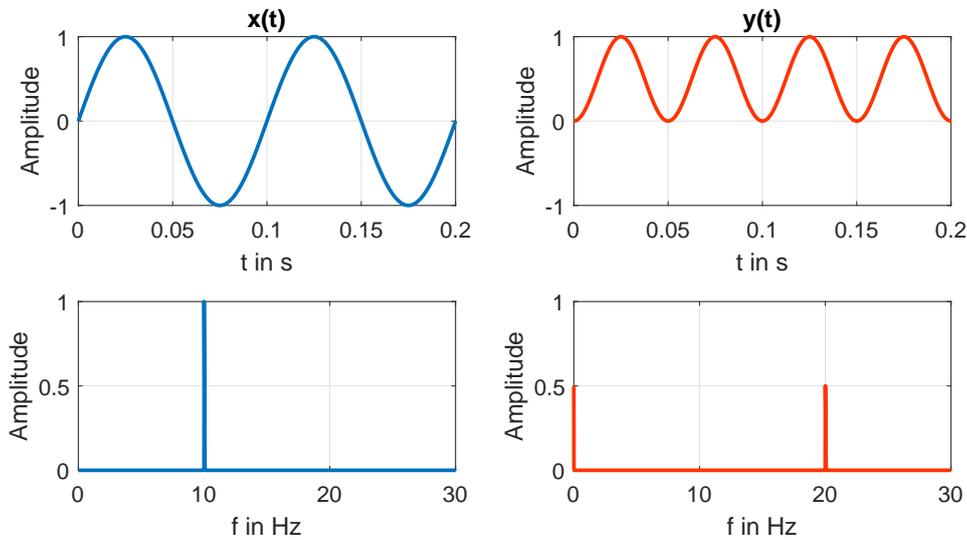


Abbildung 2.7: Quadratische Kennlinie: Ein- und Ausgangssignal im Zeitbereich (oben) und Frequenzbereich (unten)

Kennlinien, die nur gerade Potenzen enthalten, produzieren bei Anregung mit einer einzelnen Frequenz immer einen Gleichanteil und ausschließlich Harmonische gerader Ordnung (k_2, k_4, k_6, \dots). Die maximal auftretende Potenz bestimmt die höchste entstehende Harmonische. Für gewöhnlich entstehen bei einer asymmetrischen Kennlinie jedoch alle Oberwellen, da diese nicht ausschließliche Anteile mit nur geraden Potenzen aufweisen.

Symmetrische Verzerrung

Eine symmetrische Verzerrung lässt sich an der Punktsymmetrie der Kennlinie erkennen. Vorausgesetzt die Eingangsschwingung ist nicht durch einen Offset nach oben oder unten verschoben, werden die positiven und negativen Halbwellen dementsprechend gleichermaßen (daher symmetrisch) verzerrt. So erzeugt die kubische Kennlinie x^3 nur die Grundfrequenz und die 3. Harmonische. Kennlinien, die nur ungerade Potenzen enthalten, produzieren bei Anregung mit einer einzelnen Frequenz immer die Grundfrequenz und ausschließlich Harmonische ungerader Ordnung (k_3, k_5, k_7, \dots).

Wird die Eingangsschwingung durch einen Offset beispielsweise nach oben verschoben, werden die positiven Halbwellen stärker als die negativen Halbwellen verzerrt. Dies führt zu einer asymmetrischen Verzerrung, wobei sowohl Harmonische gerader als auch ungerader Ordnung entstehen.

Im folgenden Beispiel wird für die Kennlinie eine tanh-Funktion gewählt.

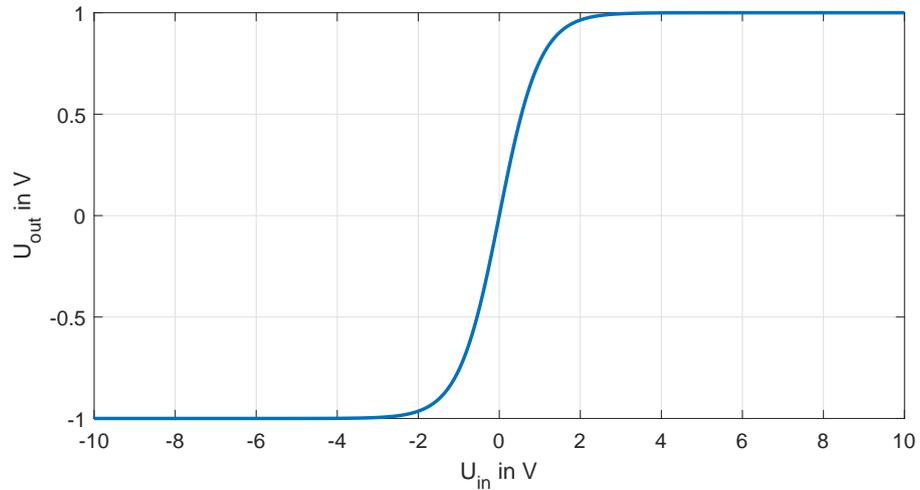


Abbildung 2.8: System mit tanh-Kennlinie

Hat die Eingangsschwingung keinen Offset bzw. Gleichspannungsanteil, entstehen, wie in Abbildung 2.9 dargestellt, am Ausgang nur Harmonische ungerader Ordnung.

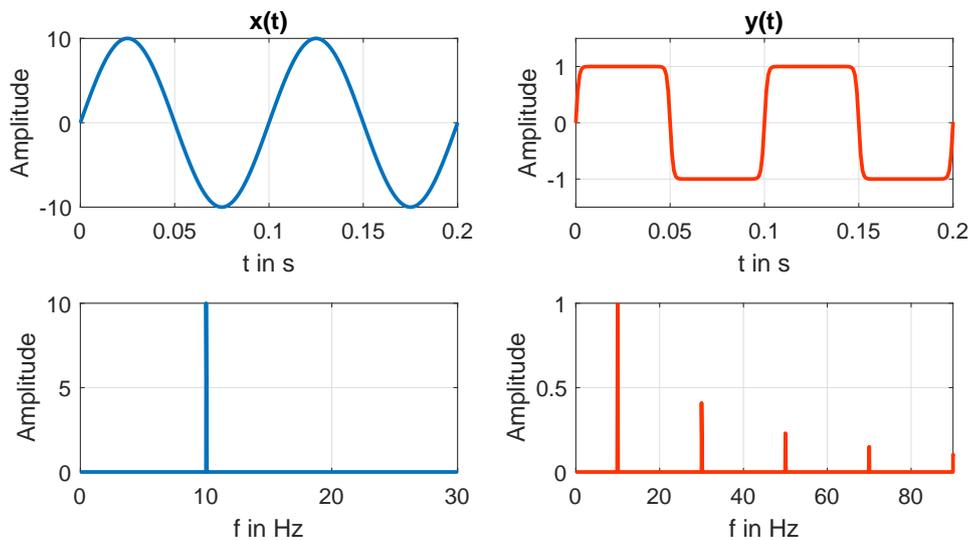


Abbildung 2.9: tanh-Kennlinie: symmetrische Verzerrung

In Abbildung 2.10 wurde die Eingangsschwingung hingegen durch einen Offset von 1 V nach oben verschoben. Durch die asymmetrische Verzerrung entstehen am Ausgang zusätzlich Harmonische gerader Ordnung.

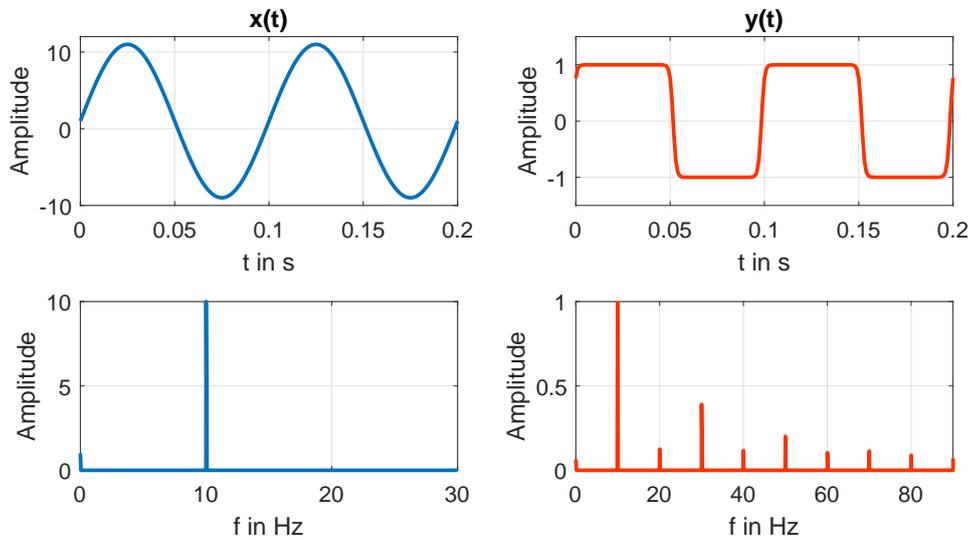


Abbildung 2.10: tanh-Kennlinie: asymmetrische Verzerrung (Eingangsschwingung mit Offset von 1 V)

2.4.2 Intermodulation

Sind im Eingangssignal $x(t)$ mindestens zwei verschiedene Frequenzen enthalten, entstehen neben den Vielfachen (Kapitel 2.4.1) ebenfalls Summen- und Differenzfrequenzen der Eingangsfrequenzen. Akustische Signalquellen, wie Sprache oder auch eine Gitarre, enthalten bereits zahlreiche Oberwellen. Dies führt durch die nichtlineare Kennlinie schnell zu einem unübersichtlichen Spektrum [43]. In der Nachrichtentechnik werden die Intermodulationsprodukte z.B. gezielt für Modulationsvorgänge benutzt, um ein Frequenzspektrum in einen anderen Frequenzbereich zu verschieben.

Als einfaches Beispiel dient wieder die quadratische Kennlinie aus Abbildung 2.7. Das Eingangssignal enthält nun die Frequenzen ω_1 und ω_2 mit derselben Amplitude A .

$$\begin{aligned}
 x(t) &= A \cdot \sin(\omega_1 t) + A \cdot \sin(\omega_2 t) \\
 &= A \cdot \left[\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t) \right]
 \end{aligned}
 \tag{2.20}$$

Für das Ausgangssignal folgt daraus:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= (x(t))^2 \\
 &= \left(A \cdot [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)] \right)^2 \\
 &= A^2 \cdot \left[\sin^2(\omega_1 t) + 2 \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\omega_2 t) + \sin^2(\omega_2 t) \right] \quad (2.21)
 \end{aligned}$$

Über das Additionstheorem aus Kapitel 2.4.1 lässt sich der Ausdruck zu

$$\begin{aligned}
 y(t) &= A^2 \cdot \left[\frac{1}{2} [1 + \sin(2\omega_1 t)] + 2 \cdot \frac{1}{2} [\sin(\omega_1 t - \omega_2 t) \right. \\
 &\quad \left. + \sin(\omega_1 t + \omega_2 t)] + \frac{1}{2} [1 + \sin(2\omega_2 t)] \right] \quad (2.22)
 \end{aligned}$$

vereinfachen und nach den Frequenzanteilen sortieren.

$$\begin{aligned}
 y(t) &= A^2 \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \sin(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} \sin(2\omega_2 t) \right. \\
 &\quad \left. + \sin((\omega_1 - \omega_2)t) + \sin((\omega_1 + \omega_2)t) \right] \quad (2.23)
 \end{aligned}$$

In Abbildung 2.11 sind diese Intermodulationsverzerrungen für zwei Sinus-Schwingungen mit $f_1 = 100 \text{ Hz}$, $f_2 = 10 \text{ Hz}$ und der Amplitude $A = 1$ als Eingangssignal veranschaulicht.

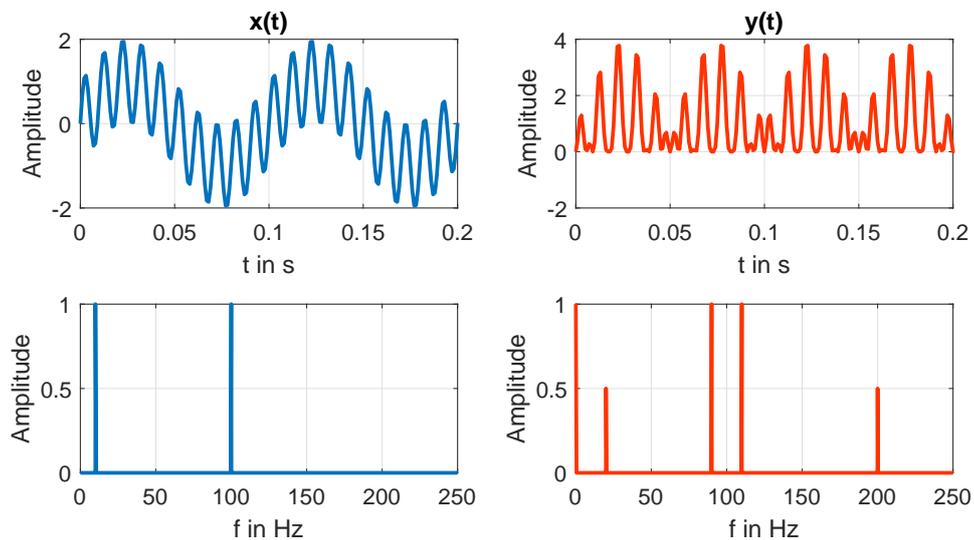


Abbildung 2.11: Quadratische Kennlinie: Intermodulation durch zwei Eingangsfrequenzen

Neben den beiden Harmonischen, die bei 20 Hz und 200 Hz auftreten sowie einem Gleichanteil, entstehen Summen- und Differenzfrequenzen bei 90 Hz und 110 Hz .

Die Frequenzlage der Intermodulationsverzerrungen lässt sich nach *Weinzierl* [43] für zwei Eingangsfrequenzen allgemein ausdrücken:

$$f_{\text{IMD}} = p \cdot f_1 \pm q \cdot f_2 \quad \text{mit} \quad p = 1, 2, 3\dots \quad q = 1, 2, 3\dots \quad (2.24)$$

Die Summe aus p und q bezeichnet dabei die Ordnung einer Intermodulationskomponente. Die bei einer nichtlinearen Kennlinie höchste auftretende Potenz bestimmt die maximale Ordnung der Intermodulationsprodukte. Daher entstehen bei einer quadratischen Kennlinie nur Intermodulationsprodukte 2. Ordnung.

2.5 Systemidentifikation von LTI-Systemen

Ein LTI-System lässt sich durch dessen Impulsantwort $h(t)$ bzw. komplexen Frequenzgang $H(j\omega)$ vollständig beschreiben. Bei einer Systemidentifikation wird versucht, das Systemverhalten, welches Eingangsgröße mit Ausgangsgröße verknüpft, durch ein mathematisches Modell zu erfassen. Die Abbildung 2.12 zeigt das System als Unbekannte.



Abbildung 2.12: Unbekanntes System verknüpft Eingangsgröße $x(t)$ mit Ausgangsgröße $y(t)$

Bei einer experimentellen Systemidentifikation wird das System mit geeigneten Testsignalen angeregt und die Systemantwort $y(t)$ aufgezeichnet. Anhand beider Größen lässt sich nun auf das unbekannte System schließen. Die wohl einfachste Möglichkeit ist beispielsweise die Anregung des Systems mit Einzeltönen, wobei jeweils die Ein- und Ausgangsspannung mit einem RMS-Voltmeter notiert wird. Die Eingangsfrequenz wird um eine gewünschte Frequenzauflösung erhöht und der Vorgang bis zur maximalen Frequenz (z. B. 20 kHz bei Audio) wiederholt. Das paarweise Teilen der Ausgangsspannung durch die Eingangsspannung ergibt den Amplitudengang des Systems. Nachteilig ist jedoch der zeitliche Aufwand und der weiterhin unbekannte Phasengang [43].

Allgemein berechnet sich das Ausgangssignal durch Faltung der Impulsantwort mit dem Eingangssignal:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) d\tau = h(t) * x(t) \quad (2.25)$$

Im Frequenzbereich entspricht die Faltung wiederum einer Multiplikation:

$$Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega) \quad (2.26)$$

Durch die einfache Multiplikation lässt sich dies nun nach $H(j\omega)$ auflösen:

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (2.27)$$

Im Zeitbereich wird für die Berechnung der Impulsantwort ein zum Anregungssignal inverses Filter benötigt. Die Faltung des Ausgangssignals mit diesem inversen Filter

führt anschließend zur Impulsantwort. Für die Berechnung des inversen Filters muss der komplexe Frequenzgang des Anregungssignals invertiert werden - für den Amplitudengang wird der Kehrwert gebildet und der Phasengang wird negiert. Ist das Anregungssignal spektral weiß verteilt, bedeutet dies lediglich ein zeitlich invertiertes Anregungssignal:

$$h(t) = y(t) * x(-t) \quad (2.28)$$

Dies ist äquivalent zur Kreuzkorrelation zwischen dem Ausgangssignal und dem nicht invertierten, also originalen Anregungssignal. Bei nicht spektral weißen Anregungssignalen ist das inverse Filter hingegen über den Frequenzbereich zu berechnen [43].

In den folgenden Abschnitten werden nun beispielhaft drei verschiedene Methoden zur Systemidentifikation kurz vorgestellt, die sich vor allem durch das verwendete Anregungssignal unterscheiden.

2.5.1 Dirac-Impuls

Der Dirac-Impuls stellt in der Systemtheorie einen zeitlich unendlich kurzen Impuls mit gleichzeitig unendlich hoher Amplitude dar. Im Frequenzbereich zeigt der Amplitudengang des Impulses einen horizontalen Verlauf, die Phase und Gruppenlaufzeit bleiben ebenfalls konstant bei 0° bzw. 0 s. Die Abbildung 2.13 veranschaulicht die Auslegung des Impulses. Die in der Praxis realisierbare Amplitude des Impulses hängt von der Applikation ab.

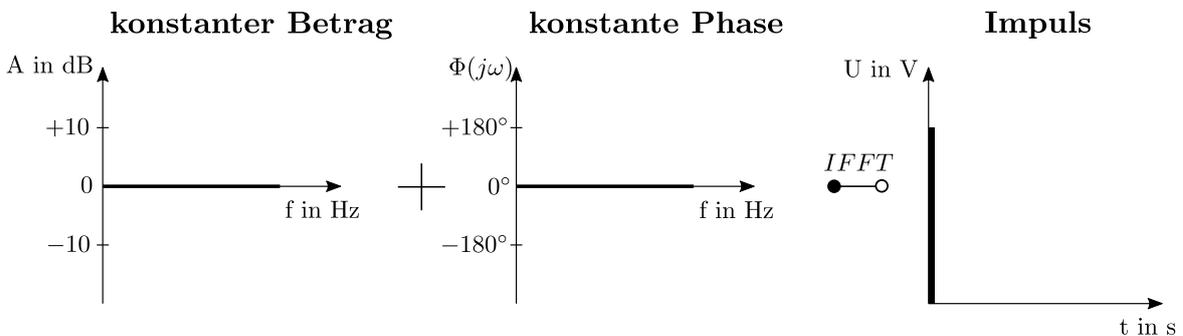


Abbildung 2.13: Auslegung eines Impulses im Frequenzbereich

Die Fourier-Transformierte des Dirac-Impulses ergibt sich nach [24] zu

$$\delta(t) \circ \bullet 1 \quad (2.29)$$

Wird das System mit einem Dirac-Impuls angeregt, zeigt sich die gesuchte Impulsantwort des Systems direkt am Ausgang als Antwort auf den am Eingang eingespeisten Impuls:

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{Y(j\omega)}{1} = Y(j\omega) \bullet \longleftrightarrow h(t) = y(t) \quad (2.30)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 2.14 visualisiert. Der Begriff *DUT* bezeichnet dabei das zu identifizierte System (englisch: **D**evice **U**nder **T**est).

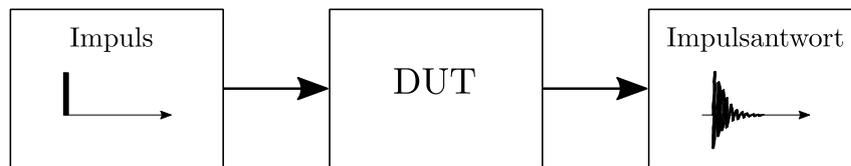


Abbildung 2.14: Direkte Systemidentifikation über einen (Dirac)-Impuls

Die Fourier-Transformierte der Impulsantwort, also der Frequenzgang des Systems, zeigt nun alle Abweichungen von dem ursprünglich vorgegebenen, horizontalen Verlauf von Amplitude und Phase des Impulses.

In diesem Zusammenhang ist jedoch zu beachten, dass der Impuls aufgrund immer endlicher Bandbreite und Betriebsspannung in der Praxis immer nur eine Näherung für das mathematische Modell ist. Um eine ähnlich hohe Energie wie bei Rauschsignalen oder Sinus-Sweeps zu erreichen, müsste die Amplitude des Impulses mehrere 100 V betragen. Da dies selten zu realisieren ist, findet der Impuls aufgrund dem daraus resultierenden, schlechten Signal-Rauschverhältnis in der Praxis weniger Anwendung [43].

2.5.2 Maximum Length Sequence

Sogenannte MLS-Folgen (englisch: **M**aximum **L**ength **S**equences) bzw. Maximalfolgen sind binäre Signale, die dennoch Eigenschaften von Pseudo-Zufallssignalen besitzen und einfach in Soft- und Hardware zu realisieren sind. Dies wird klassischerweise mit einem getakteten, linear rückgekoppelten Schieberegister und XOR-Gattern umgesetzt, wobei die einzelnen Bitstellen des Schieberegisters ein irreduzibles Polynom repräsentieren. Solche Polynome haben den Vorteil, dass die maximale Anzahl an möglichen Zuständen $2^N - 1$ (mit N Bitstellen) periodisch durchlaufen werden.

Maximalfolgen sind zwar deterministische Signale, das Amplitudenspektrum ist jedoch aufgrund der gleichverteilten Amplitudenwerte wie beim Dirac-Impuls exakt weiß, wenn die Folge periodisch wiederholt wird. Der Crest- bzw. Scheitelfaktor scheint

einen perfekten Wert von 0 dB zu haben, allerdings wird durch das Antialiasing-Filter des D/A-Wandlers die Bandbreite des Signals begrenzt, sodass durch die ursprünglich steilen Flanken Überschwinger entstehen, die den Crestfaktor um ca. $7\text{--}8 \text{ dB}$ erhöhen.

Die Impulsantwort lässt sich schlecht über den Frequenzbereich berechnen, da für den FFT-Algorithmus (englisch: **F**ast-**F**ourier-**T**ransformation) 2^N Werte benötigt werden, die Maximalfolge jedoch immer nur $2^N - 1$ lang ist. Daher wird die Impulsantwort im Zeitbereich über eine Faltung des Ausgangssignals mit der zeitlich invertierten Maximalfolge bestimmt, welches in der nachfolgenden Abbildung 2.15 visualisiert ist.

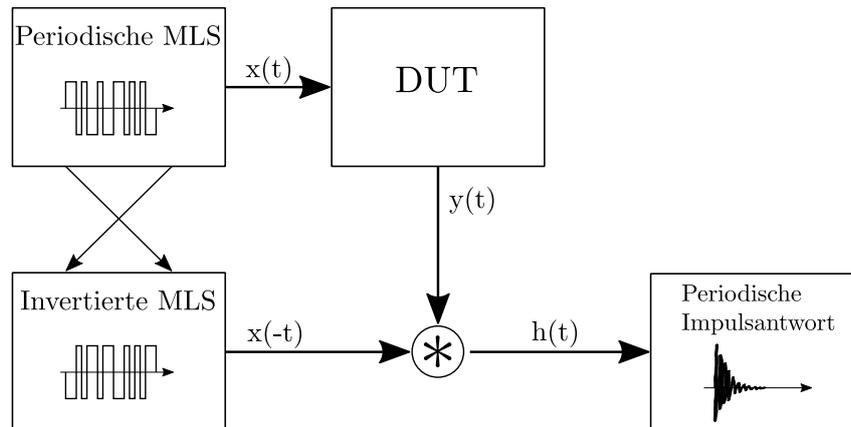


Abbildung 2.15: Systemidentifikation über eine MLS-Folge

Da sowohl das Ausgangssignal als auch die zeitinvertierte Maximalfolge periodisch ist, ist auch die durch die Faltung bestimmte Impulsantwort periodisch. Verschwindet die periodische Impulsantwort noch innerhalb der Periode im Rauschteppich, entspricht diese zugleich der gesuchten, nicht-periodischen Impulsantwort.

Abschließend sei erwähnt, dass für MLS-Folgen die Kreuzkorrelation zwischen Ein- und Ausgangssignal über die sogenannte „schnelle Hadamard-Transformation“ (FHT) wesentlich schneller als über die diskrete Faltung berechnet werden kann. Auf diesen Algorithmus wird an dieser Stelle nicht näher eingegangen, da die Systemidentifikation über MLS-Folgen in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt wird [43].

2.5.3 Sinus-Sweep

Bei einem Sinus-Sweep wird ein vorher festgelegtes Frequenzintervall in einem gewünschten Zeitraum durchlaufen. Die Frequenz steigt dabei zeitlich typischerweise linear oder logarithmisch - aber auch andere Verläufe sind hier denkbar. Im Gegensatz zu den Maximalfolgen, die das exakt weiße Amplitudenspektrum erst nach periodischer Wiederholung zeigen, reicht bei einem Sinus-Sweep bereits ein Durchgang aus. Die Messdauer lässt sich dadurch ebenfalls deutlich reduzieren. Die Länge des Sweeps

hat jedoch vor allem Einfluss auf das Signal-Rauschverhältnis. Je kürzer der Sweep, desto weniger Energie fällt auf die einzelnen Frequenzbereiche und desto schlechter ist das Signal-Rauschverhältnis. Ein kurzer Sweep würde im Grenzfall in einen Dirac-Impuls übergehen.

Der Crestfaktor liegt theoretisch bei ca. 3 dB, der in der Praxis auch nahezu erreicht wird, da hier das Antialiasing-Filter des D/A-Wandlers keine nennenswerte Amplitudenverzerrung verursacht. In der Praxis weist der Sinus-Sweep somit ein besseren Crestfaktor als die MLS-Folgen auf.

Die Konstruktion kann sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich durchgeführt werden. Charakteristisch für den Entwurf im Zeitbereich sind die Überschwinger an den Enden des Betragsspektrums. Da beim Sinus-Sweep beliebige Signallängen möglich sind, kann die für den FFT-Algorithmus notwendige Länge von 2^N Datenwerte ohne Probleme konstruiert werden. Folglich wird die Impulsantwort meist über eine Entfaltung im Frequenzbereich berechnet. Dazu wird das Anregungs- und Ausgangssignal auf mindestens die doppelte Länge erweitert, jeweils über eine FFT in den Frequenzbereich gehoben und das Ausgangsspektrum durch das Spektrum des Anregungssignals geteilt. Die gesuchte Impulsantwort ergibt sich nun durch eine anschließende inverse FFT. Zeigt das untersuchte System darüber hinaus auch nichtlineares Verhalten, sind zusätzlich im negativen Zeitbereich weitere Anteile zu entdecken, die die harmonischen Verzerrungsprodukte darstellen. Da diese zeitlich ausreichend weit von der k_1 -Komponente entfernt sind, kann die endgültige Impulsantwort durch Fensterung extrahiert werden [43]. Der Ablauf ist noch einmal in Abbildung 2.16 zu sammengefasst.

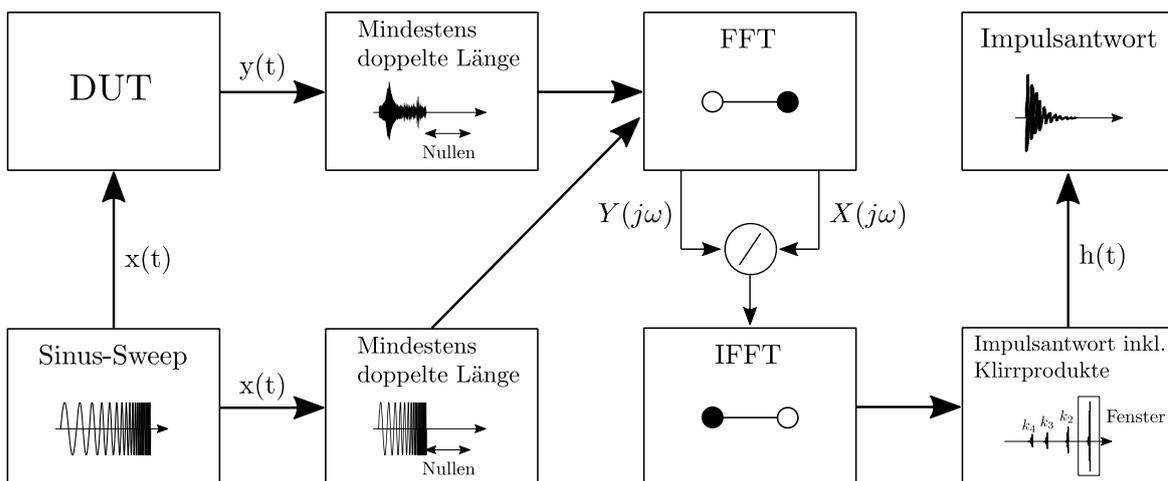


Abbildung 2.16: Systemidentifikation über einen Sinus-Sweep

Insgesamt lassen sich somit aus einer einzelnen Messung sowohl die Impulsantwort der Grundwelle als auch sämtliche harmonischen Klirrprodukte ermitteln, sodass z. B. auch eine anschließende Klirrfaktor-Berechnung denkbar wäre. Aufgrund dieser vorteilhaften Eigenschaften wird der Sinus-Sweep im weiteren Verlauf dieser Arbeit als Anregungssignal verwendet.

2.6 Modelle für nichtlineare Systeme

Systeme mit nichtlinearem Verhalten werden häufig um einen bestimmten Arbeitspunkt linearisiert, da für LTI-Systeme eine überwiegend geschlossene mathematische Theorie existiert. Reicht allerdings diese Einschränkung um den Arbeitspunkt nicht aus, um das System für die Applikation ausreichend genau zu beschreiben, oder sind die Nichtlinearitäten zu stark, muss dieses durch ein geeignetes nichtlineares Modell charakterisiert werden. Da die bei natürlichen Prozessen vorkommenden Nichtlinearitäten sehr vielfältig sind, gibt es ebenfalls eine breite Auswahl an verschiedenen nichtlinearen Modellen.

In dem folgenden Abschnitt soll ein kurzer Überblick über nichtlineare Modelle gegeben werden. Da diese Thematik sehr umfassend ist, gelingt eine ausführliche Einführung an dieser Stelle nicht. Vielmehr soll für die Übersicht auf die mögliche Klassifizierung unterschiedlicher Modelle eingegangen werden. Neben der klassischen Volterra-Funktionalreihe werden anschließend hauptsächlich die für diese Arbeit interessanten, blockorientierten Modelle betrachtet. Es existieren diverse andere nichtlineare Modelle wie künstlich neuronale Netzwerke, NARMAX-Modelle (englisch: **N**onlinear **A**utoregressive **M**oving **A**verage with **E**xogenous **I**ntput), Fuzzy-Modelle oder auch die Wiener-Reihe, das Kolmogorov-Gabor-Polynom und das bilineare zeitdiskrete Eingangs-Ausgangs-Modell. Auf diese Modellansätze wird jedoch nicht weiter eingegangen, da die für diese Arbeit durchgeführte Literaturrecherche den Ansatz über blockorientierte Modelle bestätigte. Viele der zuletzt aufgezählten Modelle stellen zudem allgemeine und durch ihre hohe Parameteranzahl „unhandliche“ Ansätze dar. Andere sind spezialisierte Modelle, die beispielsweise Anwendung in der Regelungstechnik finden.

Bohn und *Unbehauen* [3] sowie *Schröder* und *Buss* [30] bieten jeweils einen umfassenden Einstieg in nichtlineare Modelle und stellen die Grundlage für dieses Kapitel dar.

2.6.1 Klassifizierung nichtlinearer Modelle

Statisch oder dynamisch

Hängt die Ausgangsgröße eines Systems nur von dem momentanen Wert der Eingangsgröße ab, wird dieses als statisches System bezeichnet. Ist die Ausgangsgröße hingegen von dem Verlauf der Eingangsgröße abhängig, die Vergangenheit hat also einen Einfluss auf die aktuelle Ausgangsgröße, liegt ein dynamisches bzw. speicherfähiges System vor. Die Geschwindigkeit eines Autos ist beispielsweise abhängig von den in der Vergangenheit wirkenden Antriebskräften, sodass die in Bewegung versetzte Masse des Autos und die Geschwindigkeit mit einem Gedächtnis vergleichbar ist.

Vorwissen über das System

Anhand des Vorwissens über die Systemstruktur unterscheiden sich die Modellierungsansätze, wobei der Grad an Vorwissen in White-, Gray- und Black-Box-Modellen ausgedrückt wird. Dies ist nur eine grobe Einteilung, entscheidet jedoch in erster Instanz über das Vorgehen und die in Frage kommenden Modell-Gruppen.

Für ein White-Box-Modell muss das Systemverhalten sehr genau analysiert werden. Es werden meist physikalische und geometrische Gleichungen verwendet, wobei die zu bestimmenden Modellparameter den physikalischen Parametern entsprechen. Die Modellparameter können durch praktische Messungen erfasst werden, dies ist jedoch keine Voraussetzung. Interne Systemzustände werden durch die aufwendige Systemanalyse ebenso beachtet.

Wie die Anlehnung an die Farbgebung bereits vermuten lässt, ist das Black-Box-Modell sehr konträr zum White-Box-Modell. Es wird keine Kenntnis über das Systemverhalten vorausgesetzt, weshalb die Modellparameter keinen direkten physikalischen Zusammenhang darstellen. Es interessiert lediglich die Nachbildung des Eingangs-Ausgangsverhaltens. Zur Beschreibung des Systemverhaltens wird allerdings ein allgemeines Modell benötigt, welches aufgrund der hohen Parameteranzahl recht „unhandlich“ werden kann.

Das Gray-Box-Modell stellt den Mittelweg dar. Durch grobes Wissen über die Systemstruktur kann ein einfacheres, aber dafür spezielleres, Modell gewählt werden, dessen Modellparameter wie beim Black-Box-Modell experimentell zu bestimmen sind. Diese Modellparameter können wiederum in Modellgleichungen auftauchen, die meist bekannte physikalische Zusammenhänge repräsentieren. Zu dieser Gruppe gehören beispielsweise die weiter unten vorgestellten blockorientierten Modelle.

Eingangs-Ausgangs-Beschreibung oder Zustandsraumbeschreibung

Modelle mit Eingangs-Ausgangs-Beschreibung stellen nur den Zusammenhang zwischen der Eingangs- und Ausgangsgröße her. Bei einer Zustandsraumbeschreibung werden im Gegensatz dazu ebenfalls innere Systemzustände beachtet. Da in dieser Arbeit durch Messungen nur Eingang und Ausgang des Verstärkersystems bekannt sind, werden die Zustandsraumbeschreibungen nicht weiter betrachtet.

Zeitkontinuierlich oder zeitdiskret

Stellen Ein- und Ausgangssignale sowie interne Zwischengrößen kontinuierliche Verläufe über die Zeit dar, wird von einem (zeit)kontinuierlichen Modell gesprochen. Im Gegensatz dazu werden für die Berechnung auf einem Mikrocontroller oder DSP Eingangssignale mittels Analog-Digital-Umsetzer in diskrete Wertefolgen überführt und

der Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsgröße nur zu bestimmten Zeitpunkten t_k beschrieben. Das zugrunde liegende Modell wird dementsprechend als zeitdiskret bezeichnet.

2.6.2 Volterra-Reihe

Die Volterra-Reihe ist eine der ersten allgemeinen Beschreibungen für nichtlineare Systeme mit einem Ein- und Ausgang (SISO, englisch: **S**ingle **I**nput **S**ingle **O**utput), vorgestellt von dem italienischen Mathematiker *Vito Volterra*. Durch die allgemeine Gültigkeit sind wenige Vorkenntnisse über das System erforderlich - die Systembeschreibung ist jedoch dementsprechend komplex und unhandlich.

Die Eingangs-Ausgangsbeziehung eines System lässt sich allgemein über

$$y(t) = H [x(t)] \quad (2.31)$$

$$y = Hx \quad (2.32)$$

ausdrücken, wobei H den Systemoperator und $x(t)$ die Eingangsgröße darstellt. Zu beachten ist, dass H nicht auf einen einzelnen Zeitpunkt sondern nur auf den gesamten Verlauf der Eingangsgröße $x(t)$ angewendet werden darf, weshalb in 2.32 der Bezug zur Zeit t verschwindet. Ausgedrückt als unendliche Funktionalreihe ergibt sich:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{\infty} H_i [x(t)] \quad (2.33)$$

H_i wird nun als Volterra-Operator i -ter Ordnung bezeichnet. Für

$$H_0 [x(t)] = h_0 \quad (2.34)$$

ergibt sich der konstante Wert h_0 , der bei verschwindender Eingangsgröße am Ausgang anliegt. Allgemein gilt für die Volterra-Reihe

$$H_i [x(t)] = h_0 + \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_i(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i) \cdot x(t - \tau_1)x(t - \tau_2)\dots x(t - \tau_i) d\tau_i \dots d\tau_2 d\tau_1 \quad (2.35)$$

wobei h_i als den i -ten Volterra-Kern bezeichnet wird. Für die ersten drei Volterra-

Operatoren folgt ausgeschrieben:

$$H_1 [x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau_1) \cdot x(t - \tau_1) d\tau_1 \quad (2.36)$$

$$H_2 [x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) \cdot x(t - \tau_1)x(t - \tau_2) d\tau_2 d\tau_1 \quad (2.37)$$

$$H_3 [x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \cdot x(t - \tau_1)x(t - \tau_2)x(t - \tau_3) d\tau_3 d\tau_2 d\tau_1 \quad (2.38)$$

H_1 entspricht dem linearen Faltungsintegral, welches bereits mit Formel 2.25 eingeführt wurde. Bei linearen Systemen ist dementsprechend nur dieser Term ungleich null. Grundsätzlich kann die Volterra-Reihe als nichtlineare Erweiterung des Faltungsintegrals angesehen werden. Für kausale Systeme kann die untere Integralgrenze zu null gesetzt werden. Ist darüber hinaus die Eingangsgröße $x(t) = 0$ für $t < 0$, kann die obere Integralgrenze zu t vereinfacht werden

Im Gegensatz zu der Volterra-Reihe beschreibt die Taylor-Reihe ausschließlich statische Nichtlinearitäten. Der Zusammenhang zwischen beiden Beschreibungsformen lässt sich beispielhaft für eine Taylor-Reihe 2. Ordnung über ein vorgeschaltetes dynamisches LTI-System herleiten, welches in Abbildung 2.17 dargestellt ist. Die Speicherfähigkeit steckt dementsprechend nur in dem LTI-System, nach außen wirkt dies jedoch wie eine dynamische Nichtlinearität.

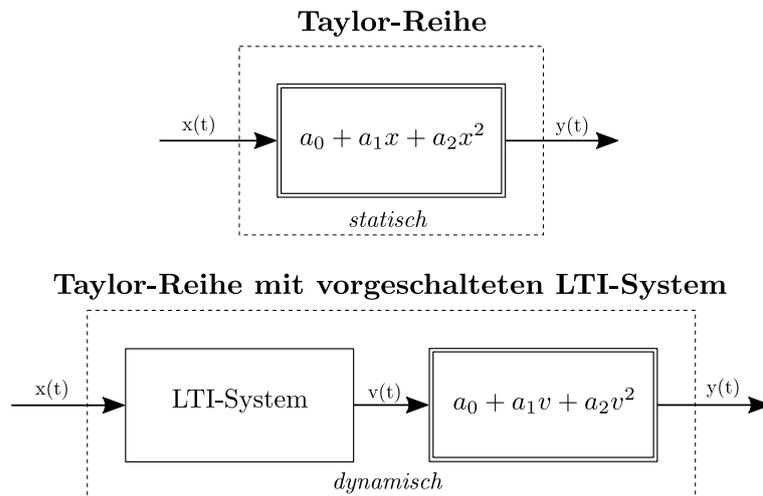


Abbildung 2.17: Beispiel eines statisches und dynamisches Systems

Für die Taylor-Reihe ergibt sich die Ausgangsgröße durch:

$$y(t) = a_0 + a_1x(t) + a_2x(t)^2 \quad (2.39)$$

Ist ein LTI-System mit der Impulsantwort $h(t)$ vorgeschaltet, folgt:

$$y(t) = a_0 + a_1 \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) d\tau + a_2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) d\tau \right]^2 \quad (2.40)$$

Der quadratische Ausdruck wird ausmultipliziert und die Integrationsvariablen in τ_1 bzw. τ_2 umbenannt.

$$y(t) = a_0 + a_1 \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) d\tau + a_2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \cdot x(t - \tau_1) d\tau_1 \right] \cdot \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot x(t - \tau_2) d\tau_2 \right] \quad (2.41)$$

$$= a_0 + \int_{-\infty}^{\infty} a_1 h(\tau) \cdot x(t - \tau) d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} a_2 h(\tau_1) h(\tau_2) \cdot x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_2 d\tau_1 \quad (2.42)$$

Die Zusammenfassung und Umbenennung der Konstanten mit den jeweiligen Impulsantworten führt direkt zur Volterra-Reihe 2. Ordnung.

$$y(t) = h_0 + \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) \cdot x(t - \tau) d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) \cdot x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_2 d\tau_1 \quad (2.43)$$

2.6.3 Blockorientierte Modelle

Blockorientierte Modelle werden aus einzelnen Blöcken zusammengesetzt, die aus dynamischen linearen Systemen oder statischen Nichtlinearitäten bestehen. Je nach Kombination ergeben sich Modelle mit unterschiedlichen Verhalten, wobei zusätzlich zwischen vorwärtsgerichteten und rückgekoppelten Modellen unterschieden wird. In Abbildung 2.18 sind die wichtigsten vorwärtsgerichteten Modelle zusammengefasst.

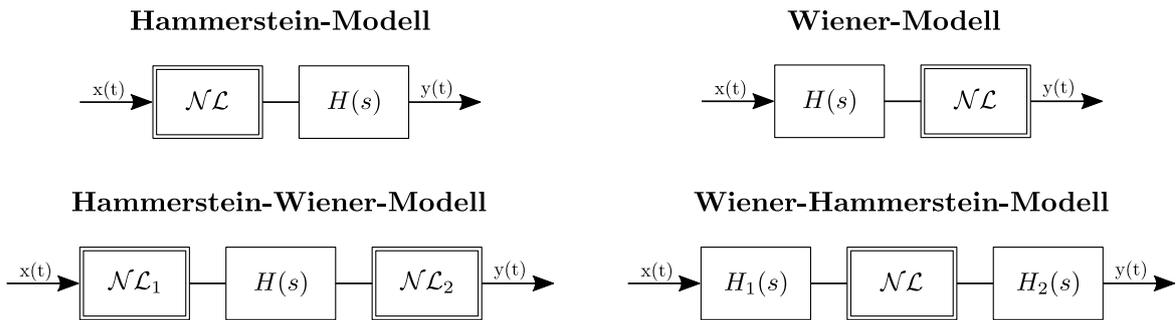


Abbildung 2.18: Vorwärtsgerichtete blockorientierte Modelle durch Reihenschaltung von dynamischen linearen Systemen $H(s)$ und statischen Nichtlinearitäten \mathcal{NL} (Abbildung basierend auf [30])

Das Hammerstein-Modell wird ebenfalls als NL-Modell bezeichnet, welches direkt die Reihenfolge der Blöcke verdeutlicht (nichtlinear - linear). Eine Parallelschaltung von r Hammerstein-Modellen wird als Urysohn-Modell bezeichnet, eine Parallelschaltung aus r Wiener-Modellen wiederum als Projection-Pursuit-Modell. Das Lur'e-Modell stellt ein lineares System mit rückgekoppelter Nichtlinearität dar.

Bei einer Systemidentifikation auf Basis eines blockorientierten Modells gilt es nun die einzelnen Blöcke zu identifizieren. Für die linearen dynamischen Systeme werden typischerweise die Koeffizienten a_1, a_2, \dots, a_n und b_0, b_1, \dots, b_n der Übertragungsfunktion oder der Verlauf der Impulsantwort bestimmt, bei den jeweiligen statischen Nichtlinearitäten die nichtlineare Funktion.

Der Amplitudengang eines Gitarrenlautsprechers fällt üblicherweise bereits ab ca. 6 kHz stark ab, welches für die Formung des verzerrten Gitarrenklangs enorm wichtig ist, da ebenfalls die durch die Nichtlinearität entstandenen Oberwellen gedämpft werden. Ohne diese Tiefpasswirkung klingt das verzerrte Signal harsch und unangenehm. Das Wiener-Modell mit Ausgangsnichtlinearität, welches gleichzeitig die einzige Nichtlinearität darstellt, ist daher für eine Beschreibung eines Verstärkersystems nicht geeignet. Das Hammerstein-Modell mit ausgangsseitigem LTI-System bietet im Gegensatz dazu passende Voraussetzungen. Daher liegt das Hauptaugenmerk auf diesem blockorientierten Modell.

3 Hardware- und Software-Komponenten

3.1 Hardware

3.1.1 TMS320C6748 DSP Development Kit (LCDK)

Das TMS320C6748 DSP DEVELOPMENT KIT (LCDK) ist ein Entwicklungsboard mit dem digitalen Signalprozessor TMS320C6748 der Firma TEXAS INSTRUMENTS (TI), welches in der nachstehenden Abbildung dargestellt ist.

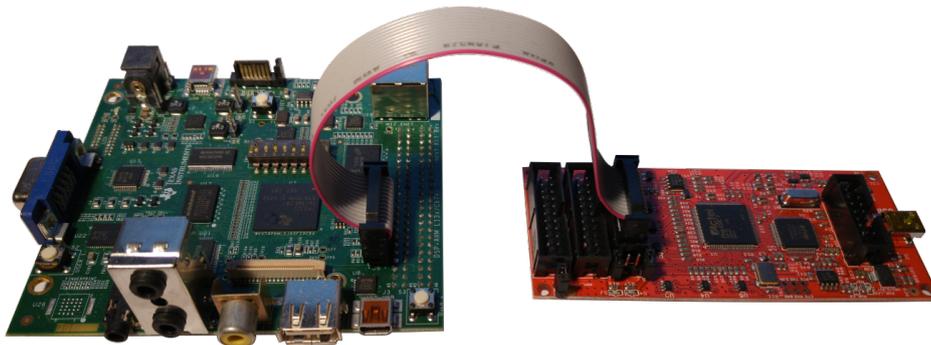


Abbildung 3.1: TMS320C6748 DSP DEVELOPMENT KIT (LCDK) (links) und JTAG-Emulator OLIMEX LTD. TMS320-XDS100-V3 (rechts)

TI bietet mit dem OMAPL138 ein ähnliches Entwicklungsboard an, welches jedoch zusätzlich mit einem ARM9-Mikroprozessor ausgestattet ist. Digitale Signalprozessoren (DSP) sind für bestimmte mathematische Operationen optimiert, die in der Signalverarbeitung fortwährend benötigt werden. Die Signale werden mittels Analog-Digital-Umsetzer (ADC) digitalisiert, sodass diese als zeit-diskrete Wertefolgen (Samples) vorliegen. Auf dem DSP können die Samples wiederum mit mathematischen Operationen manipuliert und über einen Digital-Analog-Umsetzer (DAC) wieder zurück in die analoge, zeit-kontinuierliche Form überführt werden. Eine typische Operation ist beispielsweise die MAC-Operation (englisch: **M**ultiply **A**ccumulate), welche z. B. bei der Ausführung einer Faltung benötigt wird. DSPs sind auf solche Operationen derart optimiert, dass diese teilweise innerhalb eines Taktes ausgeführt werden und

daher durch ihre hohe Effizienz häufig in echtzeitfähigen Applikationen verwendet werden. Der Begriff „echtzeitfähig“ ist dabei nicht fest definiert, sondern hängt von den Anforderungen der Applikation ab. In Rahmen dieser Arbeit sollte die Latenz durch das DSP-Board nicht mehr als 10 *ms* betragen, da dies dem Musiker ansonsten als unangenehme Verzögerung auffällt. Die heutzutage erhältlichen PCs sind ebenfalls enorm leistungsstark, für die Implementierung des Gitarrenverstärkers wurde sich jedoch bewusst für einen DSP entschieden, da einerseits die Anforderung von < 10 *ms* unter Windows nur mit gut optimierten Treibern einzuhalten ist und andererseits ein kleiner und portabler Verstärker entstehen soll.

Da das DSP-Board über keinen Onboard-Emulator verfügt, wird ein externer JTAG-Emulator wie der in Abbildung 3.1 angeschlossene OLIMEX LTD. TMS320-XDS100-V3 Emulator benötigt, um das DSP-Board zu programmieren. Auf dem Entwicklungsboard sind neben dem eigentlichen DSP diverse Peripherieeinheiten untergebracht, mit denen sich Signale über verschiedene Schnittstellen ein- und ausspielen lassen. Einen Überblick über diese Komponenten bietet das folgende Blockdiagramm in Abbildung 3.2.

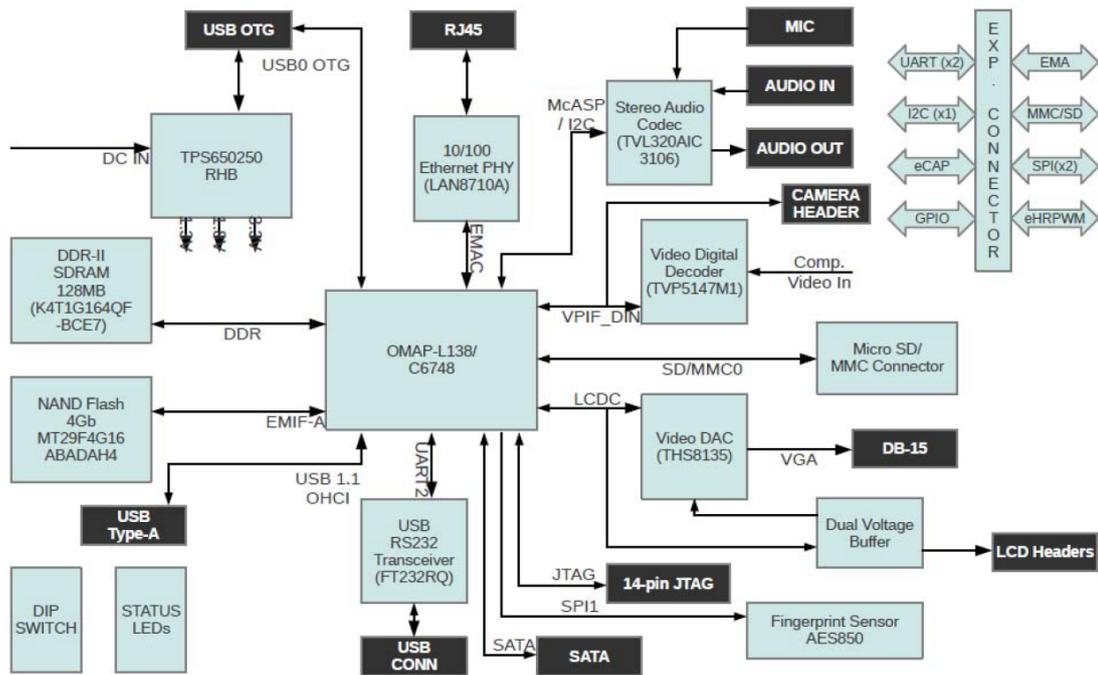


Abbildung 3.2: Blockdiagramm der Peripherieeinheiten auf dem TMS320C6748 DSP DEVELOPMENT KIT (LCDK) [40]

Über den 14-Pin JTAG Anschluss wird der JTAG-Emulator angeschlossen. Als Speichererweiterung befindet sich neben einem 128 MB DDR-II SDRAM Speicher, der mit 150 *MHz* getaktet ist, außerdem ein langsamerer SDRAM bzw. NAND-Flash

Speicher, der über eine EMIF-Schnittstelle (englisch: **E**xtern **M**emory **I**nterface) verbunden ist. Darüber hinaus kann der Speicher über eine Serial-ATA-Schnittstelle oder einer SD-Speicherkarte erweitert werden. Diese Speichermöglichkeiten sind jedoch nur für zeit-unkritische Applikationen zu empfehlen. Weitere Peripherie stellen beispielsweise verschiedene Video-Schnittstellen oder auch eine Ethernet- und UART-Schnittstelle dar. Für diese Arbeit werden jedoch hauptsächlich die Audio-Schnittstellen *Audio In* und *Audio Out* benötigt, die über den TLV320AIC3106 Stereo Audio Codec realisiert sind.

Für mehr Informationen wird an dieser Stelle auf die verschiedenen Datenblätter zum DSP und der Peripherieeinheiten verwiesen [36, 40, 39, 38, 41, 37].

TMS320C6748 Fixed- and Floating-Point DSP

Auf dem Entwicklungsboard ist der TMS320C6748 DSP untergebracht, der mit 375 MHz getaktet ist und acht 32 Bit-Instruktionen in einem Prozessortakt, also ca. alle 2.67 ns , verarbeiten kann. Berechnungen können sowohl mit Festkomma- (englisch: fixed-point) als auch Gleitkommazahlen (englisch: floating-point) durchgeführt werden. Weiterhin sind im DSP 32 kB LP1 Program Cache, 32 kB L1D Data Cache und 256 kB L2 RAM untergebracht. Insgesamt acht Funktionseinheiten (M1, L1, .D1, S1, M2, L2, D2, S2) können verschiedene Instruktionen in einem Prozessortakt ausführen, wobei die M Einheiten Multiplikationen durchführen und mit den L und S Einheiten arithmetische und logische Operationen realisiert werden können. Die D Einheiten sind für das Laden von Daten und das Abspeichern der Ergebnisse aus den Berechnungen zuständig [39, 38].

TLV320AIC3106 Audio Codec und McASP

Der TLV320AIC3106 ist ein low-power Audio Codec zur Ein- und Ausgabe von Audiosignalen. Von den diversen Ein- und Ausgängen sind auf dem Entwicklungsboard über 3.5 mm Klinkenbuchsen jeweils ein Stereo-Eingang und Stereo-Ausgang sowie ein Mikrofoneingang herausgeführt. Die Abtastrate kann zwischen 8 kHz und 96 kHz getrennt für den ADC und DAC eingestellt und für die Wortbreite der einzelnen Kanäle aus 16, 20, 24 und 32 Bit gewählt werden. Sowohl auf der Eingangs- als auch Ausgangsseite kann die Verstärkung der Signale separat eingestellt werden. Auf der Eingangsseite steht hierfür ein PGA (englisch: **P**rogrammable **G**ain **A**mplifier) zur Verfügung, der das analoge Signal vor dem ADC verstärkt. Auf der Ausgangsseite wird der Pegel in diskreter Form vor dem DAC beeinflusst. Zur Kommunikation zwischen DSP und Audio Codec wird der serielle Steuerbus wahlweise über I²C (englisch: **I**nter-**I**ntegrated **C**ircuit) oder SPI (englisch: **S**erial **P**eripheral **I**nterface) realisiert. Zur Übertragung der Audiodaten besitzt der DSP wiederum einen Multichannel Audio Serial Port (McASP), der verschiedene Protokolle wie I²S (englisch: **I**nter-**I**C **S**ound) oder TDM (englisch: **T**ime **D**ivision **M**ultiplex) unterstützt.

Für den Austausch von Audiosamples bestehen grundlegend drei Möglichkeiten.

- Polling
- Interrupts
- (E)DMA

Bei Polling- und Interrupt-Verfahren werden immer Sample für Sample übertragen. Allerdings ist das Polling keine besonders elegante Lösung, da das Programm immer aktiv auf ein neues Sample wartet und erst anschließend die Berechnungen durchführt. Während des Pollings kann die CPU keine anderen Instruktionen ausführen, wodurch enormes Potential verschenkt wird.

Im Gegensatz dazu kann die CPU beim Interrupt-Verfahren durchgehend Instruktionen ausführen. Ist ein neues Sample verfügbar, wird ein Interrupt geworfen, die aktuellen Berechnungen unterbrochen und das Sample in der entsprechenden Interrupt-Service-Routine bearbeitet. Wichtig ist, dass die Signalverarbeitung des Samples mit dem implementierten Algorithmus kürzer als die Abtastzeit T_s (Kehrwert der Abtastfrequenz F_s) ist, da ansonsten bereits ein neues Sample verfügbar ist, obwohl die aktuelle Berechnung noch nicht abgeschlossen ist, welches zu Aussetzern führt.

Durch (E)DMA (englisch: (**E**nanced) **D**irect **M**emory **A**ccess) wird ein ganzer Block von Samples auf einmal vom Audio Codec in den Speicher geladen, ohne dass dabei die CPU mit einbezogen werden muss. Dieses Verfahren ist noch effizienter als die Interrupt-Methode, da die CPU nicht bei jedem Sample aktuelle Instruktionen unterbrechen muss. Während die CPU den gesamten Block von Samples verarbeitet, werden parallel die vorgegebene Anzahl an Samples gesammelt. Die Blockgröße bestimmt somit die Eingangs-Ausgangs-Latenz, sodass beispielsweise bei einer Blockgröße von 512 Samples und einer Abtastrate von 96 kHz eine Latenz von ca. 5,3 ms entsteht. Besonders bei blockbasierten Algorithmen wie einer Fast-Fourier-Transformation (FFT) bietet sich das (E)DMA-Verfahren an [36, 37].

3.1.2 Focusrite 6i6 2nd Gen Audio Interface

Mit dem Audio Interface 6i6 2ND GEN der Firma FOCUSRITE, dargestellt in Abbildung 3.3, werden über die serielle Schnittstelle USB (englisch: Universal Serial Bus) sämtliche Signale für den PC während des Identifikationsprozesses der Verstärkerkette ein- und ausgespielt.



Abbildung 3.3: FOCUSRITE 6i6 2ND GEN Audio Interface

Das Interface bietet hierfür diverse Ein- und Ausgänge, wovon ein Eingang mit einstellbarem Mikrofon-Vorverstärker und ein analoger Ausgang zur Ausgabe des Sinus-Sweeps verwendet wird. Da das Audio Interface noch über einen zweiten Eingang mit separatem Mikrofon-Vorverstärker verfügt, wäre auch eine Abnahme der Lautsprecher-Box mit zwei Mikrofonen denkbar, die anschließend softwaretechnisch gemischt werden. Auf diese Möglichkeit wird in der Arbeit allerdings verzichtet.

Mithilfe der mitgelieferten Software FOCUSRITE CONTROL lassen sich sämtliche Hardware-Eingänge und Software-Playbacks mit beliebigen Pegeln auf die verschiedenen Ausgänge routen. Eine direkte Verbindung von Ein- und Ausgang ist ebenso möglich, sodass keine (softwarebedingte) Eingangs-Ausgangs-Latenz entsteht.

Die maximale Abtastrate beträgt 192 kHz mit einer Wortbreite von 24 Bit [10]. Der Audio Codec des DSP-Board unterstützt wiederum eine maximale Abtastrate von 96 kHz mit einer Wortbreite von maximal 32 Bit [36], daher wird sowohl in MATLAB als auch auf dem DSP-Board mit $96\text{ kHz}/24\text{ Bit}$ gearbeitet.

Der Amplitudengang von Ein- und Ausgang sollte möglichst glatt sein, damit das Audio Interface die Messung nicht verfälscht. In [10] gibt der Hersteller für den hörbaren Bereich $20\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$ beim Mikrofoneingang eine Abweichung von $+0,5\text{ dB} / -1,5\text{ dB}$ und beim Ausgang eine Abweichung von $\pm 0,5\text{ dB}$ an. Dies wird messtechnisch mit einem ROHDE & SCHWARZ UPV Audio Analyzer überprüft, indem über FOCUSRITE CONTROL der Mikrofoneingang direkt mit dem Ausgang verbunden und die Signalstrecke durchgemessen wird. Der gemessene Amplitudengang entspricht

somit der Summe aus Ein- und Ausgang. Wie in der Abbildung 3.4 zu sehen, hat der Amplitudengang eine Welligkeit von etwa $0,5 \text{ dB}$ und hält damit die Spezifikation aus dem Datenblatt ein.

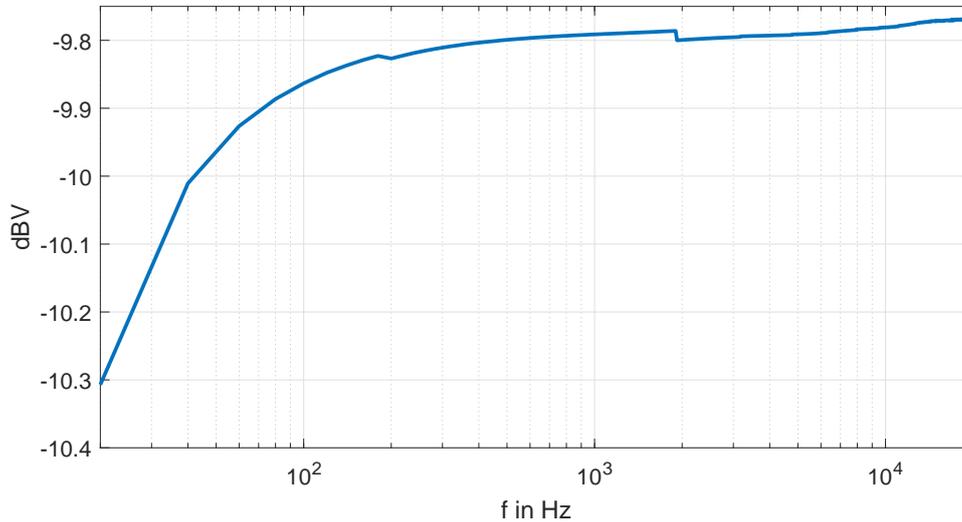


Abbildung 3.4: Amplitudengang vom Focusrite 6i6 2nd Gen Audio Interface, Mikrofoneingang direkt auf Ausgang geroutet (Messung mit ROHDE & SCHWARZ UPV Audio Analyzer)

Um den Einfluss des Audio Interfaces zu eliminieren, kann der Frequenzgang einzeln aufgenommen und im späteren Identifikationsverfahren mit eingerechnet werden. Da der Amplitudengang jedoch bereits eine geringe Welligkeit aufweist, wird auf diese Möglichkeit verzichtet.

Der Ausgangspegel wird softwaretechnisch nun so eingestellt, dass die Ausgangsspannung ca. 1 V_{pp} beträgt. Eine höhere Spannungsamplitude sorgt zwar für ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis, Messungen mit einem Oszilloskop zeigen jedoch bei Vollaussteuerung mit 0 dBFS starke nichtlineare Verzerrungen durch Signalbegrenzung, die unbedingt zu verhindern sind. Die Mikrofon-Vorverstärkung ist so einzustellen, dass der Aussteuerbereich möglichst gut genutzt wird, um das Signal-Rausch-Verhältnis zu maximieren, ohne dabei den Eingang zu übersteuern. Die Vorverstärkung ist je nach verwendeten Mikrofon und Lautstärke des jeweiligen Gitarrenverstärkers unterschiedlich zu wählen. Durch eine höhere Lautstärke des Gitarrenverstärkers kann eine niedrigere Vorverstärkung gewählt werden, sodass das Eigenrauschen des Vorverstärkers geringer ausfällt und das Signal-Rausch-Verhältnis weniger stark negativ beeinflusst wird.

Die Klirrfaktoren von Mikrofoneingang und Ausgang sind mit kleiner $0,002 \%$ bzw. kleiner $0,001 \%$ niedrig spezifiziert. Allgemein ist darauf zu achten, dass jegliche Über-

steuerung der Signale verhindert wird, da dies in den späteren Messergebnissen nicht korrigierbar ist.

3.1.3 Visual Sound Custom Shop PureTone Buffer

Um die Impedanz des Gitarren-Tonabnehmers an den geringen Eingangswiderstand des DSP-Boards anzupassen, wird als Impedanzwandler der VISUAL SOUND CUSTOM SHOP PURETONE BUFFER verwendet. Dazu wird dieser zwischen Gitarre und Audio-Eingang des DSP-Boards geschaltet (siehe 2.1). Das Wirkungsprinzip entspricht dem aus Kapitel 3.1.3.

3.2 Software

3.2.1 MathWorks MATLAB

Der gesamte Entwicklungsprozess dieser Arbeit wird in der Software MATLAB der Firma THE MATHWORKS, INC. durchgeführt. Die einzelnen Signale, wie z.B. der Sinus-Sweep oder die Systemantwort der Verstärkerkette, werden über Wave-Dateien mit 96 kHz/24 Bit exportiert bzw. importiert.

3.2.2 PreSonus Studio One 3

STUDIO ONE 3 der Firma PRESONUS AUDIO ELECTRONICS, INC. stellt eine sogenannte DAW (englisch: **D**igital **A**udio **W**orkstation) dar, die für gewöhnlich zur Produktion von Musik verwendet wird. Im Rahmen dieser Arbeit dient diese Software als Schnittstelle zum Audio Interface, die über den ASIO-Treiber (englisch: **A**udio **S**tream **I**nput/**O**utput) direkten Zugriff auf alle Ein- und Ausgänge besitzt. STUDIO ONE 3 wird zum Abspielen und Aufnehmen von Audiosignalen verwendet - die Bearbeitung der Signale wird lediglich in MATLAB durchgeführt. Als kostenlose Alternative eignet sich ebenso der Audioeditor AUDACITY.

3.2.3 Texas Instruments Code Composer Studio und SDK

Zur Programmierung des DSP-Boards bietet TEXAS INSTRUMENTS mit CODE COMPOSER STUDIO (CCS) eine integrierte Entwicklungsumgebung bzw. IDE (englisch: **I**ntegrated **D**evelopment **E**nvironment) an, die zum Zeitpunkt dieser Arbeit in der Version 8 vorliegt. In derselben Version von CCS lassen sich prinzipiell alle Entwicklungsboard des Herstellers programmieren, es werden jedoch zusätzlich die entsprechenden Softwarekomponenten benötigt. So kann für das DSP-Board unter [35] das Prozessor-SDK (englisch: **S**oftware **D**evelopment **K**it) heruntergeladen werden, mit dem alle wichtigen Programmbibliotheken zur Verfügung gestellt werden. Der aktuelle

C6000 Compiler kann wiederum direkt über das App Center innerhalb CCS installiert werden. Für einen umfassenden Überblick über das Prozessor-SDK wird an dieser Stelle auf die Dokumentation unter [34] verwiesen.

Für einen schnellen Einstieg in die digitale Signalverarbeitung auf dem DSP-Board wird das Beispielprogramm „MCASP_Audio_lcdkOMAPL138_c674xExampleProject“ verwendet, welches unter `... \ ti \ pdk_omap138_1_0_4 \ packages` mithilfe von BAT-Dateien erstellt wird. Durch das Skript `pdksetupenv.bat` lässt sich überprüfen, ob alle Pfade zu den Programmbibliotheken korrekt gesetzt sind. Innerhalb des Skripts `pdkProjectCreate.bat` lassen sich nun anschließend die gewünschten Beispielprogramme mit den korrekten CCS-Projekteinstellungen erstellen. Das Beispielprogramm arbeitet mit dem (E)DMA-Verfahren, da für die Implementierung auf dem DSP-Board blockbasierte Algorithmen benötigt werden. Für detailliertere Informationen wird an dieser Stelle auf Kapitel 5 verwiesen.

4 Nichtlineare Systemidentifikation

In diesem Kapitel wird die Methodik zur Identifikation der nichtlinearen Verstärkerkette entwickelt, welches den Kern dieser Arbeit darstellt. Wie bereits in Kapitel 2.6.3 erläutert, wird das blockorientierte Hammerstein-Modell verwendet, um das Eingangs-Ausgangs-Verhalten nachzustellen.

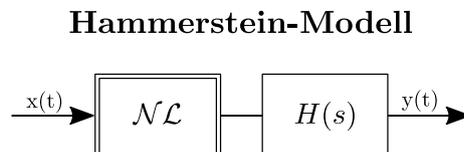


Abbildung 4.1: Blockorientiertes Hammerstein-Modell

Neben dem Hammerstein-Modell besitzt das Wiener-Hammerstein-Modell (siehe Abbildung 2.18) mit einem LTI-System am Ausgang ebenfalls passende Voraussetzungen, der Fokus wird jedoch auf das weniger komplexe Hammerstein-Modell gelegt.

Es sind folglich zwei Blöcke zu bestimmen, deren Identifikation bzw. Design jeweils in einem eigenen Abschnitt erläutert wird. Darüber hinaus können durch die Nichtlinearitäten Frequenzen entstehen, die höher als die halbe Abtastfrequenz sind und somit das Abtasttheorem verletzen. Mögliche Maßnahmen werden in Abschnitt 4.2.3 beschrieben.

Während der Ausarbeitung dieses Kapitels stellten sich insbesondere die Arbeiten von *Novák* [20, 22, 21] als hilfreich heraus, die auf die Identifikation höherer Impulsantworten mittels Sinus-Sweep mit exponentiell steigender Frequenz aufbauen. Dessen entwickelter Sinus-Sweep stützt sich wiederum auf die Arbeit von *Farina* [9] aus dem Jahr 2000. Weiterhin seien die Publikationen von *Eichas* [6, 7, 5, 8] genannt, in denen ebenfalls anhand blockorientierter Modelle Gitarrenverstärker und Gitarreneffekte modelliert werden.

4.1 Messung einzelner Impulsantworten höherer Ordnung

4.1.1 Messaufbau

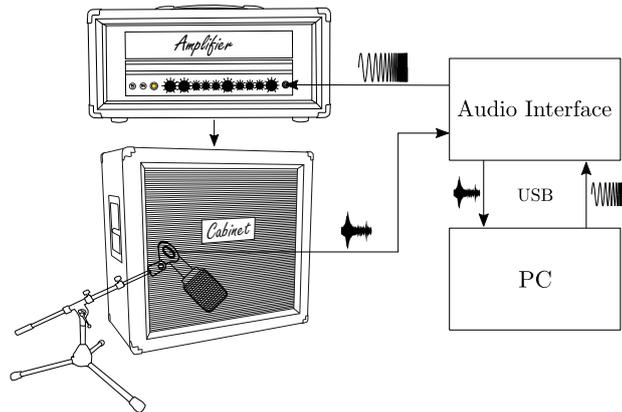


Abbildung 4.2: Messaufbau

Die Abbildung 4.2 zeigt den Messaufbau zur Identifikation des linearen Blocks. Der in MATLAB generierte Sinus-Sweep wird in STUDIO ONE 3 importiert, über den Ausgang des Audio Interfaces wiedergeben und in die zu identifizierende Verstärkerkette eingespeist. Das durch das Mikrofon aufgenommene Signal wird anschließend durch den Mikrofon-Vorverstärker des Audiointerfaces verstärkt und digitalisiert. Diese Systemantwort wird abschließend wieder in STUDIO ONE 3 als Wave-Datei exportiert und in MATLAB importiert.

4.1.2 Design des Sinus-Sweeps

Das grundlegende Vorgehen und die Vorzüge einer Systemidentifikation über einen Sinus-Sweep wurde bereits in Kapitel 2.5.3 aufgezeigt. Es wird nun ein Sweep Signal benötigt, bei dem die Impulsantworten des linearen Anteils sowie höherer Ordnungen trotz starker Nichtlinearitäten zeitlich getrennt in Erscheinung treten. Das nachfolgende Design dieses Sweep mit exponentiell steigender Frequenz wird direkt nach [20] durchgeführt. Nach Farina [9] lässt sich jedoch zunächst grundlegend im Zeitbereich ein Sinus-Sweep mit exponentiell steigender Frequenz über

$$s(t) = \sin \left(2\pi f_1 L \left[\exp \left(\frac{t}{L} \right) - 1 \right] \right) \quad (4.1)$$

ausdrücken. Die Geschwindigkeit der exponentiellen Frequenzänderung ist wiederum

von dem Faktor L abhängig. Die benötigte Sweep-Zeit ergibt sich aus:

$$T = L \cdot \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \quad (4.2)$$

Dabei bezeichnet f_1 die Startfrequenz und f_2 die Endfrequenz des Sinus-Sweeps. Typischerweise wird eine gewünschte Sweep-Zeit vorgegeben, sodass dementsprechend Formel 4.2 nach den Faktor L umgestellt wird.

$$L = \frac{T}{\ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right)} \quad (4.3)$$

Diese Definition führt jedoch dazu, dass die Phasen der einzelnen höheren Impulsantworten nicht synchron sind, welches später aufwendig zu korrigieren wäre. Es ist daher darauf zu achten, dass bei dem Sweep zu den Zeitpunkten der Vielfachen der Startfrequenz f_1 dieselbe Phase wie bei f_1 (also $t = 0$ s) eintritt. Dieser Zusammenhang ist in der Abbildung 4.3 verdeutlicht. Die Zeitpunkte, bei dem sich im Sweep-Signal die m -fachen Frequenzen von f_1 einstellen, werden allgemein mit Δt_m bezeichnet.

$$f_i(\Delta t_m) = m \cdot f_1 \quad (4.4)$$

wobei $m \in \mathbb{N} \setminus \{0\}$.

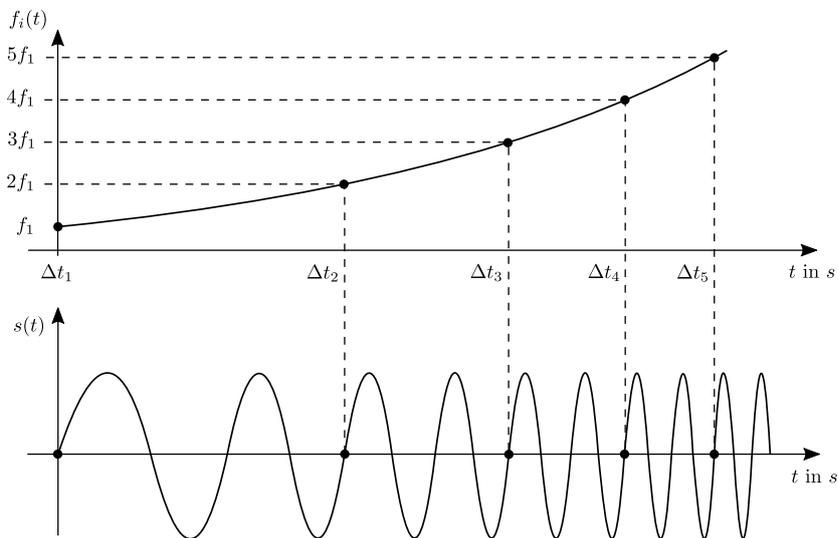


Abbildung 4.3: Synchroner Phasen bei Vielfache der Startfrequenz f_1 (Abbildung basierend auf [20])

Bei den Frequenzen $f_1, 2f_1, 3f_1$ etc. soll die aktuelle Phase des Signals somit im-

mer gleich null sein. Dafür wird nach [20] die Geschwindigkeit der Frequenzänderung angepasst.

$$L = \frac{1}{f_1} \text{round} \left(\frac{\hat{T} f_1}{\ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right)} \right) \quad (4.5)$$

Die Zeit \hat{T} beschreibt dabei die gewünschte Sweeplänge und *round* das Runden zur nächsten ganzen Zahl. Die wahre zeitliche Länge T berechnet sich wiederum nach Formel 4.2.

Die Zeitpunkte, wo sich die jeweils nächste vielfache Frequenz von f_1 einstellt, berechnet sich nach

$$\Delta t_m = L \ln(m) . \quad (4.6)$$

Ein Sinus-Sweep $s_2(t)$, der mit der doppelten Startfrequenz ($2f_1$) von $s(t)$ beginnt, wäre ab dem Zeitpunkt Δt_2 identisch mit $s(t)$:

$$s_2(t) = s(t + \Delta t_2) \quad (4.7)$$

Dies gilt ebenfalls für weitere m -fache Frequenzen von f_1 , sodass sich dies allgemein formulieren lässt:

$$s_m(t) = s(t + \Delta t_m) \quad (4.8)$$

Der Sinus-Sweep $s(t)$ wird nun als Anregungssignal $x(t)$ für die Verstärkerkette verwendet (siehe Abbildung 4.2).

4.1.3 Nichtlineare Entfaltung und Fensterung

In diesem Abschnitt gilt es nun anhand des beschriebenen Sinus-Sweeps und der gemessenen Systemantwort $y(t)$ den linearen Block des Hammerstein-Modells aus Abbildung 4.1 zu bestimmen. *Farina* sowie *Novák* verwenden hierfür ein zum Anregungssignal inverses Filter $\tilde{s}(t)$, welches bei Faltung mit diesem Anregungssignal theoretisch einen Dirac-Impuls ergibt:

$$s(t) * \tilde{s}(t) = \delta(t) \quad (4.9)$$

Wird das inverse Filter wiederum im Zeitbereich mit dem Ausgangssignal gefaltet, erscheinen neben der Impulsantwort der $k1$ -Komponente ebenfalls getrennt die Impulsantworten höherer Ordnung. Mathematisch lässt sich dies als Summe aller einzelnen

Impulsantworten $h_m(t)$ ausdrücken:

$$y(t) * \tilde{s}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} h_m(t + \Delta t_m) \quad (4.10)$$

Dieser Zusammenhang wird zusätzlich in Abbildung 4.4 verdeutlicht.

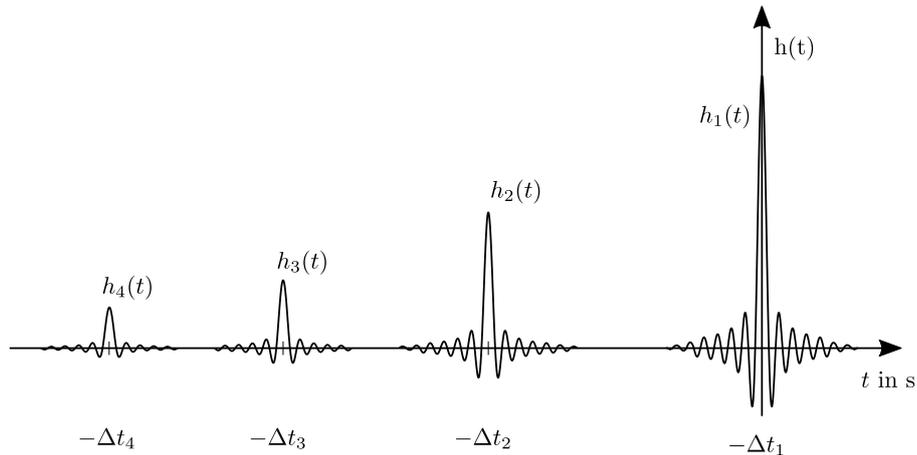


Abbildung 4.4: Zeitliche Verteilung der Impulsantworten höherer Ordnung (*Abbildung basierend auf [20]*)

Im Gegensatz zu dem im Kapitel 2.5.3 besprochenen linearen Sinus-Sweep, der ein rein weißes Amplitudenspektrum aufweist, fällt bei dem hier verwendeten Sinus-Sweep das Amplitudenspektrum zu den hohen Frequenzen mit etwa 3 dB / Oktave. Da die Frequenz exponentiell ansteigt, werden hohe Frequenzen schneller als tiefere Frequenzen durchlaufen, sodass auf letztere mehr Energie fällt. Aus diesem Grund muss das inverse Filter im Frequenzbereich konstruiert werden - eine zeitliche Invertierung reicht hier nicht aus. Nach [20] lautet das entsprechende inverse Filter nach Bildung des Kehrwertes für den Amplitudengang und Invertierung des Phasengangs:

$$\tilde{s} = \frac{f_1}{L} \exp\left(-\frac{t}{L}\right) s(-t) \quad (4.11)$$

Im Zeitbereich bedeutet dies neben der zeitlichen Invertierung eine andere Hüllkurve für die Amplitude, die zu den tiefen Frequenzen hin fällt. In Abbildung 4.5 werden die Signale qualitativ visualisiert.

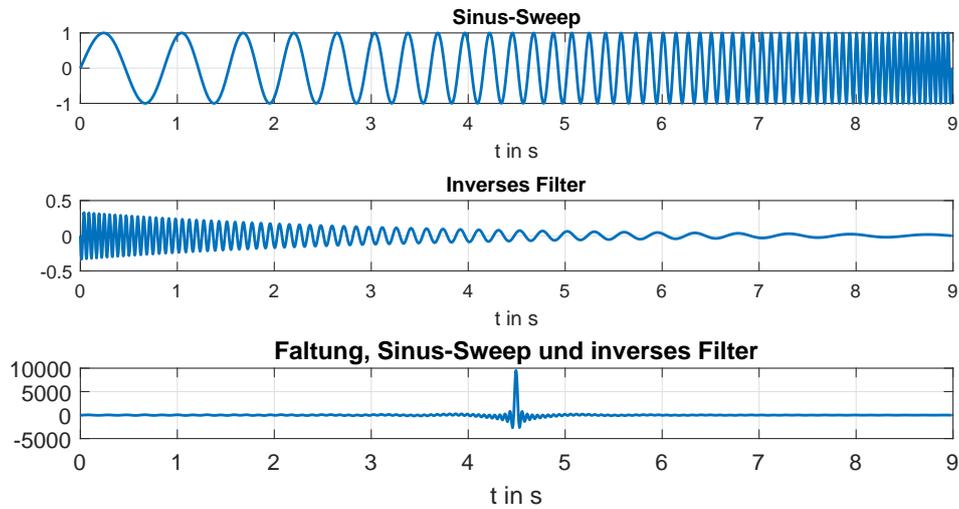


Abbildung 4.5: Sinus-Sweep und inverses Filter im Zeitbereich

Die abschließende Entfaltung kann sowohl im Zeitbereich (siehe Formel 4.10) als auch im Frequenzbereich erfolgen, letzteres ist jedoch aufgrund Geschwindigkeitsvorteilen zu bevorzugen. Eine anschließende inverse FFT führt zu den zeitlich getrennten Impulsantworten aus Abbildung 4.4:

$$\sum_{m=1}^{\infty} h_m(t + \Delta t_m) = \text{IFFT} \left[\text{FFT} \left(y(t) \right) \cdot \text{FFT} \left(\tilde{s}(t) \right) \right] \quad (4.12)$$

Zur Trennung der einzelnen Impulsantworten kann die Gewichtung mit einem einfachen Rechteckfenster erfolgen, da die Impulsantworten an den Rändern des Fensters gegen null verschwinden und daher kein Leakage-Effekt auftritt.

4.2 Design der statischen Nichtlinearität

Bei dem Design der statischen Eingangsnichtlinearität des Hammerstein-Modells wurden während des Entwicklungsprozesses verschiedene Ansätze verfolgt, die jedoch nicht immer zum Erfolg führten. In den nachfolgenden Abschnitten werden nun trotzdem die verschiedenen Möglichkeiten diskutiert. Die Reihenfolge der Abschnitte spiegelt den Entwicklungsprozess wieder. Der Begriff *Waveshaper* bezeichnet dabei eine mathematische Funktion, die das Eingangssignal nichtlinear verzerrt.

4.2.1 Waveshaper

Potenzreihe

Der Ansatz über eine Potenzreihe wurde von *Novák* in [20] sowie [22] vorgestellt. Dabei wird das Hammerstein-Modell in eine Parallelschaltung von r Hammerstein-Modellen umgeformt, wobei jede Eingangsnichtlinearität eine Potenz verschiedenen Grades darstellt. Die potenzierten Signale durchlaufen jeweils ein eigenes lineares Filter und werden schließlich zum Ausgangssignal $y(t)$ zusammenaddiert. Dieses Modell ist in der nachfolgenden Abbildung 4.6 dargestellt.

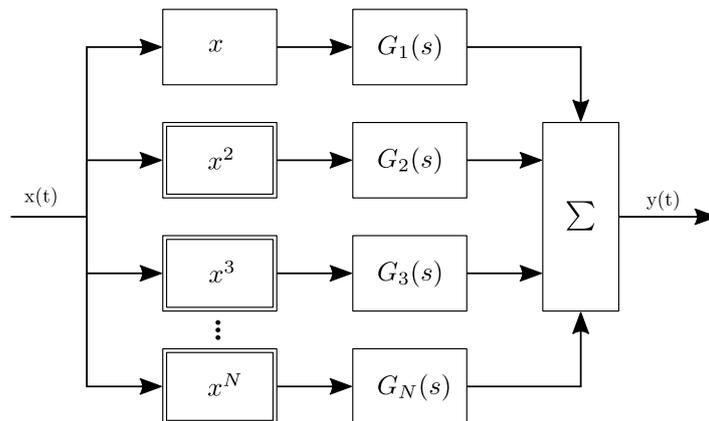


Abbildung 4.6: Parallelschaltung von r Hammerstein-Modellen mit einfachen Potenzen

Die verschiedenen Filter $G_m(s)$ werden grundlegend aus den Impulsantworten $h_m(t)$ aus dem vorherigen Abschnitt gewonnen. Diese entsprechen jedoch nicht direkt den Fourier-Transformierten der Impulsantworten, sondern werden zusätzlich über eine Matrix umgeformt (siehe [20]). Problematisch ist jedoch, dass die verschiedenen Potenzen nicht ausschließlich Produkte ihrer Potenz erzeugen. Wie bereits in Kapitel 2.4.1 erläutert, erzeugt eine quadratische Kennlinie bei Anregung mit einer einzelnen Frequenz neben der doppelten Frequenz zusätzlich einen Gleichanteil. Eine kubische Kennlinie erzeugt ebenfalls eine k_3 - und k_1 -Komponente.

Trotz der umgeformten Filter $G_m(s)$ gelang es während der Entwicklung dieser Arbeit beispielsweise nicht harmonische Verzerrung mit den zu erwarteten Frequenzanteilen durch dieses Modell nachzustellen.

Chebyshev-Polynome

Eine weitere Möglichkeit stellt die Verwendung von Chebyshev-Polynomen erster Art dar, die *Novák* ebenfalls in einer späteren Publikation [21] verwendet. Diese Art von Polynomen haben den Vorteil, dass bei Anregung mit einer einzelnen Frequenz und einer Amplitude von eins wie

$$x(t) = \sin(\omega + \varphi) \quad (4.13)$$

jeder parallele Pfad (siehe Abbildung 4.6) nur die entsprechenden vielfachen Frequenzen der Eingangsschwingung produziert.

Chebyshev-Polynome erster Art werden nach der Vorschrift

$$T_n(x) = 2x \cdot T_{n-1}(x) - T_{n-2}(x) \quad \text{mit } n = 2, 3, 4, \dots \quad (4.14)$$

gebildet, wobei die Anfangsbedingungen

$$T_0(x) = 1 \quad (4.15)$$

$$T_1(x) = x \quad (4.16)$$

lauten. Für die nächsten drei Chebyshev-Polynome folgt dementsprechend:

$$T_2(x) = 2x^2 - 1 \quad (4.17)$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x \quad (4.18)$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1 \quad (4.19)$$

Der Index n der Polynome deutet direkt auf die produzierten Klirrkomponenten k_n hin.

Die Chebyshev-Polynome bilden nun die parallelen Eingangsnichtlinearitäten - die linearen Filterblöcke bestehen wiederum direkt aus den gemessenen Impulsantworten $h_m(t)$. Dieses Modell ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

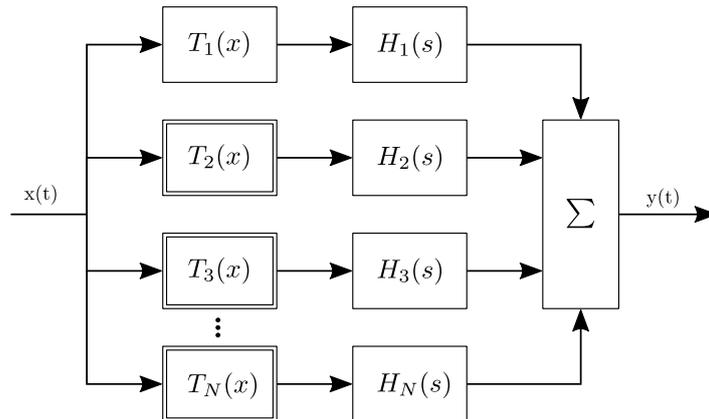


Abbildung 4.7: Parallelschaltung von r Hammerstein-Modellen mit Chebyshev-Polynomen

Das Obertonverhalten kann nun direkt frequenzabhängig durch die anschließenden Filter geformt werden. Nachteilig ist jedoch, dass dies nur für eine Eingangsschwingung mit einer Amplitude von eins gilt. Für alle anderen Eingangsamplituden erzeugen die einzelnen Chebyshev-Polynome wie z. B. $T_3(x)$ ähnlich wie die einfachen Potenzen im vorherigen Abschnitt nicht ausschließlich die k_3 Komponente, weshalb dieses Modell ebenfalls verworfen wurde.

Feste Kennlinien

In diesem Abschnitt wird nun die in dieser Arbeit verwendete statische Nichtlinearität erläutert. In Kapitel 2.4.1 wurde bereits mit Abbildung 2.8 die tanh-Funktion eingeführt und erläutert. Diese und ähnliche Funktionen bzw. Waveshaper eignen sich gut als statische Nichtlinearität für das Hammerstein-Modell aus Abbildung 4.1, da die Ausgangsamplitude immer fest begrenzt ist und so kein digitales Clipping entstehen kann. Das Funktionsprinzip entspricht einer Verstärkerkennlinie, wie sie in Abbildung 2.5 erläutert wurde.

Neben der tanh-Funktion schlägt *Zölzer* [47] weitere Kennlinien für die Nachbildung von Verzerrung vor, die nachfolgend mit f_2 und f_3 genannt werden.

$$f_1(x) = \tanh(x) \quad (4.20)$$

$$f_2(x) = \text{sign}(x) \cdot (1 - e^{-|x|}) \quad (4.21)$$

$$f_3(x) = \begin{cases} 2x & |x| < \frac{1}{3} \\ \frac{3-(2-3x)^2}{3} & \frac{1}{3} \leq x \leq \frac{2}{3} \\ 1 & x > \frac{2}{3} \\ -\frac{3-(2-3|x|)^2}{3} & -\frac{2}{3} \geq x \leq -\frac{1}{3} \\ -1 & x < -\frac{2}{3} \end{cases} \quad (4.22)$$

Des Weiteren wird in [45] eine Kennlinie für die Approximation der tanh-Funktion vorgeschlagen, die hier zusätzlich für positive und negative Eingangswerte unterteilt wird.

$$f_4(x) = \begin{cases} \frac{x}{(1+|x|^p)^{1/p}} & x \geq 0 \\ \frac{x}{(1+|x|^n)^{1/n}} & x < 0 \end{cases} \quad (4.23)$$

Sind n und p identisch, wird das Eingangssignal symmetrisch verzerrt. Für $n = p = 2.5$ entspricht der Kurvenverlauf in etwa der tanh-Funktion. Werden n und p jedoch unterschiedlich gewählt, wird das Signal asymmetrisch verzerrt und es entstehen Klirrpunkte gerader Ordnung, die ebenfalls von einem Röhrenverstärker erzeugt werden können. Die Klirrpunkte gerader Ordnung lassen sich zwar ebenfalls durch einen Gleichspannungs-Offset auf dem Eingangssignal erzeugen (siehe Abbildung 2.10), bei hohem Offset sowie geringen Eingangsamplituden führt dies jedoch lediglich zu einem Gleichspannungsanteil, da die Schwingungen dauerhaft in der Signalbegrenzung liegen. Dieser Gleichspannungsanteil wird am Ende wiederum abgezogen.

Besonders vorteilhaft gegenüber f_1 und f_2 ist die einfache Berechnung des Ausgangssignals, da keine Exponentialfunktionen enthalten sind, die wesentlich zeitaufwendiger zu berechnen sind.

Alle vier Kennlinien bzw. Waveshaper sind in der folgenden Abbildung 4.8 visualisiert. Für f_4 wurden die Parameter zu $p = 10$ und $n = 1$ gewählt.

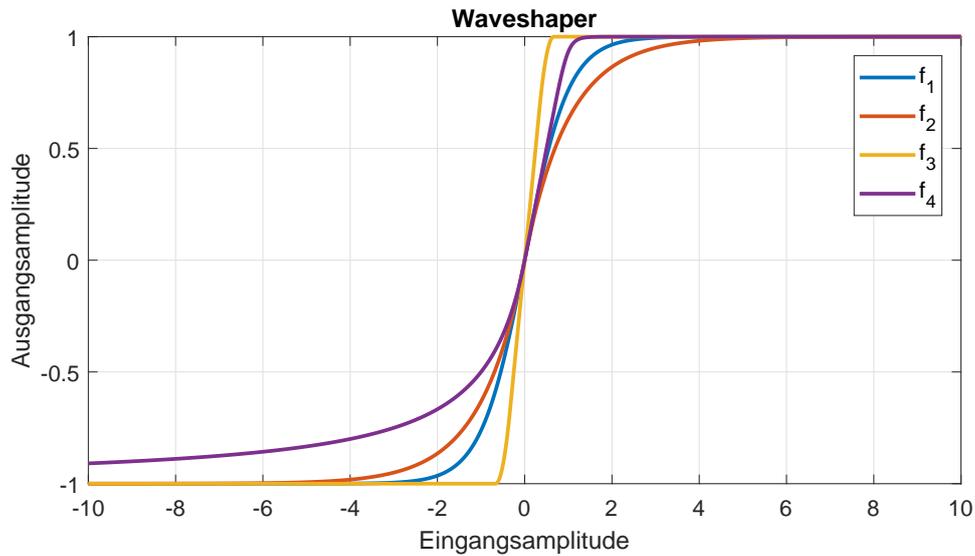


Abbildung 4.8: Vergleich nichtlinearer Kennlinien

Bei Anregung mit einem Sinus der Frequenz 1 kHz entstehen unterschiedliche spektrale Zusammensetzungen. Die Kennlinie f_3 besitzt den steilsten Verlauf, daher wird die Signalbegrenzung am frühesten erreicht, sodass bei gleicher Eingangsamplitude mehr Verzerrungsprodukte entstehen. Dieser Vergleich ist in Abbildung 4.9 dargestellt.

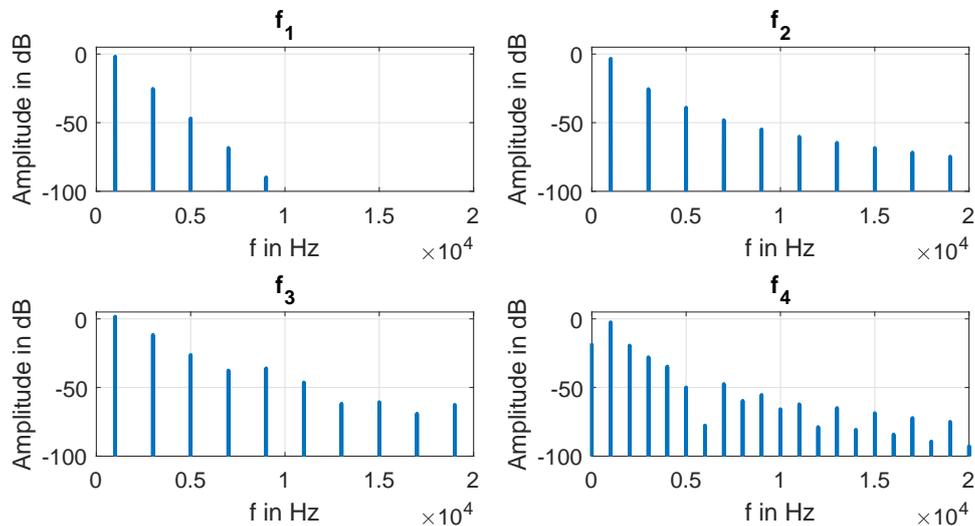


Abbildung 4.9: Spektrale Zusammensetzung bei Anregung mit einem Sinus der Frequenz 1 kHz

Durch die asymmetrische Verzerrung durch f_4 entsteht ebenfalls ein Gleichspannungsanteil, der später abgezogen werden muss. Wird das Eingangssignal mit einem Faktor

gain multipliziert, werden die Kennlinien stärker im nichtlinearen Bereich betrieben, wodurch sich der Verzerrungsgrad fließend einstellen lässt. Diese Eingangsverstärkung ließe sich auch als Bestandteil der statischen Nichtlinearität auffassen, zum besseren Verständnis wird jedoch in Abbildung 4.10 das Hammerstein-Modell um einen separaten Verstärker-Block ergänzt.

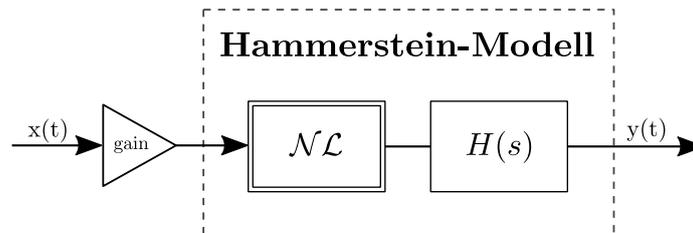


Abbildung 4.10: Hammerstein-Modell mit Eingangsverstärkung

4.2.2 Erfassung des Verzerrungsgrads

Die einzelnen höheren Impulsantworten bzw. deren Fourier-Transformierten (siehe Formel 4.12) spiegeln ebenfalls die spektrale Zusammensetzung des Ausgangssignals bei Anregung mit einer einzelnen Frequenz dar, welches in der nachstehenden Abbildung 4.11 visualisiert ist.

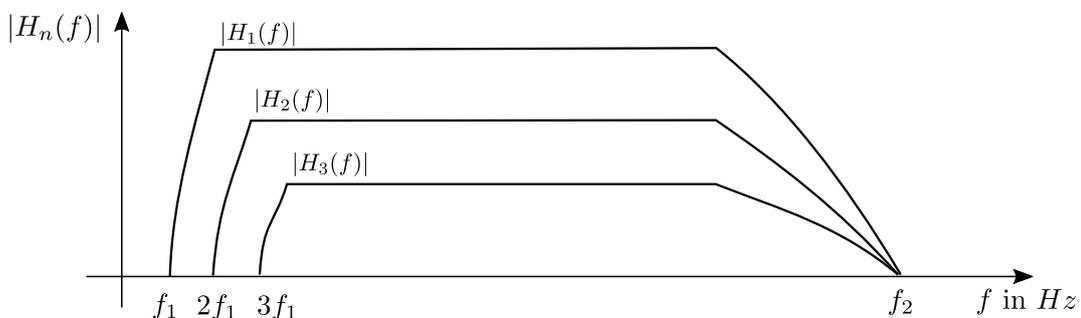


Abbildung 4.11: Verteilung der Amplitudengänge als Ergebnis der nichtlinearen Entfaltung, beispielhaft bis zur dritten Harmonischen (*Abbildung basierend auf [20]*)

Anhand der Amplituden der Harmonischen im Verhältnis zu den jeweiligen Grundfrequenzen, repräsentiert durch $|H_1(f)|$, lassen sich die Anteile der verschiedenen Klirrkomponeenten für den Fall der harmonischen Verzerrung für unterschiedliche Frequenzpunkte berechnen. Für die statische Nichtlinearität bzw. den Waveshaper wird allerdings nur eine einzelne Kennlinie verwendet, die zwar grundlegend der Funktionalität eines Verstärkers in der Sättigung bzw. Begrenzung entspricht, jedoch ebenso eine

relativ feste spektrale Verteilung besitzt. Alle vorgestellten Kennlinien sind in ihren Parametern (z. B. p und n bei der Funktion f_4) nicht ausreichend komplex, um die individuelle Verzerrung jeder Verstärkerkette abzubilden.

Das Ziel den Verzerrungsgrad, also den Faktor *gain* vor der Nichtlinearität, über das Ausmessen der Klirrkomponten zu bestimmen, gelingt an dieser Stelle nicht, da die spektrale Zusammensetzung immer nur einen Kompromiss darstellt und insbesondere die geraden Harmonischen (trotz asymmetrischer Verzerrung) nicht ausreichend abgebildet werden. Der Vergleich der THD-Werte, sodass beispielsweise die ungeraden Harmonischen die schwachen geraden Harmonischen proportional ausgleichen, stellt ebenfalls keine Lösung dar, da dies hörtechnisch nicht demselben Verzerrungsgrad entspricht.

Aus diesem Grund wird an dieser Stelle keine automatisierte Berechnung durchgeführt. Stattdessen wird innerhalb des Identifikationsverfahrens in MATLAB der Verzerrungsgrad hörtechnisch angeglichen.

4.2.3 Maßnahmen gegen Aliasing-Effekte

Durch die nichtlineare Kennlinie der Waveshaper entstehen neue Frequenzen, die im Eingangssignal nicht vorhanden waren und die durch die Abtastrate F_{s1} gegebene Nyquist-Frequenz verletzen können. Folglich können sich die periodischen Spektren überschneiden, sodass Aliasing auftritt. Um dies zu verhindern, wird im Nachhinein (hier nach dem A/D-Umsetzer) die Abtastrate des digitalen Signals $x[n]$ vor dem Waveshaper um einen Faktor L auf F_{s2} erhöht (Upsampling). Dazu werden im ersten Schritt $L - 1$ Nullstellen zwischen den einzelnen Abtastwerten eingefügt und diese anschließend, beispielsweise mittels Tiefpassfilter, interpoliert. Die Nyquist-Frequenz liegt dementsprechend um den Faktor L höher, sodass die Verzerrungsprodukte kein Aliasing verursachen. Dieser Vorgang wird insgesamt als Interpolation bezeichnet.

Nach dem Waveshaper wird die Abtastfrequenz wiederum auf die ursprüngliche Frequenz F_{s1} reduziert, wobei als erster Schritt das Signal mittels Tiefpassfilter auf mindestens die halbe Abtastfrequenz, also $F_{s1}/2$, bandbegrenzt werden muss. Anschließend wird die Abtastrate um den gleichen Faktor L erniedrigt (Downsampling), indem $L - 1$ „Nachbar-Samples“ verworfen werden. Der Vorgang aus Bandbegrenzung und Downsampling wird insgesamt als auch als Dezimation bezeichnet [15].

Da Ein- und Ausgangssignal jeweils Audiosignale sind, wäre eine minimale Abtastung mit z. B. 44.1 kHz ebenso legitim, wobei für den Waveshaper beispielsweise eine Interpolation bzw. Dezimation um den Faktor acht, wie es in [23] vorgeschlagen wird, durchgeführt wird.

Innerhalb von Matlab wird ein achtfaches Upsampling mit Interpolation und Downsampling mit Tiefpassfilterung mithilfe der Funktionen *interp* und *decimation* getestet.

Der hörtechnische Eindruck zeigt jedoch keine Veränderung zu der Berechnung ohne Upsampling. Dies lässt sich durch die ohnehin bewusst hoch gewählte Abtastrate von 96 kHz erklären, sodass die Nyquist-Frequenz ausreichend hoch liegt. Daher wird im folgenden Verlauf auf ein Upsampling verzichtet und alle Berechnungen auf 96 kHz durchgeführt - der Berechnungsaufwand auf dem DSP wird dadurch ebenfalls deutlich gesenkt.

4.3 Zusätzliches Ausgangsfilter

Das Modell nach Abbildung 4.10 bildet den Charakter der Verstärkerkette bereits gut ab, allerdings zeigt der hörtechnische Eindruck durchgehend zu starke tiefe Frequenzanteile gegenüber der zu identifizierenden Verstärkerkette. *Eichas* beschreibt in [5] die Identifikation eines Eingangsfilters, das sich noch vor der statischen Nichtlinearität befindet. Ein weiterer Grund könnte die nichtlineare Kennlinie der statischen Nichtlinearität sein, die, wie bereits im vorherigen Abschnitt erörtert, in ihren Parametern nicht ausreichend komplex ist und daher das nichtlineare Verhalten der Verstärkerkette nur mit Kompromissen abbildet.

Um beide Einflüsse wirkungsvoll zu kompensieren, wird nach dem linearen Block ein zusätzliches Ausgangsfilter in Form eines Hochpasses eingesetzt, sodass sich das in Abbildung 4.12 dargestellte Modell ergibt. Dies könnte ebenfalls als Bestandteil des linearen Blocks des Hammerstein-Modells interpretiert werden, allerdings wird das Hochpassfilter zum besseren Verständnis als separater Block dargestellt.

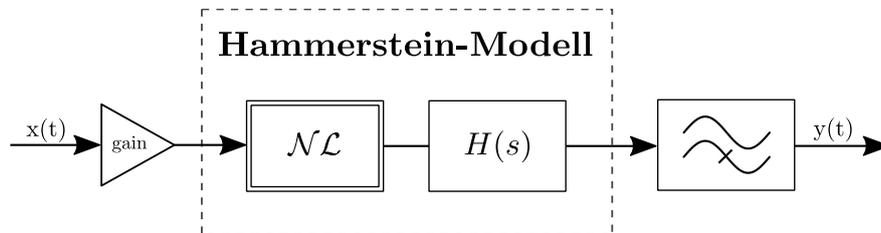


Abbildung 4.12: Hammerstein-Modell mit Eingangsverstärkung und zusätzlichem Ausgangsfilter (Hochpass)

Dieses Hochpassfilter wird als IIR-Butterworth Filter implementiert, da bei diesem Filtertyp sowohl im Durchlass- als auch Sperrbereich keine Welligkeit auftritt [18]. Die Filterkoeffizienten werden in MATLAB mithilfe der Funktionen `fdesign.highpass` und `design` bestimmt, wobei später als Parameter vor allem Sperrdämpfung sowie Durchlass- und Sperrbereich einstellbar sind. Die Ergebnisse mit und ohne Ausgangsfilter sowie die Wahl der Parameter werden in Kapitel 6 gegenüber gestellt.

5 Implementierung auf dem DSP

In diesem Kapitel wird die Implementierung der statischen Nichtlinearität und des linearen Filters auf dem DSP dargelegt. Aufgrund der begrenzten Bearbeitungszeit und anfänglich technischen Problemen (defekte Hardware) gelang allerdings eine praktische Implementierung mit anschließendem Funktionstest nicht, daher wird im Folgenden auf die theoretischen Aspekte einer möglichen Implementierung eingegangen.

Die Gitarre stellt grundlegend nur eine Mono-Quelle dar, sodass von dem Stereo-Eingang des Audio Codecs nur ein Kanal gelesen werden muss. Die gesamte Signalverarbeitung wird dementsprechend ebenfalls nur für einen Kanal durchgeführt. Am Ende der Verarbeitung wird das Ausgangssignal jedoch auf beide Ausgangskanäle gelegt, damit beispielsweise auch bei angeschlossenen Kopfhörern die Gitarre auf beiden Seiten zu hören ist.

5.1 Statische Nichtlinearität

In Kapitel 4.2.1 wurden vier verschiedene nichtlineare Kennlinien, die sich grundsätzlich als Waveshaper eignen, vorgestellt. Für die Implementierung bietet sich, neben der Kennlinie f_3 , insbesondere die Kennlinie f_4 an, da die Funktion keine rechenaufwendigen e-Funktionen, sondern einfache Potenzen in Form der Parameter p und n enthält und zusätzlich eine asymmetrische Verzerrung des Eingangssignals möglich ist. Die Funktion des Waveshapers kann direkt nach Gleichung 4.23 implementiert werden - eine mögliche Implementierung ist in Abbildung 5.1 in Form eines Aktivitätsdiagramms gegeben. Dabei bezeichnet N die gewählte Blockgröße an Eingangssamples.

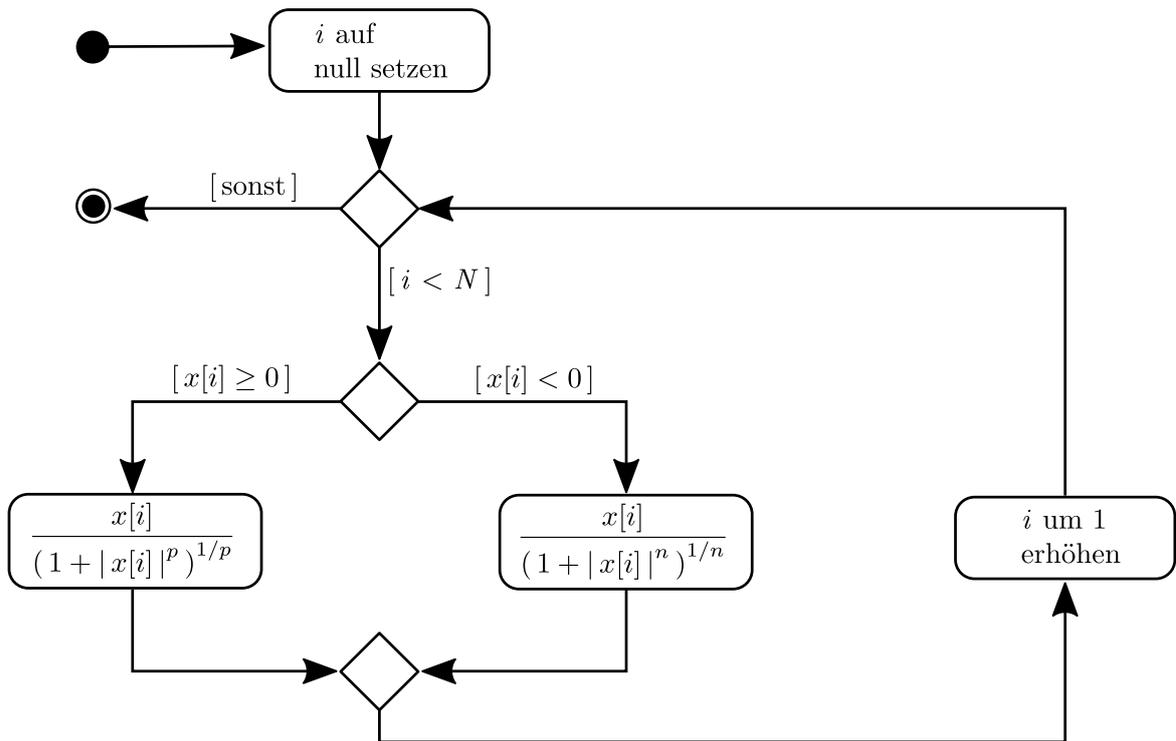


Abbildung 5.1: Mögliche Implementierung der statischen Nichtlinearität als Aktivitätsdiagramm mit der Sample-Blockgröße N

5.2 Lineares Filter

Durch die nichtlineare Entfaltung aus Kapitel 4.1 wurde in MATLAB die Impulsantwort $h_1[n]$ des linearen Anteils bestimmt. Die Abbildung 5.2 zeigt beispielhaft diese Impulsantwort, die durch eine praktische Messung einer Verstärkerkette bestimmt wurde.

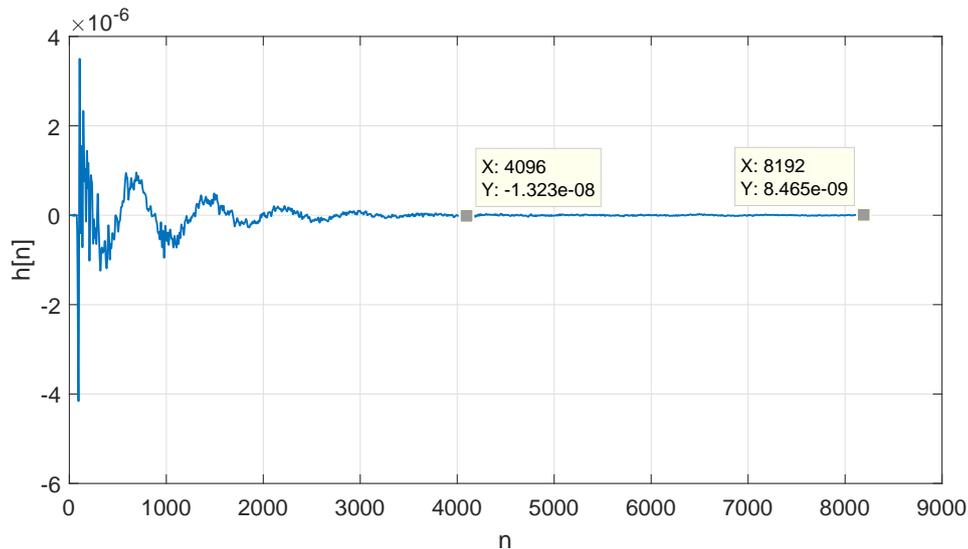


Abbildung 5.2: Beispiel einer durch das Identifikationsverfahren bestimmten Impulsantwort einer Verstärkerkette

Als Fensterbreite wurden 8192 Samples gewählt, da die Impulsantwort dort ausreichend gegen null abgeklungen ist. Die einzelnen Werte der Impulsantwort entsprechen direkt den Koeffizienten eines FIR-Filters (b_0 bis b_{8191}), der als solches auf dem DSP in der Direktform implementiert werden könnte. Die Abbildung 5.3 zeigt die Struktur der Direktform als Blockschaltbild für den allgemeinen Fall von N -Filterkoeffizienten.

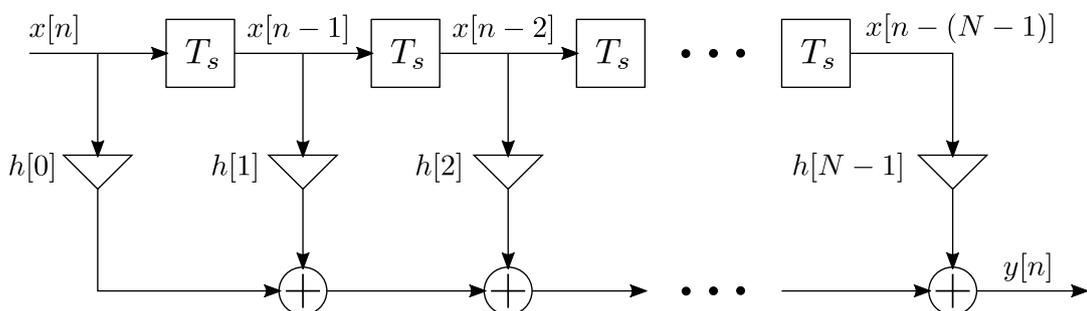


Abbildung 5.3: FIR-Filter-Implementierung als Direktform mit N -Filterkoeffizienten

Problematisch ist allerdings, dass durch die zeitliche Verzögerung der einzelnen Ein-

gangssamples, die bei einer (diskreten) Faltung zwangsweise erfolgen muss, eine starke Eingangs-Ausgangs-Latenz entsteht. Jedes Verzögerungsglied in der Direktform entspricht der Abtastzeit T_s . Der letzte Koeffizient b_{8191} des FIR-Filters wird erst nach einer 8191-fachen zeitlichen Verzögerung des Eingangssamples mit diesem multipliziert, weshalb sich eine Latenz von

$$t_{\text{Latenz}} = T_s \cdot 8192 \approx 85.3 \text{ ms} \quad (5.1)$$

ergeben würde - für ein direktes Spielgefühl sind jedoch kleiner 10 ms zu erreichen. Selbst wenn die Impulsantwort bzw. das FIR-Filter auf die Hälfte, also 4096 Koeffizienten gekürzt wird, ist die Latenz mit $\approx 42.65 \text{ ms}$ mehr als vier mal zu hoch. Ein weiteres Kürzen der Impulsantwort gelingt an dieser Stelle nicht, da ansonsten signifikante Anteile abgeschnitten werden und dies den Frequenzgang des FIR-Filters stark verändert [17].

Wie bereits mit Formel 2.26 beschrieben, lässt sich der Faltungsoperator durch eine Multiplikation ersetzen, indem Eingangssignal und Impulsantwort in den Frequenzbereich transformiert werden. Im diskreten Bereich kann dies durch die diskrete Fourier Transformation (DFT) erfolgen - in der Praxis wird jedoch fast ausschließlich die FFT, die eine optimierte Implementierung der DFT darstellt, eingesetzt. Nach der Berechnung im Frequenzbereich wird das Ergebnis durch eine inverse FFT wiederum in den Zeitbereich gehoben. Diese Methodik zur Berechnung einer Faltung wird auch als schnelle Faltung bezeichnet [16].

Die Overlap-Add-Methode beschreibt wiederum eine Technik zur Faltung langer oder sogar unendlich langer Eingangssignale mit einer kurzen Impulsantwort. Ein Beispiel hierfür wäre die Filterung einer Radiosendung, die in diesem Zusammenhang ein unendlich langes Eingangssignal darstellt. Dieses wird meist in Segmente der Länge der Impulsantwort unterteilt und die Teil-Ausgangssignale über die schnelle Faltung berechnet. Da sich die Teil-Ausgangssignale allerdings zeitlich überlappen, werden diese Bereiche addiert. Durch diese Technik ist es möglich Signale zu filtern, ohne dabei das gesamte Signal und dessen Länge zu kennen [16].

Da die Impulsantwort jedoch eine Länge von 8192 Samples hat, müsste ebenso das Eingangssignal (das Gitarrensinal) in Segmente dieser Länge zerteilt werden, sodass sich die Latenz nach Formel 5.1 ergibt.

Gardner beschreibt in [12] eine Methodik zur Implementierung von langen Impulsantworten, wie sie z.B. auch bei Raumantworten vorkommen, wodurch sich sehr kurze Latenzzeiten erreichen lassen. Dazu wird sowohl das Eingangssignal als auch die Impulsantwort in Segmente zerteilt, wobei sich die kürzeste Segmentlänge nach der zu erreichenden Latenzzeit richtet. Für die weiteren Segmente der Impulsantwort schlägt *Gardner* wiederum eine stetig steigende Länge vor. Sofort benötigte Berechnungen der Teil-Ausgangssignale werden durch die anfänglich kurze Segmentlänge mit kurzer

Latenzzeit durchgeführt, wohingegen bei später benötigten Berechnungen die Effizienz der schnellen Faltung bei längeren Segmenten ausgenutzt wird.

In [1, 11, 33] werden weitere Implementierungen vorgeschlagen, die sich auf die Publikation von *Gardner* stützen, jedoch zum Teil andere Segmentlängen vorschlagen. Alle Vorschläge haben hingegen gemeinsam, dass der Berechnungsaufwand für eine kleinere Segmentierung der Impulsantwort (niedrigere Latenz) anwächst, da insgesamt mehr Teil-Ausgangssignale berechnet werden, die sich jeweils alle überlappen. Für mehr Details wird an dieser Stelle auf die entsprechenden Publikationen verwiesen.

6 Validierung und Ergebnisse

Zur abschließenden Validierung wird in diesem Abschnitt das in Kapitel 4 vorgestellte Identifikationsverfahren auf verschiedene Referenzsysteme bzw. Verstärkerketten angewendet, sodass diese mit dem endgültigen Modell aus Abbildung 4.12 beschrieben werden. Dazu werden die verschiedenen Referenzsysteme kurz vorgestellt und das Reamping Verfahren eingeführt, um sowohl die Referenzsysteme als auch deren entsprechenden Modelle zum optimalen Vergleich mit den gleichen Gitarrensingenalen anzuregen. Die nachstehende Abbildung 6.1 zeigt diesen Zusammenhang. Sowohl das Referenzsystem als auch dessen Modell wird mit demselben Gitarrensingenal $x[n]$ angeregt und die Ausgangssignale objektiv direkt in MATLAB und subjektiv als Hörtest verglichen.

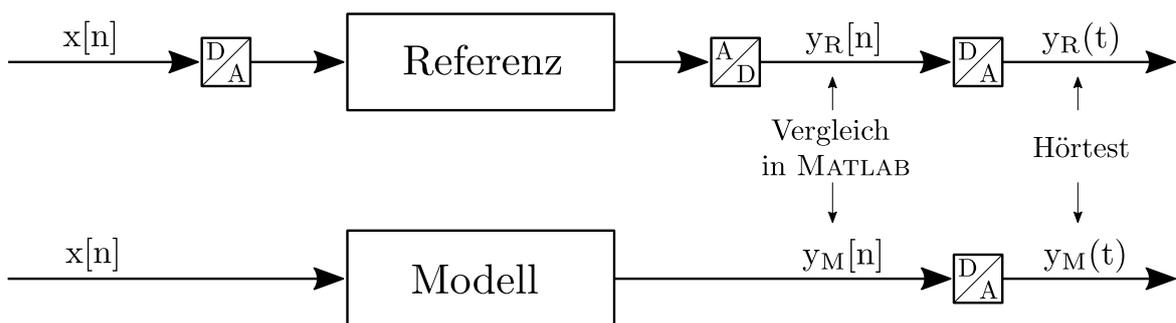


Abbildung 6.1: Objektiver Vergleich in MATLAB und subjektiver Vergleich als Hörtest

Die jeweiligen Ausgangssignale werden im Abschnitt 6.3 zunächst über eine objektive Schätzfunktion miteinander verglichen und beurteilt. Der Abschluss bildet ein Hörtest als Blindversuch, indem einer Gruppe von neun Personen dieselben Ausgangssignale vorgespielt wurden.

6.1 Referenzsysteme

Für diese Thesis stehen die folgenden vier Röhrenverstärker zur Verfügung:

- Orange Rockerverb 50 MKII
- Marshall MA50C
- Marshall 1959
- Top Hat

Die ersten beiden Verstärker besitzen einen sogenannten „Master-Volume“-Regler, mit dem sich die Gesamtlautstärke unabhängig vom Verzerrungsgrad einstellen lässt. Die Verzerrung wird bei diesem Verstärkertyp typischerweise über den Vorverstärker bzw. die Vorstufe erzeugt und die Verstärkung der Endstufe, sprich die Gesamtlautstärke, über einen getrennten Regler eingestellt.

Im Gegensatz dazu sind die letzten beiden Verstärker ohne Master-Volume-Regler ausgestattet, sodass nur ein Lautstärkereglers zur Verfügung steht. Dieser Verstärkertyp beginnt nun erst bei höheren Einstellungen des Lautstärkereglers zu verzerren, welches jedoch gleichzeitig mit einer, je nach Gesamtleistung des Verstärkers, hohen Lautstärke verbunden ist. In diesem Zusammenhang wird auch häufig von „Endstufenverzerrung“ gesprochen.

Alle Referenzsysteme werden in dieser Thesis mit einem SENNHEISER E906 Mikrofon abgenommen. Die Art des Mikrofons beeinflusst die Funktionsweise der Systemidentifikation nicht, formt allerdings maßgeblich den Klang des Ausgangssignals $y(t)$ (siehe Abbildung 4.2).

Die Start- und Endfrequenz des Sinus-Sweeps wird zu $f_1 = 40 \text{ Hz}$ bzw. $f_2 = 18 \text{ kHz}$ gewählt, da dies einerseits den Grenzfrequenzen des SENNHEISER E906 entspricht [31] und andererseits eine unnötige Auslenkung der Lautsprechermembran unterhalb von 40 Hz vermieden wird.

6.2 Reamping Verfahren

Beim Reamping-Verfahren wird das Gitarrensiegel zunächst direkt über das Audio Interface aufgenommen. Die folgende Abbildung 6.2 verdeutlicht diesen ersten Schritt.

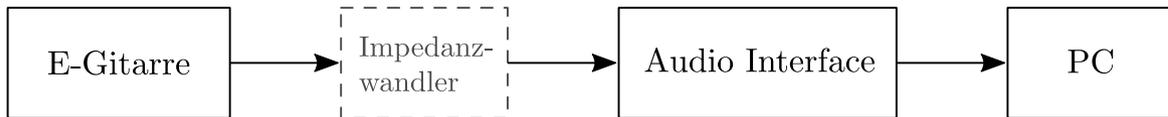


Abbildung 6.2: Erster Schritt beim Reamping Verfahren: Aufnahme des Gitarrensiegels

Dabei treten die in Kapitel 2.2 besprochen Probleme der falschen Impedanzanpassung auf. Das verwendete Audio Interface (siehe Kapitel 3.1.2) bietet hierfür einen umschaltbaren Eingangswiderstand, sodass dieser auf $1\text{ M}\Omega$ erhöht wird [10]. Alternativ kann ebenfalls ein Impedanzwandler zwischen E-Gitarre und Audio Interface geschaltet werden.

Erst im zweiten Schritt wird das aufgenommene Gitarrensiegel in die Verstärkerkette eingespielt. Der Ablauf entspricht grundlegend dem aus Abbildung 4.2, wobei anstatt des Sinus-Sweeps nun das Gitarrensiegel ausgespielt wird. Wie in [25] beschrieben, gibt es für das Reamping-Verfahren spezialisierte Hardware (sogenannte Reamping-Boxen), die zwischen den Ausgang des Audio Interfaces und den Eingang des Verstärkers geschaltet werden, um eine Pegel- und Impedanzanpassung durchzuführen sowie Brummschleifen zu vermeiden.

Auf diese Möglichkeit wird in dieser Arbeit verzichtet. Sowohl der Sinus-Sweep als auch das Gitarrensiegel werden direkt über den Ausgang des Audio Interfaces in die Verstärkerkette gespielt. Die Pegelanpassung wird über FOCUSRITE CONTROL (siehe Kapitel 3.1.2) gewährleistet.

Im Anhang C sind zwei Gitarrensiegel zu finden, die als Eingangssiegel für die Referenzsysteme sowie deren entsprechenden Modelle verwendet werden. Die Gitarrensiegel werden nachfolgend mit *Single Coil* sowie *Dynamik* bezeichnet.

6.3 Objektive Beurteilung

Novák verwendet in [20] als objektive Schätzfunktion den MSE (englisch: **M**ean **S**quared **E**rror), der den relativen quadratischen Fehler zwischen den einzelnen Abtastwerten gemittelt über die Anzahl an Abtastwerten angibt.

Die Definition des MSEs ist in [29] gegeben und entspricht der in MATLAB implementierten Variante. Im Zeitbereich ist der MSE zwischen den beiden Ausgangssiegeln

mit

$$MSE_t = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y_R[n] - y_M[n])^2 \quad (6.1)$$

gegeben, wobei $y_R[n]$ das diskrete Ausgangssignal des Referenzsystems und $y_M[n]$ das diskrete Ausgangssignal des Modells darstellt. N bezeichnet die Anzahl an Abtastwerten. Zusätzlich lässt sich der MSE zwischen den diskreten Ausgangsspektren berechnen, wobei hier der Vergleich auf die Amplitudenspektren der Signale eingegrenzt wird, da dies hörtechnisch den größten Einfluss hat:

$$MSE_f = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (|Y_R[k]| - |Y_M[k]|)^2 \quad (6.2)$$

K bezeichnet den Index der höchsten diskreten Frequenzkomponente, die sich aus der Endfrequenz des Sinus-Sweeps ergibt und in dieser Validierung daher $f_2 = 18 \text{ kHz}$ beträgt. Nur bis zu dieser Frequenz entspricht der Frequenzgang der experimentell bestimmten Impulsantwort $h_1[n]$ dem Frequenzgang der Referenz.

Der Vergleich der MSEs der Ausgangssignale findet unmittelbar in MATLAB mit der Funktion *immse* statt. Sowohl im Zeit- als auch Frequenzbereich werden die Signale bzw. Amplitudenspektren für den Vergleich normiert, da ansonsten der MSE negativ beeinflusst wird.

Von den vier Referenzsystemen wurden insgesamt zehn unterschiedliche Einstellungen mit den beiden Gitarrensensoren aus dem vorherigen Abschnitt aufgenommen, die in Anhang C dokumentiert sind. Zudem findet sich im selben Anhang eine Excel-Tabelle, in der für jedes Referenzsystem folgende Parameter der Modelle und MSEs der Ausgangssignale einsehbar sind:

- Faktor *gain* für den Verzerrungsgrad
- Parameter für das Ausgangsfilter
 - Durchlassbereich in Hz
 - Sperrbereich in Hz
 - Sperrdämpfung in dB
- Vergleich mit Ausgangsfilter
 - MSE_t
 - MSE_f
- Vergleich ohne Ausgangsfilter
 - MSE_t
 - MSE_f

In Anhang A ist die Tabelle mit den MSE-Vergleichen, ohne den Parametern der Modelle, direkt einsehbar.

6.4 Hörtest

Zum Abschluss wird ein Hörtest als Blindversuch durchgeführt, in dem einer Gruppe von neun Personen die verschiedenen Ausgangssignale, die bereits im vorherigen Abschnitt mit dem MSE bewertet wurden, vorgespielt werden. Zu jeder Verstärkerkette wird, in willkürlicher Reihenfolge, das Ausgangssignal der Referenz und des Modells unmittelbar hintereinander abgespielt, um diese optimal miteinander vergleichen zu können. Der Fragebogen ist in Anhang B aufgeführt.

Zur Beschallung wird stets der YAMAHA DXR10 Fullrange-Lautsprecher verwendet, sodass für den Hörtest immer dieselben Voraussetzungen gegeben sind. Das Lautsprecher-System darf beispielsweise nicht zu klein sein, da ansonsten Unterschiede im tiefen Frequenzbereich nicht wahrgenommen werden können. Yamaha gibt den Frequenzbereich mit $56\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$ bei -10 dB an [44], sodass der DXR10 passende Voraussetzungen für eine Beurteilung der Ausgangssignale bietet.

Die Ergebnisse des Hörtests sind in Anhang B grafisch aufbereitet aufgeführt.

6.5 Auswertung

Aus dem objektiven Vergleich mittels MSE lassen sich zwei Erkenntnisse ableiten. So werden unverzerrte Verstärker, wie Beispiel 1 „Top Hat, clean“ und Beispiel 6 „Orange Rockerverb 50 MKII, clean“, durch das Modell generell besser als verzerrte Verstärker nachgebildet. Des Weiteren bestätigt sich, durch den Vergleich mit und ohne Ausgangsfilter (Hochpass), der hörtechnische Eindruck, dass im Ausgangssignal des Modells ein zu hoher tieffrequenter Anteil vorhanden ist. Bei den meisten Beispielen wirkt sich die Verbesserung durch das Ausgangsfilter sowohl im Zeitbereich als auch Frequenzbereich deutlich aus.

Die Auswertung des Hörtest zeigt, dass den Probanden die Unterscheidung unverzerrter Verstärker ebenso schwieriger gelang. Die Abbildung B.6 mit dem Beispiel 6 „Orange Rockerverb 50 MKII, clean“ zeigt beispielsweise, dass die Ähnlichkeit im Mittel recht hoch bewertet wurde. Richtige Bestimmungen des Referenzsystems sind insgesamt unsicher - drei Treffer sogar nur geraten.

Bei verzerrten Verstärkern wird die Ähnlichkeit der Ausgangssignale niedriger bewertet. Das Beispiel 10 „Orange Rockerverb MKII, Gain 15 Uhr (Single Coil)“ zeigt das am stärksten verzerrte System. Insbesondere bei diesem Beispiel wird die Ähnlichkeit niedrig eingestuft.

Alle verzerrten Hörbeispiele haben jedoch gemeinsam, dass klangliche Unterschiede zwar je nach Beispiel mehr oder weniger stark hörbar sind, jedoch den Probanden eine eindeutige Zuordnung der Referenzsysteme weniger gelang.

7 Schlussbemerkung

7.1 Fazit

In dieser Thesis wurde eine Methodik zur nichtlinearen Systemidentifikation von Gitarrenverstärkern vorgestellt. Die Bildung eines nichtlinearen Modells wurde über das blockorientierte Hammerstein-Modell realisiert und die Parameterbestimmung des linearen Blocks mittels Sinus-Sweep, dessen Frequenz zeitlich exponentiell ansteigt, erfolgreich durchgeführt. Die statische Nichtlinearität wurde hingegen durch eine feste Kennlinie beschrieben, die das Sättigungsverhalten eines Gitarrenverstärkers grundlegend nachbildet. Darüber hinaus wurde das Modell um ein weiteres Hochpassfilter am Ausgang erweitert, da das Ausgangssignal fortwährend einen zu hohen tieffrequenten Anteil aufwies. Dieses Hochpassfilter erlaubt eine nachträgliche Kompensation.

Die Identifikation von unverzerrten Verstärkern zeigte stets bessere Ergebnisse, welches sowohl der Vergleich mittels MSE als auch der Hörtest als Blindversuch bestätigte. Bei verzerrten Verstärkern wird der Charakter zwar weiterhin gut erfasst, allerdings nehmen die Unterschiede hörbar zu, welches sich am MSE ebenfalls feststellen lässt. Dieses Verhalten lässt sich durch die verwendete statische Nichtlinearität erklären, die in ihren Parametern nicht ausreichend komplex ist und die spektrale Verteilung der Oberwellen nur mit Kompromissen nachbildet. Insbesondere das Verhältnis von ungeraden und geraden Harmonischen wird nicht korrekt abgebildet.

Das Ziel der praktischen DSP-Implementierung wurde aufgrund der begrenzten Bearbeitungszeit und den anfänglich technischen Problemen mit dem DSP-Entwicklungsboard nicht erreicht. In Kapitel 5 wurden jedoch theoretische Ansätze zur Implementierung der einzelnen Blöcke des Hammerstein-Modells vorgestellt. Darüber hinaus wurden mit den Erkenntnissen aus Abschnitt 2.1 und Abschnitt 2.2 sowie Unterabschnitt 3.1.1 und Unterabschnitt 3.1.3 die Basis für einen experimentellen Gitarrenverstärker mithilfe eines DSP-Entwicklungsboards geschaffen.

Abschließend komme ich zu dem Ergebnis, dass die Entwicklung des nichtlinearen Modells und die Identifikation dessen Parameter als erfolgreich eingestuft werden kann. Nach Auswertung der Fragebögen und anschließenden Gesprächen mit den Probanden, wurde deutlich, dass bei verzerrten Verstärkern durchaus ein Unterschied zu hören war. Diese Unterschiede waren bei allen verzerrten Hörbeispielen zu erkennen, jedoch gelang den Probanden nicht immer eine eindeutige Zuordnung der Röhrenverstärker.

Nach Aussagen der Probanden wurde beispielsweise ein leicht dumpferer Klang als Indikator für den Röhrenverstärker festgelegt, sodass alle Hörbeispiele mit diesem Merkmal falsch eingeordnet wurden.

Die Kernaussage dieser Thesis ist, dass die Identifikation der spezifischen Verzerrung eines Verstärkers noch weiter zu optimieren ist, jedoch bereits das weniger komplexe Hammerstein-Modell den Charakter einer gesamten Verstärkerkette sehr gut erfassen kann.

7.2 Ausblick

Um die Genauigkeit des Modells zu verbessern, ist in erster Linie das Design der statischen Nichtlinearität zu überarbeiten, um beliebige spektrale Zusammensetzungen der Oberwellen exakt nachzubilden. Darüber hinaus stellen *Yeh* und *Jyri* in [23] unterschiedliche Ansätze zur Modellierung von Verzerrung vor. Eine weitere Möglichkeit ist beispielsweise ein variabler Gleichspannungsoffset auf dem Eingangssignal, der abhängig von der Hüllkurve des Eingangssignals ist und den Grad an asymmetrischer Verzerrung dynamisch steuert.

Ein weiterer Ansatz ist die Erweiterung des Modells zu einem Wiener-Hammerstein-Modell (siehe Abbildung 2.18, S. 41), wie dies beispielsweise *Eichas* in [8] beschreibt. Das zusätzliche Eingangsfilter in Verbindung mit der exakten Abbildung der Oberwellen könnte das Verhalten im tieffrequenten Bereich deutlich verbessern, da durch das bisherige Identifikationsverfahren eventuelle Eingangsfilter vor der Verzerrungseinheit nur unzureichend erfasst werden.

Sinnvoll wäre zudem eine automatische Berechnung des Verzerrungsgrades, sodass das Identifikationsverfahren vollkommen automatisiert durchgeführt wird. Bei der Realisierung eines Gitarrenverstärkers durch das DSP-Entwicklungsboard bietet sich zusätzlich eine externe Regelmöglichkeit an, um dem Nutzer bzw. Musiker jeder Zeit einen Eingriff in den Verzerrungsgrad zu ermöglichen.

Eine weitere spannende Verwendung stellt, neben der Realisierung eines Gitarrenverstärkers, die Einbindung des nichtlinearen Modells in eine DAW (siehe Kapitel 3.2.2, S. 48) dar. Durch das Protokoll *VST* (englisch: **V**irtual **S**tudio **T**echnology) könnte der Nutzer innerhalb einer DAW verschiedene experimentell bestimmte Modelle grafisch verwalten und zur Produktion von Musik verwenden, ohne dabei die originalen Verstärker bei jeder Produktion aufzubauen.

Literaturverzeichnis

- [1] Battenberg, Eric und Avižienis, Rimas. “Implementing Real-Time Partitioned Convolution Algorithms on Conventional Operation Systems”. In: *Proc. of the 14th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-11)*. 2011.
- [2] Berg, Lukas von. “Physik der E-Gitarre”. In: *Bundesrealgymnasium Graz* (2009).
- [3] Bohn, Christian und Unbehauen, Heinz. *Identifikation dynamischer Systeme. Methoden zur experimentellen Modellbildung aus Messdaten*. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2016. ISBN: 978-3-8348-2197-3.
- [4] Dill, Thomas. *Kemper Profiling Amplifier Test*. 28. Feb. 2012. URL: <https://www.bonedo.de/artikel/einzelansicht/kemper-profiling-amplifier-1.html> (besucht am 24.04.2018).
- [5] Eichas, Felix, Möller, Stephan und Zölzer, Udo. “Block-Oriented Gray Box Modeling of Guitar Amplifiers”. In: *Proc. of the 20th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-17)*. 2017.
- [6] Eichas, Felix, Möller, Stephan und Zölzer, Udo. “Block-Oriented Modeling of Distortion Audio Effects using iterative Minimization”. In: *Proc. of the 18th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-15)*. 2015.
- [7] Eichas, Felix und Zölzer, Udo. “Black-Box Modeling of Distortion Circuits with Block-Oriented Models”. In: *Proc. of the 19th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-16)*. 2016.
- [8] Eichas, Felix und Zölzer, Udo. “Virtual Analog Modeling of Guitar Amplifiers with Wiener-Hammerstein Models”. In: *44th Annual Convention on Acoustics (DAGA 2018)*. 2018.
- [9] Farina, Angelo. “Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique”. In: *Proc. AES 108th Conv.* 2000.
- [10] Focusrite. *Scarlett 6i6 Bedienungsanleitung*.
- [11] García, Guillermo. “Optimal Filter Partition for Efficient Convolution with Short Input/Output Delay”. In: *113th International Conference of the Audio Engineering Society*. 2002.
- [12] Gardner, William G. “Efficient Convolution without Input-Output Delay”. In: *J. Audio Eng. Soc.* 43.3 (März 1995).

- [13] Gitarre & Bass. *Die Geschichte der Gitarrenverstärker*. URL: <https://www.gitarrebass.de/thema/gitarrenverstaerker/> (besucht am 24.06.2018).
- [14] Karrenberg, Ulrich. *Signale - Prozesse - Systeme. Eine multimediale und interaktive Einführung in die Signalverarbeitung*. 6. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2012. ISBN: 978-3-642-18475-8.
- [15] Kölzer, Hans Peter und Sauvagerd, Ulrich. “Digital Signal Processing - Downsampling and Up-sampling of discrete signals”. Vorlesungsskript. Jan. 2018.
- [16] Kölzer, Hans Peter und Sauvagerd, Ulrich. “Digitale Signalverarbeitung - Diskrete Faltung und Korrelation”. Vorlesungsskript. Okt. 2017.
- [17] Kölzer, Hans Peter und Sauvagerd, Ulrich. “Digitale Signalverarbeitung - FIR Filter”. Vorlesungsskript. Nov. 2017.
- [18] Kölzer, Hans Peter und Sauvagerd, Ulrich. “Digitale Signalverarbeitung - IIR Filter”. Vorlesungsskript. Mai 2017.
- [19] Meyer, Martin. *Signalverarbeitung. Analoge und digitale Signalverarbeitung, Systeme und Filter*. 6. Aufl. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2011. ISBN: 978-3-8348-0897-4.
- [20] Novák, Antonín. “Identification of Nonlinear Systems in Acoustics”. Diss. Czech Technical University in Prague, 2008.
- [21] Novák, Antonín u. a. “Chebyshev Model and Synchronized Swept Sine Method in Nonlinear Audio Effect Modeling”. In: *Proc. of the 13th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10)*. 2010.
- [22] Novák, Antonín u. a. “Nonlinear system identification using exponential swept-sine signal”. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 59.8 (2010), S. 2220–2229.
- [23] Pakarinen, Jyri und Yeh, David T. “A Review of Digital Techniques for Modeling Vacuum-Tube Guitar Amplifierw”. In: *Computer Music Journal* 33:2 (2009), S. 85–100.
- [24] Rauscher-Scheibe, Annabella. “Signale und Systeme I”. Vorlesungsskript. 2016.
- [25] Reiss, Chris. *Reamping-Workshop. Die alte neue Produktionstechnik für E-Gitarrenaufnahmen*. Hrsg. von Bonedo. 7. Sep. 2017. URL: <https://www.bonedo.de/artikel/einzelansicht/reamping-workshop.html> (besucht am 30.09.2018).
- [26] Schaedla, Ulf. *Der elektromagnetische Tonabnehmer als Wandler. Guitar-Letters I*. 15. Feb. 2006. URL: <http://www.guitar-letter.de/Free/Download/GuitarLetter01v017.pdf> (besucht am 06.08.2018).
- [27] Schaedla, Ulf. *Impedanzwandler für die Elektrogitarre*. 28. Dez. 2013. URL: <http://www.guitar-letter.de/Knowledge/ImpedanzwandlerfuerdieElektrogitarre.htm> (besucht am 03.08.2018).

- [28] Schaedla, Ulf. *Klangveränderung am elektromagnetischen Tonabnehmer. Guitar-Letters II*. 29. Juli 2005. URL: <http://www.guitar-letter.de/Free/Download/GuitarLetter02v012.pdf> (besucht am 06.08.2018).
- [29] Scholz, Rüdiger. “Analyse und Präsentation von Messdaten”. Vorlesungsskript. Juni 2014.
- [30] Schröder, Dierk und Buss, Martin. *Intelligente Verfahren. Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme*. 2. Aufl. Berlin: Springer-Verlag, 2017. ISBN: 978-3-662-55327-5.
- [31] Sennheiser electronic GmbH & Co. KG. *Sennheiser E906, Bedienungsanleitung*. Aug. 2015.
- [32] Somme Cable GmbH. *Instrumentenkabel SC-Spirit*. URL: https://shop.sommercable.com/Kabel/Meterware-Instrument/Instrumentenkabel-SC-Spirit-300-0051.html#tab_attributes (besucht am 03.08.2018).
- [33] Spiegelberg, Malte. “Segmentierte Faltung - Analyse und Implementierungsansatz für mobile Endgeräte”. Magisterarb. HAW Hamburg, Aug. 2012.
- [34] Texas Instruments. *Processor SDK RTOS Software Developers Guide. SDK Version: 05_00_00_15*. URL: <http://software-dl.ti.com/processor-sdk-rtos/esd/docs/latest/rtos/index.html> (besucht am 17.09.2018).
- [35] Texas Instruments. *PROCESSOR-SDK-RTOS-OMAPL138. SDK Version: 05_00_00_15*. 26. Juli 2018. URL: http://software-dl.ti.com/processor-sdk-rtos/esd/OMAPL138/latest/index_FDS.html (besucht am 17.09.2018).
- [36] Texas Instruments. *TLV320AIC3106 Low-Power Stereo Audio CODEC for Portable Audio/Telephony. SLAS509F*. Dez. 2014.
- [37] Texas Instruments. *TMS320C6000 DSP Multichannel Audio Serial Port (McASP), Reference Guide. SPRU041J*. Nov. 2018.
- [38] Texas Instruments. *TMS320C6748 DSP, Technical Reference Manual. SPRUH79C*. Sep. 2016.
- [39] Texas Instruments. *TMS320C6748 Fixed-and Floating-Point DSP. SPRS590G*. 31. Jan. 2017.
- [40] Texas Instruments. *TMS320C6748 LCD Kit, Design Files (Schematics, BOM, Layout, Gerber Files)*. 29. Mai 2015.
- [41] Texas Instruments. *TMS320C6748/46/42 and OMAP-L138 Processor Enhanced Direct Memory Access (EDMA3) Controller, User's Guide. SPRUGP9B*. Apr. 2010.
- [42] Tietze, U. und Schenk, Ch. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 8. Aufl. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 1986. ISBN: 3-540-16720-X.

- [43] Weinzierl, Stefan. *Handbuch der Audiotechnik*. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2008. ISBN: 978-3-540-34301-1.
- [44] Yamaha Cooperation. *Yamaha DXR10, Technical Data Sheet*. März 2017.
- [45] Yeh, David Te-Mao. “Digital Implementation of Musical Distortion Circuits by Analysis and Simulation”. Diss. Stanford University, 2009.
- [46] Zölzer, Udo. *DAFX - Digital Audio Effects, Matlab Files*. 2011. URL: http://ant-s4.unibw-hamburg.de/dafx/DAFX_Book_Page_2nd_edition/matlab.html (besucht am 07.10.2018).
- [47] Zölzer, Udo. *DAFX: Digital Audio Effects*. 2. Aufl. John Wiley & Sons Ltd, 2011. ISBN: 978-0-470-66599-2.

A MSE-Vergleich der Ausgangssignale

Tabelle A.1: Vergleich der verschiedenen Ausgangssignale mit und ohne Ausgangsfilter - niedrigere MSEs sind in grün hervorgehoben

| | Verstärker und verwendetes Gitarrensinal | Vergleich mit Ausgangsfilter | | Vergleich ohne Ausgangsfilter | |
|----|---|------------------------------|----------|-------------------------------|----------|
| | | MSE_t | MSE_f | MSE_t | MSE_f |
| | Top Hat, clean | | | | |
| 1 | Single Coil | 0.0175 | 3.50E-05 | 0.0214 | 8.07E-05 |
| | Top Hat, verzerrt | | | | |
| 2 | Single Coil | 0.0656 | 5.09E-05 | 0.0672 | 3.98E-05 |
| | Marshall MA50C | | | | |
| 3 | Single Coil | 0.0627 | 1.63E-04 | 0.0732 | 1.72E-04 |
| | Marshall 1959 | | | | |
| 4 | Single Coil | 0.0778 | 5.00E-05 | 0.0984 | 5.32E-05 |
| 5 | Dynamik | 0.0327 | 4.15E-05 | 0.0301 | 4.35E-05 |
| | Orange Rockerverb 50 MKII, clean | | | | |
| 6 | Single Coil | 0.0173 | 5.26E-06 | 0.0231 | 5.21E-06 |
| | Orange Rockerverb 50 MKII, Gain 10 Uhr | | | | |
| 7 | Single Coil | 0.033 | 2.23E-04 | 0.043 | 3.31E-04 |
| | Orange Rockerverb 50 MKII, Gain 12 Uhr | | | | |
| 8 | Single Coil | 0.0454 | 1.38E-04 | 0.0611 | 2.21E-04 |
| 9 | Dynamik | 0.0451 | 7.78E-05 | 0.0542 | 1.03E-04 |
| | Orange Rockerverb 50 MKII, Gain 15 Uhr | | | | |
| 10 | Single Coil | 0.0343 | 2.02E-04 | 0.044 | 2.94E-04 |

B Fragebogen und Ergebnisse des Hörtests

Tabelle B.1: Fragebogen für den Hörtest als Blindversuch

| | Welches Hörbeispiel ist die Referenz? | | Wie sicher sind Sie sich? (1 –10) 10 → absolut sicher 1 → nur geraten | Wie ähnlich sind sich A und B? (1 –10) 10 → keinen Unterschied zu hören 1 → hört sich nicht nach demselben Verstärker an |
|----|---------------------------------------|---|--|---|
| | A | B | | |
| 1 | | | | |
| 2 | | | | |
| 3 | | | | |
| 4 | | | | |
| 5 | | | | |
| 6 | | | | |
| 7 | | | | |
| 8 | | | | |
| 9 | | | | |
| 10 | | | | |

In den folgenden Abbildungen bezeichnet ein grünes Kreuz die korrekte Nennung der Referenz. Bei den roten Kreisen wurde hingegen das Modell fälschlicherweise als Referenz erkannt.

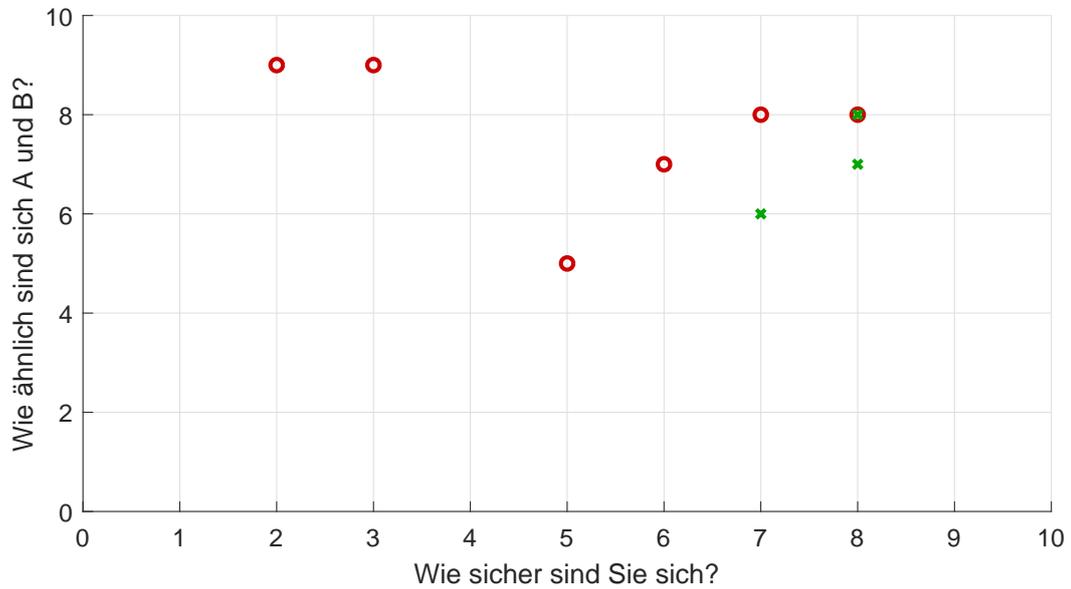


Abbildung B.1: Hörbeispiel 1: Top Hat, clean (Single Coil)

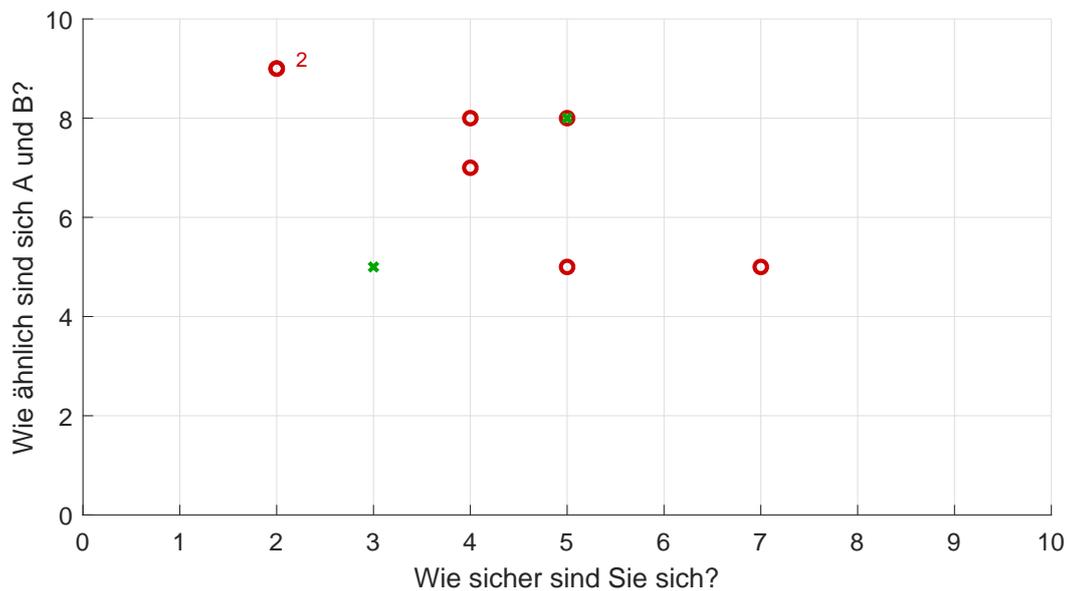


Abbildung B.2: Hörbeispiel 2: Top Hat, verzerrt (Single Coil)

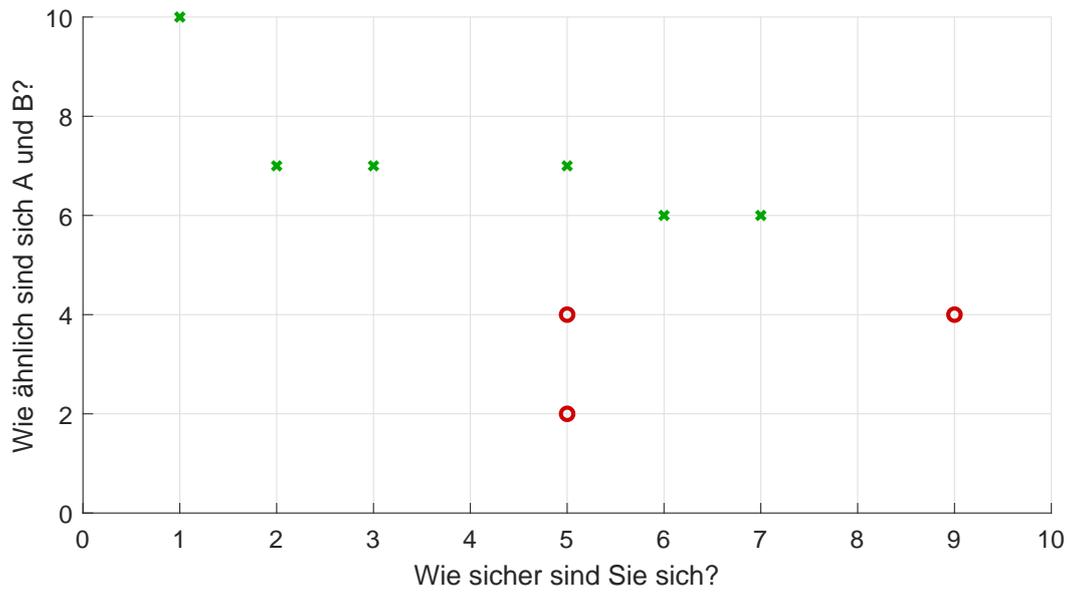


Abbildung B.3: Hörbeispiel 3: Marshall MA50C (Single Coil)

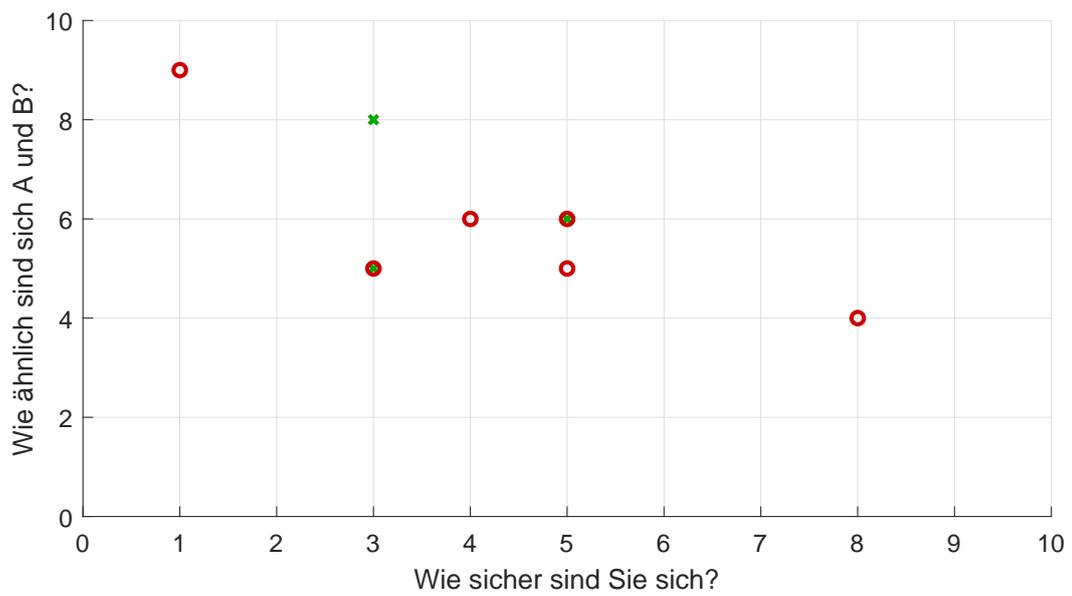


Abbildung B.4: Hörbeispiel 4: Marshall 1959 (Single Coil)

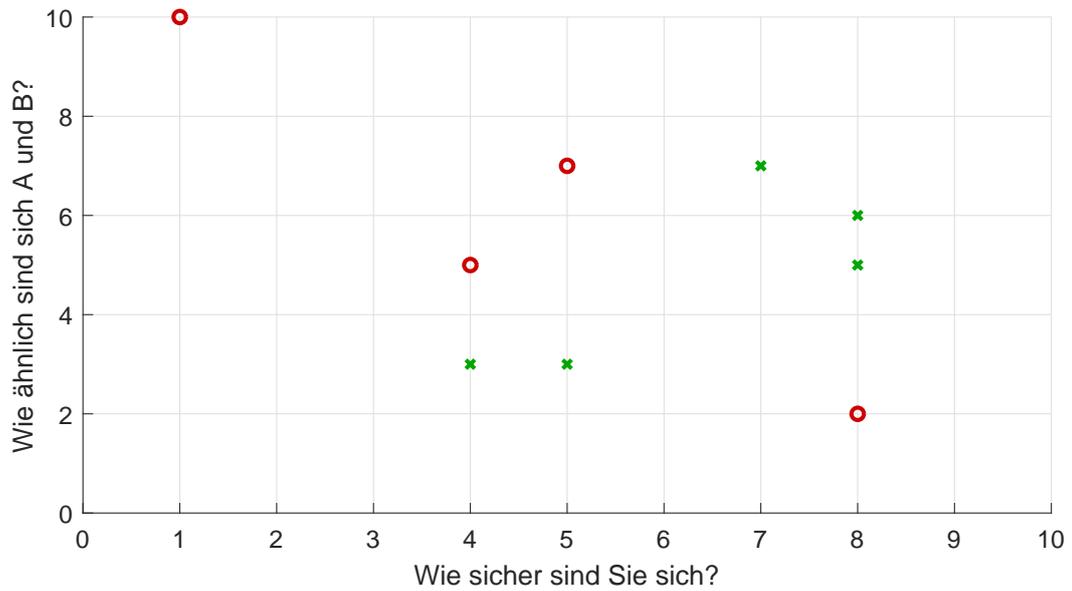


Abbildung B.5: Hörbeispiel 5: Marshall 1959 (Dynamik)

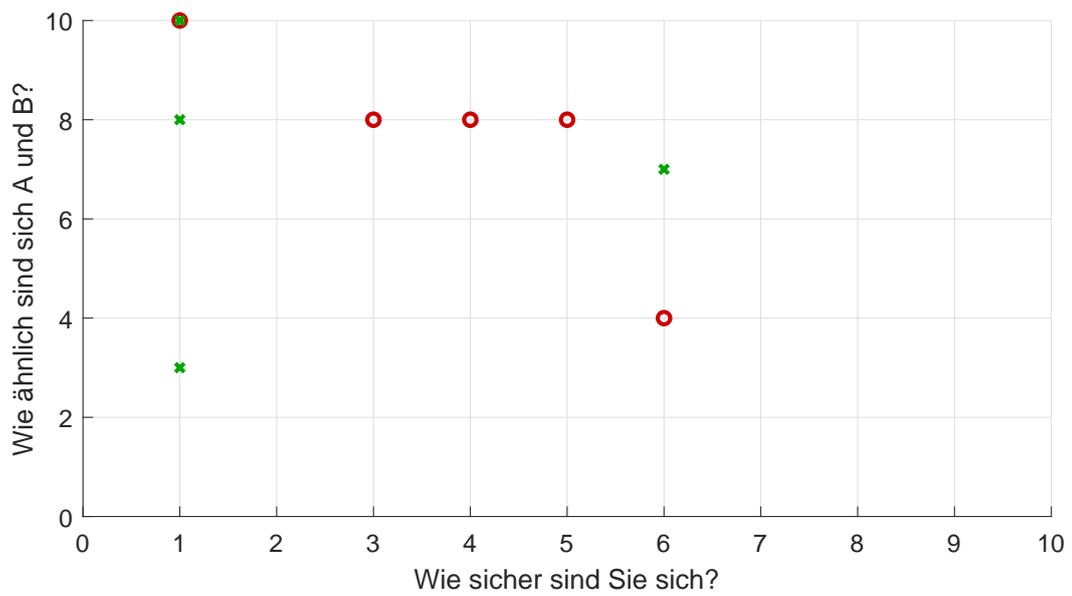


Abbildung B.6: Hörbeispiel 6: Orange Rockerverb MKII, clean (Single Coil)

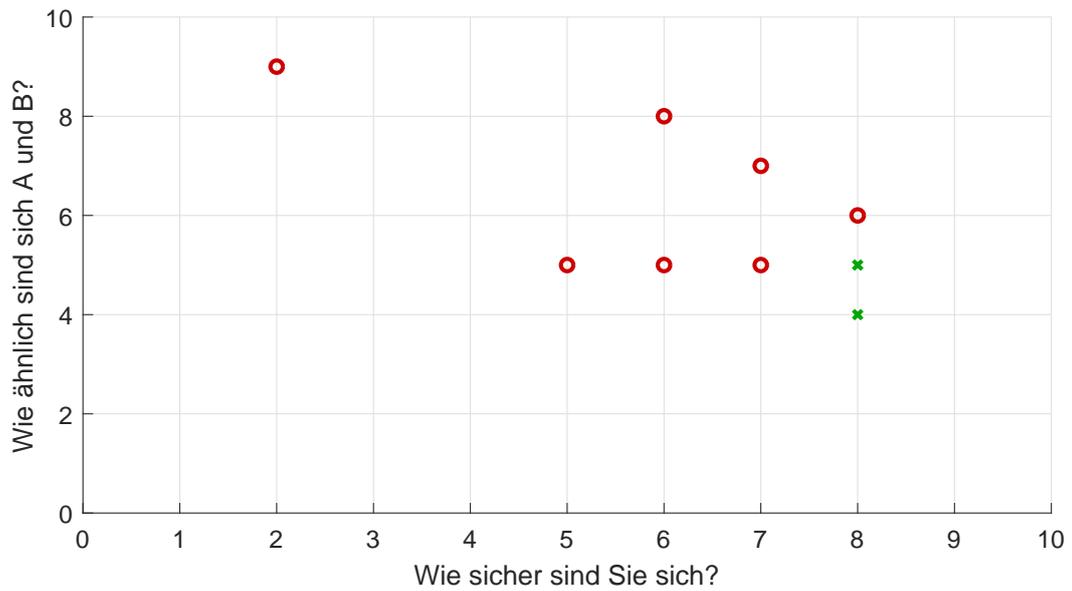


Abbildung B.7: Hörbeispiel 7: Orange Rockerverb MKII, Gain 10 Uhr (Single Coil)

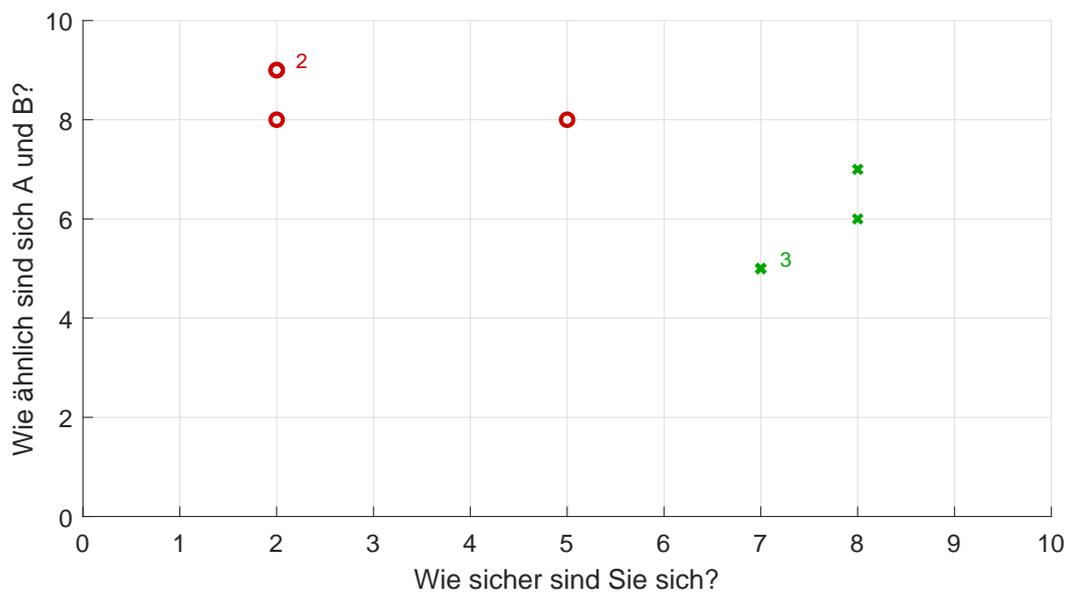


Abbildung B.8: Hörbeispiel 8: Orange Rockerverb MKII, Gain 12 Uhr (Single Coil)

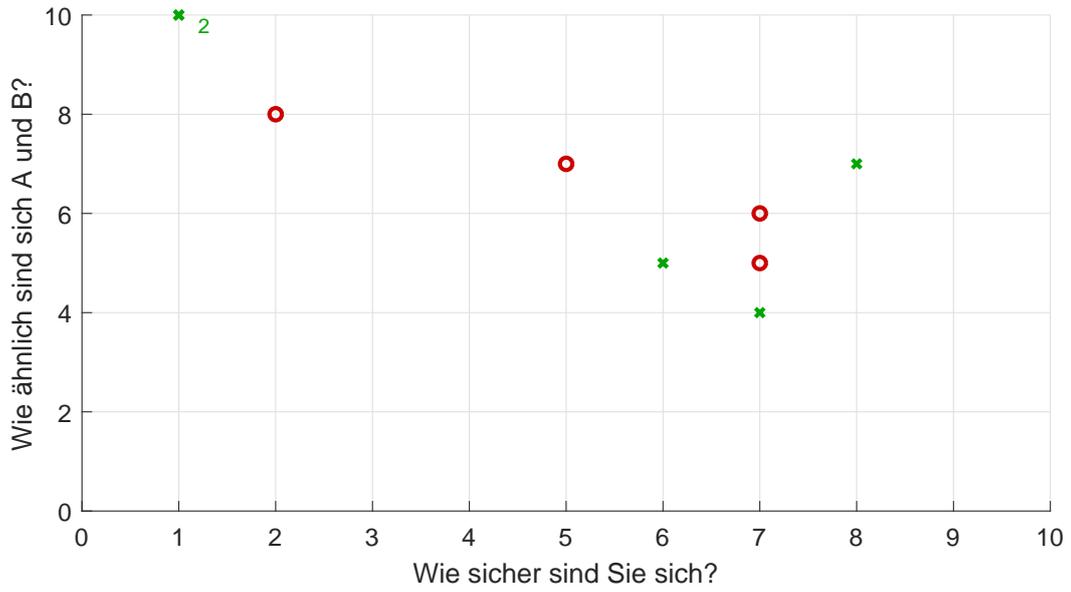


Abbildung B.9: Hörbeispiel 9: Orange Rockerverb MKII, Gain 12 Uhr (Dynamik)

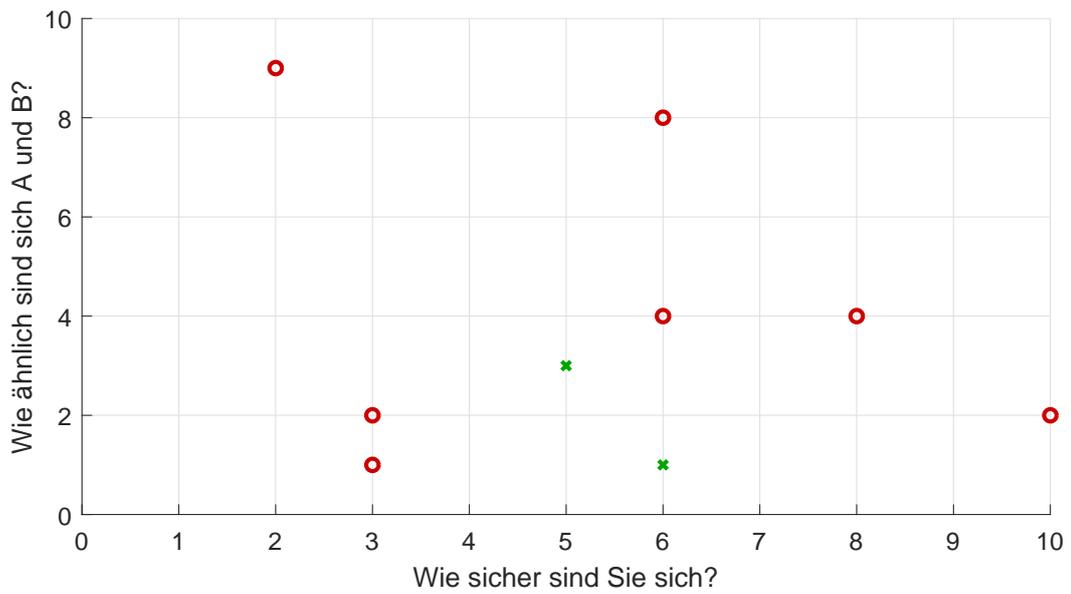


Abbildung B.10: Hörbeispiel 10: Orange Rockerverb MKII, Gain 15 Uhr (Single Coil)

C Beigefügte CD

Die beigefügte CD kann bei Erstprüfer Herrn Prof. Dr.-Ing. Hensel oder Zweitprüfer Herrn Prof. Dr. Heß eingesehen werden. Auf der CD befinden sich folgende Dateien:

- Bachelorthesis
 - Bachelorthesis als PDF-Datei
- Literatur
 - Verwendete Literatur, unterteilt in jeweilige Unterordner
- Matlab
 - MATLAB Projekt inkl. den aufgenommenen Systemantworten auf den Sinus-Sweep
- Validierung und Ergebnisse
 - Hörbeispiele als Wave-Datei
 - Excel-Tabelle mit den in Kapitel 6.3 genannten Parametern und den Vergleich der Ausgangssignale mittels MSE

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 8. Oktober 2018

Ort, Datum

Unterschrift