Projektseminar Beschleunigertechnik: Ausarbeitung

Iterative Optimierung eines Hammerstein-Modells und Code-Design für ein Barrier Bucket System

Artem Moskalew, Jonas Christ, Maximilian Nolte

Darmstadt, August 2018

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

Inhaltsverzeichnis

1 Einführung 3
1.1 Modell und Konvention . . . 3
1.1.1 Hammerstein-Modell . . . 4
1.2 Motivation . . . 5
1.3 Aufgabenstellung . . . 5

2 Vorgehen 6
2.1 Vorhandene Implementierung . . . 6
2.1.1 Python . . . 6
2.1.2 MATLAB . . . 6
2.2 Funktionalität reproduzieren . . . 6
2.3 Funktionalität erweitern . . . 7
2.3.1 Erste Idee einer Optimierung . . . 7

3 Gerätekommunikation 8
3.1 Laufzeitoptimierung . . . 8
3.2 Anpassung der horizontalen Auflösung am Oszilloskop . . . 9

4 Code-Design 10
4.1 Motivation . . . 10
4.2 Aufbau . . . 10
4.3 Methodik . . . 11
4.3.1 Test Driven Development . . . 11
4.3.2 Mock-System . . . 12

5 Iterative Optimierung des Hammerstein-Modells 14
5.1 Optimierung der linearen Übertragungsfunktion H . . . 14
5.1.1 Fehlerquellen . . . 14
5.1.2 Umgang mit Fehlerquellen . . . 16
5.1.3 Auswertung . . . 18
5.2 Optimierung der nichtlinearen Kennlinie K . . . 20
5.2.1 Erster Ansatz . . . 22
5.2.2 Zweiter Ansatz . . . 25

6 Fazit 26

7 Ausblick 27
7.1 Impressionen zum Code . . . 27
7.2 Ausblick: Optimierung . . . 27

8 Anhang 30

Abstract

Für die sinnvolle Nutzung der Barrier Bucket Kavität an den Speicherringen der GSI Darmstadt ist ein qualitativ hochwertiger Einzelsinus als Ausgangsspannung am Gap unabdingbar. Modelliert man den Messaufbau durch ein Hammerstein-Modell mit einer nichtlinearen Kennlinie im Zeitbereich und einer linearen Übertragungsfunktion im Frequenzbereich, so verlagert sich die Schwierigkeit auf das hinreichend genaue Bestimmen dieser Komponenten. Diese lassen sich zwar einzeln über automatisierte Messungen erfassen, sind dabei aber nicht unabhängig voneinander. Zur Verbesserung der Modellierung liegt eine iterative Anpassung der beiden Bausteine nahe.

In einem ersten Ansatz zur Optimierung werden für Kennlinie und Übertragungsfunktion getrennte Algorithmen genutzt. Es zeigt sich am simulierten idealen Hammerstein-Modell, dass dieser Ansatz prinzipiell in die richtige Richtung läuft. Für eine merkliche Verbesserung der Modellierung auch am realen System sind jedoch eine Reihe von Hürden zu nehmen. Diese sind teilweise auf Diskretisierung und Interpolation zurückzuführen. Jedoch liegen gerade bei der nichtlinearen Kennlinie auch konzeptionelle Probleme bezüglich des Definitionsbereichs vor, die eine genauere Betrachtung nicht nur für die Optimierung erfordern.

Unverzichtbare Grundlage der hier verfolgten Ansätze sowie Ausgangspunkt für die weitere Arbeit an einer Optimierung ist das Design einer Programmstruktur, die an den Kontext eines Messaufbaus angepasst ist. Als außerordentlich hilfreich erweist sich ein modularer Aufbau von Funktionalitäten. Zusätzlich bietet sich ein Programmier-Konzept an, das auf periodische Tests der Funktionalitäten ausgelegt ist. Ergänzend hierzu vereinfacht sich die Erweiterung der Funktionalität durch die Möglichkeit der Simulation des mathematischen Modells erheblich.

1 Einführung

Mit Barrier Bucket (BB) RF Systemen sollen am neu entstehenden Synchrotron SIS100 oder im Experimentierspeicherring (ESR) am GSI Helmholtzzentrum unterschiedliche longitudinale Manipulationen an Teilchenstrahlen vorgenommen werden. Der dazu notwendige Spannungspuls hat die in Abb. 1.1 dargestellte Form. Wenn die Wiederholfrequenz des Spannungspulses gleich der Umlauffrequenz ist, so führt dies zu einer stationären Potentialbarriere im Phasenraum. Diese Barrieren können dazu verwendet werden, den Strahl longitudinal einzuschließen und ermöglichen somit variable Bunchlängen. Unterscheiden sich Wiederholfrequenz des Spannungssignals und Umlauffrequenz, so bewegt sich die Barriere im Phasenraum ("moving barrier") und ermöglicht Kompression und Dekompression der Bunches.
Eine Herausforderung dieser Systeme liegt darin, eine hohe Qualität des Pulses am Gap der Kavität zu erzeugen, um unerwünschte Effekte auf den Strahl zu verhindern. Laut Spezifikation für das EST System müssen die Nachschwinger nach dem Einzelsinus beispielsweise kleiner als 2,5% der Amplitude des Signals sein.

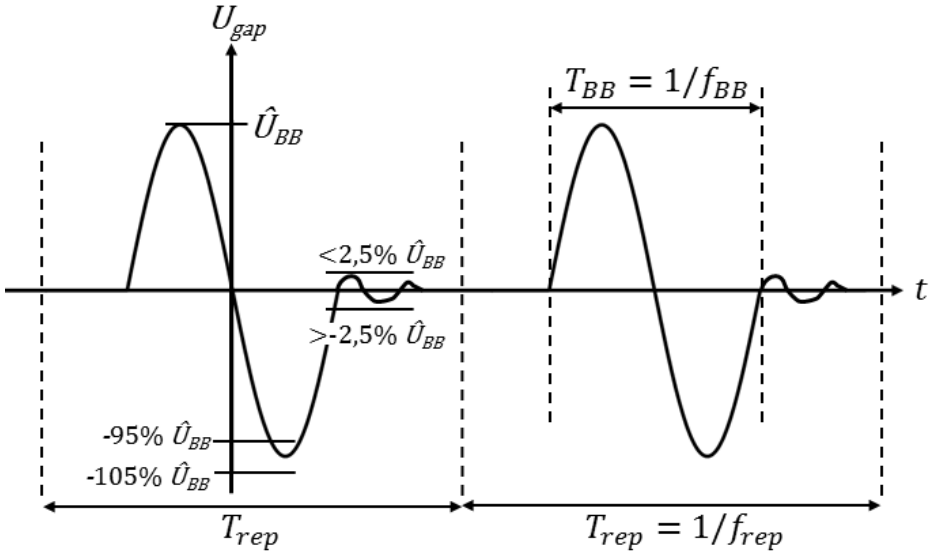


Abbildung 1.1: Ausgangssignal

Im Folgenden wird f_{rep} für die Wiederholfrequenz des Spannungssignals verwendet. Die Barrier Bucket Frequenz f_{BB} bestimmt die Breite der Potential Barriere. Für die Messungen in diesem Projektseminar werden $f_{rep} = 900\text{kHz}$ und $f_{BB} = 5\text{MHz}$ festgelegt.

1.1 Versuchsaufbau und Modell

Der Prototyp des ESR BB besteht aus einem Funktionsgenerator (Keysight 3600A series 2-channel (50Ω) AWG), einem Verstärker (AR1000A225) und der Breitband Ringkern-Kavität. Der Versuchsaufbau ist in Abb. 1.2 gezeigt. Ein Messablauf ist in Abb. 1.3 als Flow Chart Diagramm dargestellt.
Dabei kann angenommen werden, dass sich das System bis $\hat{U}_{BB} = 550V$ annähernd linear verhält und durch die Übertragungsfunktion $\underline{H}$ beschrieben werden kann. Eine mathematische Modellierung ist ebenfalls in Abb. 1.2 gegeben, in der zusätzlich zur linearen Übertragungsfunktion $\underline{H}$ noch eine nichtlineare Kennlinie enthalten ist. Die Größen werden im nächsten Abschnitt erklärt.

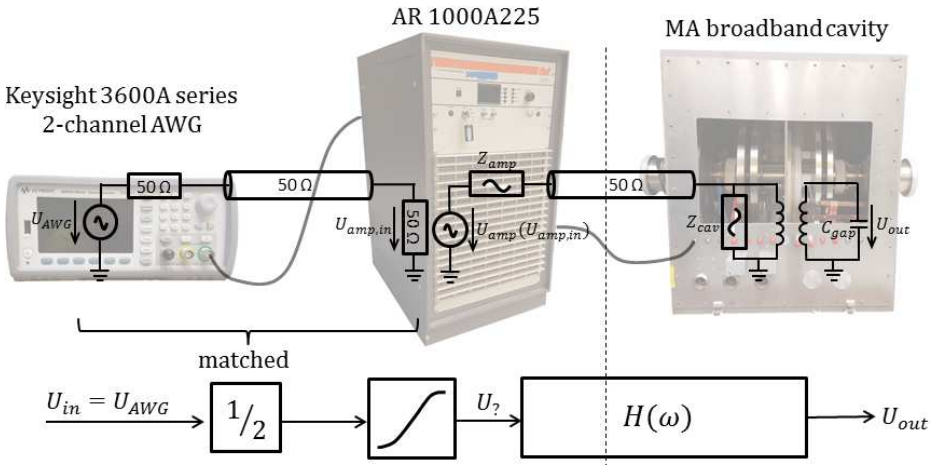


Abbildung 1.2: Versuchsaufbau und Modell siehe [2]

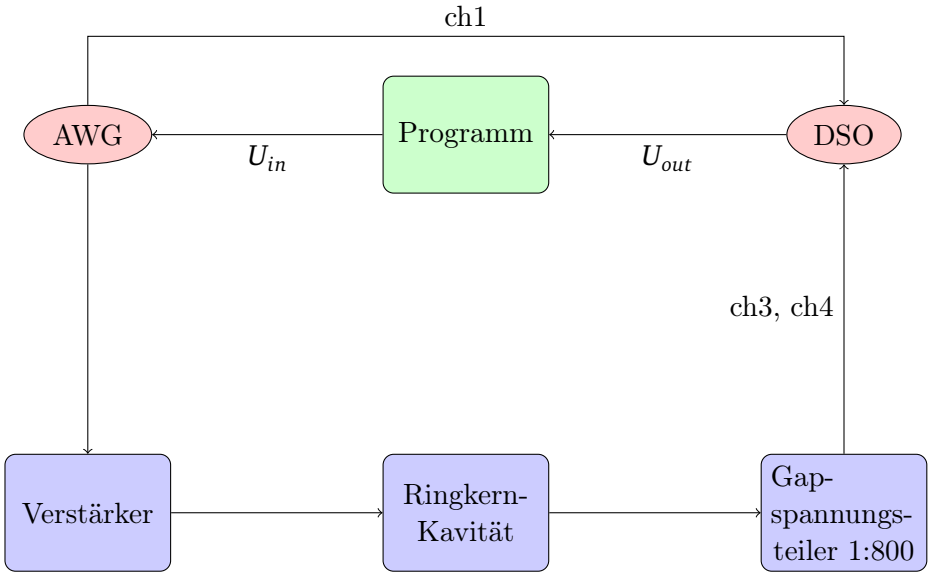


Abbildung 1.3: Ein Messdurchlauf

Das berechnete Eingangssignal U_{in} wird an das AWG übergeben. Davon wird es zum einen an das Oszilloskop geleitet und zum anderen an den Verstärker. Der Gapspannungsteiler hat ein Verhältnis von 1:800, dabei ergibt sich die Ausgangsspannung U_{out} als die Differenz der Kanäle 3 und 4. Es muss darauf geachtet werden, dass alle Eingänge des Oszilloskops auf hoch-ohmig eingestellt sind, um Schäden am Gerät zu verhindern. Dabei müssen die Leitungen von der Kavität mit einem T-Stück und einem $50\,\Omega$ Widerstand abgeglichen sein. Die Ausgänge des AWG müssen auch auf $50\,\Omega$ eingestellt werden.

1.1.1 Hammerstein-Modell

In Abb. 1.4 sind alle verwendeten Größen dargestellt. U_{in} ist die Eingangsspannung des Funktionsgenerators. Der erste Block in Abb. 1.4 stellt die nichtlineare Modellierung dar. Die Spannung $U_?$ ist eine rein virtuelle Größe und kann wie in Gl. (1.1) aus der Eingangsspannung über die Koeffizienten a_n berechnet werden. Diese sind sowohl in Abb. 1.4 als auch im Programm im Vektor `a` enhalten. Bei der Potenzreihe wurden mit $N = 3$ bereits gute Ergebnisse erzielt, siehe [2]. Dies wurde daher in der Implementierung beibehalten. Die nichtlineare Kennlinie, im Folgenden auch als K bezeichnet, wird als

Look-Up Tabelle im Programm hinterlegt. Die Spannung U_{out} ist die gemessene Gapspannung, die über dem Gapspannungsteiler abfällt.

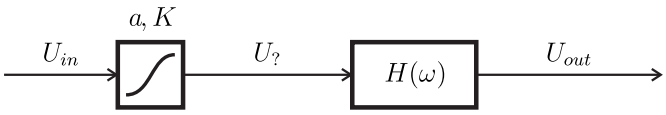


Abbildung 1.4: Hammerstein Modell

$$U_?(t) = \sum_{n=1}^{N} a_n \left[U_{in}(t)\right]^n \qquad U_{out}(t) = \mathscr{F}^{-1}\left\{\underline{H}(\omega) \cdot \underline{U}_{in}(\omega)\right\} \tag{1.1}$$

1.2 Motivation

Das Hammerstein Modell wurde bis auf die Berechnung von K schon erfolgreich in Python implementiert. Dabei sei auf das Projektseminar [1] verwiesen. Deshalb lag unsere Motivation darin, dieses Modell in Python zu vervollständigen, um dananch einen möglichen Optimierungsansatz aufzustellen.

1.3 Aufgabenstellung

Im Rahmen dieses Projektseminars soll eine iterative Optimierung der Vorverzerrung auf Basis einer Hammersteinmodellierung in Python implementiert werden. Dabei soll das Tool die nichtlineare Kennlinie K und die Übertragungsfunktion $\underline{H}$ wechselseitig optimieren, wobei eine ideale Gewichtung der Parameter im Algorithmus noch nicht erreicht werden musste.

2 Vorgehen

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Punkte in der Weiterentwicklung des vorhandenen Tools erklärt. Es wird die Methodik erläutert, mit der an den vorhandenen Weg angeschlossen wurde. Dies geschieht auch in Hinblick darauf, dass andere Personen dieses Projekt fortsetzen können.

2.1 Vorhandene Implementierung

Das Projekt knüpft an zwei Arbeiten an. Zum einen an dem Projektseminar [1], in dem der Grundstein in Python gelegt wurde und zum anderen an einer funktionierenden Implementierung des nichtlinearen Bestandteils des Modells aus Abb. 1.4 in MATLAB nach [2].

2.1.1 Python

Das vorhandene Python Tool [1] kann die Übertragungsfunktion des Systems im linearen Bereich mit einem Pseudorauschen bestimmen. Diese Funktionalität wurde vollständig übernommen. Darüber hinaus waren folgende Funktionalitäten implementiert:

- Anwendung von $\underline{H}$ auf das Spektrum von $U_{out,ideal}$.
- Senden von Signalen an das AWG und Auslesen von Messsignale aus dem Oszilloskop.
- Berechnung einer Kennlinie K als Look-Up Tabelle mit gegebenen Koeffizienten a_n.

2.1.2 MATLAB

Als zweiten Ansatzpunkt standen funktionierende Methoden aus der MATLAB Implementierung des nichtlinearen Teils mit folgenden Funktionalitäten zur Verfügung:

- Berechnung des Eingangssignals des linearen Blocks aus $\underline{H}$ und $U_{out,ideal}$.
- Berechnung von a_n für die nichtlineare Kennlinie.
- Aufstellung von K als Look-Up Tabelle.
- Berechnung eines vorverzerrten Eingangssignals über K.

2.2 Funktionalität reproduzieren

Zuerst wurde versucht, die vorhandenen Implementierungen zu verstehen, um letztendlich beide in Python zusammenzuführen. Dabei wurde eine starke Kopplung innerhalb der vorhandenen Implementierungen festgestellt, was die Fehlersuche und Fortführung erschwerte. Einige Funktionen beinhalteten mehrere logische Aufgaben, die für eine bessere Verständlichkeit getrennt werden sollten. Mit dem Code wurden aber schon gute Ergebnisse erzielt und das erste Ziel war es, den Code in eine neue Form zu überführen, ohne die Funktionalität zu beeinträchtigen.

Neues Design

Das in Abb. 1.4 dargestellte Modell wird in zwei Blöcke gegliedert und dementsprechend liegt Code-Design nahe, das diese Blöcke repräsentiert. Dafür bietet sich ein modulares Design an, das dieses Modell möglichst genau abbildet (Kap. 4). Dieses Design wurde auch im Hinblick auf die Teamarbeit gewählt, damit an mehreren logisch getrennten Abschnitten gleichzeitig gearbeitet werden kann.
Dafür wurde ein Github Repository erstellt, um eine Versionenkontrolle vorzunehmen.

Tests

Aus vorherigen Messungen und den Ergebnissen beider Implementierungen konnten Unit-Tests erstellt werden, die die geforderte Funktionalität beschreiben und somit die Ergebnisse aus dem neuen Design mit schon bestehenden Ergebnissen evaluieren.
Ziel war es, den Code umzustrukturieren unter der Bedingung, dass die Funktionalität nicht verändert wird. Die bestehende Implementierung wurde in mehrere logische Abschnitte unterteilt, bei denen jeder Abschnitt für sich die geforderten Daten erzeugen sollte. Dabei sollten die funktionierenden Teile aus MATLAB in Python überführt werden.

Fehlersuche

Die Möglichkeiten der Fehlersuche wird an zwei Beispielen erklärt. In der Python Implementierung aus [1] war schon ein erster Entwurf zur Berechnung der Koeffizienten a_n gegeben, der aber noch keine korrekten Werte berechnete. Die Ergebnisse aus der MATLAB Implementierung wurden in den Unit Test importiert, sodass in Python mehrere Möglichkeiten getestet wurden, bis die Ergebnisse mit den schon bestehenden Werten übereinstimmen.
Das zweite Beispiel ist die Berechnung des Eingangssignals über K. Dabei wurden während einer Messung Daten gespeichert, die zu einem Programmabbruch führten. Diese Daten wurden in einem Unit Test zusammengeführt, damit der Fehler im Programm ohne Messaufbau behoben werden konnte, siehe hierzu 5.2. Des Weiteren wird durch das neue Design eine strukturierte Fehlersuche ermöglicht. Wenn eine Veränderung an einem Block vorgenommen wird, so lässt sich diese isoliert betrachten und sollte keinen Einfluss auf die Logik anderer Blöcke haben.

2.3 Funktionalität erweitern

Nachdem die Funktionalitäten beider Implementierungen in Python zusammengeführt wurden, konnten im nächsten Schritt Erweiterungen der vorhandenen Funktionalität vorgenommen werden. Dabei stellte das neue Design mit seinem modularen Aufbau eine gute Grundlage dar, um an den logisch getrennten Aufbau anzuschließen und schon vorhandene Funktionalität zu nutzen.

2.3.1 Erste Idee einer Optimierung

Im nächsten Schritt wurde ein erster Optimierungsansatz implementiert, wie er in der Aufgabenstellung aus Abschnitt 1.3 vorgesehen war. Genauere Erläuterungen folgen in Kap. 5. Der Ansatz wurde mit zwei Routinen getestet und mit dem RF-Tool [18] zur Güteberechnung des Ausgangssignals evaluiert.
Bei der Nutzung des Programms ist eine längere Wartezeit für die Geräte aufgefallen, die bei kleineren Durchläufen nicht so ins Gewicht fallen, aber im Hinblick auf eine höhere Zahl an Iterationsschritten noch optimiert werden sollte. Dazu werden im folgenden Abschnitt Ansätze vorgestellt.

3 Gerätekommunikation

Um Messergebnisse sinnvoll für die Verarbeitung in Python aufzunehmen, ist eine effiziente Kommunikation zwischen den Messgeräten und dem angeschlossenen Computer essentiell. Besonders relevant ist hier die zeitliche Abstimmung zwischen Computer und Gerät sowie die bestmögliche Nutzung der Genauigkeiten der verwendeten Geräte. Hierbei wurden die zu Beginn vorliegenden Implementierungen für die Gerätekommunikation erweitert, wobei vor allem

1. die Optimierung der Laufzeit beim Schreiben und Lesen von Gerätewerten sowie
2. die Anpassung der Darstellung des Oszilloskops an die gemessenen Daten für eine höhere Genauigkeit

Ziele der Anpassungen waren.

Die Fernsteuerung von Messgeräten, der `Remote`-Modus, wird standardmäßig durch das Visa-Protokoll und im vorliegenden Fall durch die Implementierung von National Instruments, NIVisa, geregelt. Die Einbindung in Python wird durch die Erweiterung PyVisa ermöglicht. Übertragen werden Befehle in Form standardisierter Befehlsstrukturen, den SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments). Dem inneren Aufbau von Messgeräten liegt der IEEE-488 Standard zugrunde, sodass unabhängig vom konkreten Gerät oder der Art der Verbindung eine Reihe von Befehlen existiert, die gemäß IEEE-488.2 gebräuchliche Standards bieten. Diese Befehle sind in der Form `*COMMAND` gehalten [5, S. 224 ff.]. Weiterhin bieten die Geräte spezifische Befehle zur Manipulation der Einstellungen, die in großer Analogie zur direkten Benutzeroberfläche formuliert sind. Diese werden nach Kontext in sogenannte Subsysteme oder Command Groups gegliedert.

Es werden ein Keysight 33622A als Signalgenerator (AWG) und ein Oszilloskop der TDS 5000 Serie von Tektronix genutzt.

3.1 Laufzeitoptimierung

Im vorliegenden Messaufbau ist es notwendig, beim Konfigurieren des AWGs alle Einstellungen zurückzusetzen und anschließend neu zu initialisieren. Dabei werden Befehle nach dem First-Come-First-Serve Prinzip aus dem internen Speicher abgearbeitet. Dies führt aufgrund begrenzter Speicherkapazität und Verarbeitungsgeschwindigkeit bei einer Reihe von Befehlen zur Notwendigkeit, das Senden von Befehlen im Programm mit dem Arbeitsstatus des Gerätes zu synchronisieren. Die Größenordnung dieser Wartezeiten schwankt dabei stark. So dauert ein `Reset` des AWGs bis zu 5 Sekunden und das Schreiben eines Arbiträrsignals benötigt ebenso mehr als eine Sekunde. Das Oszilloskop hingegen verarbeitet ohne im Kontext dieses Aufbaus messbare Verzögerung. Verbunden damit, dass das Oszilloskop auf absehbare Zeit durch das neuere MAUI von Teledyne LeCroy ersetzt werden soll, wird im Folgenden nicht weiter auf die Laufzeit dieses Gerätes eingegangen. Dadurch konnte die Laufzeit je Lese-Aufruf bereits um ungefähr 15 Sekunden reduziert werden. Bei den zur Sicherheit implementierten Warte-Befehlen handelt es sich um Status-Abfragen ähnlich den nachfolgend für das AWG Erläuterten.

Die zu Beginn vorliegende Implementierung beinhaltete pauschale Wartezeiten nach einigen als besonders zeitintensiv erwarteten Befehlen sowohl in der Ansteuerung des AWGs als auch des Oszilloskops vor. Insgesamt blieb die Verbesserung der Zugriffszeiten auf das AWG erfolglos. Mit etwa 25 Sekunden Laufzeit stellt das AWG nach wie vor das Nadelöhr des Programms dar. Es wurden eine Reihe von IEEE-488 Standardbefehlen für diesen Zweck ausprobiert, nachfolgend aufgezählt mit den wichtigsten Eigenschaften:

1. `*WAI` ist in erster Linie ein interner Befehl, zuerst alle Befehle abzuarbeiten, bevor neue angefangen werden. Dies geschieht jedoch ohne Rückgabe an den aufrufenden Code.

2. `*OPC?` zwingt das aufrufende Programm zum Warten auf das Beenden aller Befehle im AWG und führt zu einem `VisaTimeoutError` im AWG, wenn zu lange auf die Rückgabe gewartet werden muss [7, S. 9]. Dieser Fehler konnte auch nicht im Programm aufgefangen werden, sodass er folgenlos für den Ablauf geblieben wäre.

3. `*OPC` setzt das zugehörige Bit `Standard-Event-Register` des Gerätes, sobald alle Befehle abgearbeitet sind. Im Unterschied zu `*OPC?` wird damit jedoch nicht auch das aufrufende Programm geblockt. Jedoch muss dieses Register mit einer Statusabfrage über `*ESR?` ausgelesen werden. Die dafür benötigte Schleife konnte jedoch nicht derart über PyVisa implementiert werden, dass tatsächlich mit Sicherheit alle vorigen Befehle beendet wurden.

Nicht für das AWG definiert ist der Standardbefehl `*BUSY?`, der eine 0 zurückgeben würde, wenn das Gerät gerade nicht mit Ausführen eines Befehls beschäftigt ist. Ansonsten wäre die Rückgabe 1.

Als besonders Erfolg versprechend erschien der letzte Ansatz 3, der jedoch nicht abschließend mit Erfolg getestet werden konnte. Mit einer Schleife über `*ESR?` könnte das zugehörige Bit erneut ausgelesen und eine sehr kleine pauschale Wartezeit im Programm eingebaut werden, bevor die nächste Abfrage stattfindet. Hier könnte es sich um ein Resultat der Codierung über PyVisa handeln, da hierbei mehrere Arten, einen Befehl an das Gerät zu senden, zur Verfügung stehen.
Weiterhin wurde die pauschale Wartezeit an der im Datenblatt [6, S. 21] für die Verbindung via USB angegebenen, gemessenen Ladedauer eines Arbiträrsignals orientiert. Dieser Richtwert von 1.25 s stellte sich jedoch als zu gering für den hier vorliegenden Fall heraus.

Letztlich sei erwähnt, dass die Abfrage der Fehler im AWG mittels `SYSTem:ERRor?` möglich ist und durch das dabei erfolgte Löschen der Fehler aus dem internen Speicher nicht nur die Abfrage, sondern auch das Rücksetzen des Fehlerstatus ermöglicht. Dies ist insbesondere für das Debugging vorteilhaft, wenn Befehle ausprobiert werden und die gegebenenfalls auftretenden Fehler gehandhabt werden müssen [5, S. 454]. Dies vermeidet das unter Umständen mehrmalige Trennen und Wiederherstellen der Verbindung zum AWG sowie das Löschen der Fehler an der Benutzeroberfläche.

3.2 Anpassung der horizontalen Auflösung am Oszilloskop

Um die Auflösung des Oszilloskops ausnutzen zu können, ist die Anpassung der horizontalen wie auch vertikalen Auflösung an das zu messende Signal notwendig. Während die horizontale Auflösung durch die Wiederholfrequenz des Pulses mit f_{BB} sich nahezu unabhängig von dem betrachteten Signal setzen lässt, muss die vertikale Skalierung an das Signal angepasst werden. Um dies etwa während einer Optimierung mit wechselnden Spannungsamplituden zu ermöglichen, sind zwei direkt aufeinander folgende Messungen notwendig. Dabei wird aus der ersten Messung die Amplitude des Signals entnommen und die Skalierung für die zweite, dann genauere Messung, dahingehend angepasst, dass das Signal bildfüllender dargestellt wird. Dieser Gewinn an Genauigkeit in der Messung stellte sich insbesondere für die Optimierung der linearen Übertragungsfunktion H als notwendig heraus.

4 Code-Design

Die Aufgabe des Projektseminars war, ein bestehendes Tool weiterzuentwickeln. Es wurde nach einer Methode gesucht, um an die vorhandene Funktionalität anzuschließen und diese fortzusetzen. Um auf dieses Projekt aufbauende Arbeiten zu erleichtern, wird in diesem Kapitel die Namenskonvention und die allgemeine Struktur des verwendeten Designs vorgestellt.

4.1 Motivation

Ziel ist es, ein Design aufzustellen, das mit seinen Funktionen und seiner gesamten Dokumentation für sich spricht. Des Weiteren wird eine lose Kopplung der einzelnen Blöcke angestrebt, damit Bestandteile ohne die Logik anderer Funktionen verstanden und bearbeitet werden können. Dies verbessert zum einen die Arbeitsaufteilung im Team, zum anderen aber auch die Verständlichkeit des gesamten Programms. Ohne ein modulares Design ist eine Optimierung der einzelnen Bestandteile nur schwer umzusetzen.

4.2 Aufbau

Der Aufbau des Programms orientiert sich an dem vorgegebenen Modell aus Abb. 1.4.

Namenskonvention

In der nachfolgenden Tabelle sind die verwendeten Präfixe erklärt.

Präfix	Erklärung
`adjust`	Anpassung einer Größe in einem Iterationsschritt
`compute`	Berechnung einer Größe, ohne Kommunikation der Geräte
`determine`	Bestimmung einer Größe mit Kommunikation der Geräte
`evaluate`	Routinen mit Bewertung der Ergebnisse mit idealen Ergebnissen
`generate`	Erstellung eines Datensatzes
`get`	Aus der Implementierung von [1] übernommen für get_H
`loop`	Eine Iterierungsschleife im Optimierungsalgorithmus
`measure`	Messung einer Größe

Tabelle 4.1: Erklärung der Präfixe von Methoden

Ordnerstruktur

In Tab. 4.2 sind die Inhalte der verwendeten Ordner augelistet.

Ordner	Inhalt
`blocks`	Implementierung der abstrakten Schritte im Modell
`classes`	ADTs, siehe 4.2
`data`	Alle Ergebnisse
`helpers`	Hilfsfunktionen nach [13]
`tests`	Alle Klassen mit Unit Tests
`tools`	RF-Tools

Tabelle 4.2: Namen der Ordner

Abstract Data Types

Bestimmte Datensätze wurden als eigene abstrakte Datentypen (ADTs) implementiert, siehe [14, Kap. 6.1]. Daraus ergeben sich folgende Vorteile:

- Allgemeine Funktionalität wird in der Klasse implementiert.
- Typüberprüfung wird ermöglicht.
- Implementierung generischer Klassen[1] ermöglicht, wie beispielsweise `calculate_error()`.

Für die Klasse `signal_class()` ergeben sich speziell noch weitere Vorteile:

- Vermeidung von ungewollten Manipulationen an Datensätzen, die nur schwer zu debuggen sind.
- Das Orginalsignal ist immer gespeichert.
  - dadurch Vermeidung der Fortpflanzung von Interpolationsfehlern durch Resampling.

4.3 Methodik

Für diesen Typ Aufgabenstellung konnte viel Programmierarbeit ohne den Versuchsaufbau vorgenommen werden, sodass viele Fehler schon vor dem eigentlichen Testlauf am System entdeckt und behoben werden konnten. Dafür werden zwei Möglichkeiten vorgestellt, die diese Fehlersuche ermöglicht und erleichtert haben.

4.3.1 Test Driven Development

Nach der Methode TDD werden vor dem eigentlichen Programmieren Tests geschrieben, die mit der folgenden Implementierung der Funktionalität bestanden werden müssen. Diese Tests geben ein sinnvolles Feedback darüber, ob eine Methode gut implementiert wurde. Die folgenden Vorteile waren besonders wichtig in der Entwicklung des Codes für diese Aufgabe:

- Testen von kleinen Abschnitten erzwingt einen modularen Aufbau.
- Tests dokumentieren Funktionalität.
- Refactoring[2] wird ermöglicht.
- Einfache Fehlersuche ist auch ohne Versuchsaufbau möglich.

[1] Implementierungen, die unabhängig vom übergebenen Datentyp sind.
[2] Änderung der Struktur ohne Veränderung der Funktionalität.

- Reproduktion von Messvorgängen, die Fehler aufgedeckt haben.
- Möglichkeit der Arbeitsteilung an logisch getrennten Abschnitten.
- Unterstützt bei der Migration der Implementierung aus MATLAB nach Python.

Eine große Schwierigkeit dieser Methode liegt darin, gute Tests zu formulieren, die auch alle möglichen Fälle abdecken. Das kann einige Zeit in Anspruch nehmen, lohnt sich aber auf längere Sicht.

Beispiel: Test für `apply_transfer_function`

Der übliche Aufbau eines Unit Tests wird am Beispiel `test_apply_transfer_function_2` erklärt. Diese Funktion wendet eine Übertragungsfunktion auf ein Signal an und gibt das Ausgangssignal zurück. Per Definition sollte bei zweifacher Anwendung der Funktion wieder das ursprüngliche Signal zurückgegeben werden.
Als Erstes werden die Daten eingelesen, mit denen gearbeitet werden soll.

```
1      H = read_in_transfer_function(mock_data_path + 'H.csv')
2      Uout = read_in_signal(mock_data_path + 'Uout.csv')
```

Im nächsten Schritt wird die Funktion angewendet.

```
1      Utransferred = apply_transfer_function(Uout, H)
2      Uout_computed = apply_transfer_function(Utransferred, H.get_inverse())
```

Der letzte Schritt ist die Auswertung. Dabei ist die Rückgabe der Funktion `finilize_tezt` genau dann `True`, wenn das `U_computed` gleich dem `U_accepted` ist.[3]

```
1      test_succeeded = finilize_tezt(Uout_computed, set_ideal_values=False)
2      self.assertTrue(test_succeeded)
```

Dabei wird der Wert `U_computed` vom Programmierer des Tests festgelegt. Dieser Wert muss auf eine Genauigkeit von 10^{-10} genau getroffen werden. Die Alternative wäre über die Norm zu arbeiten. Wobei sich hierbei zu große Toleranzen ergeben und keine universelle Möglichkeit zur Fehlerberechnung existiert.

4.3.2 Mock-System

Das implementierte Mock-System stellt ein typtisches Beispiel für ein mock object nach [16] dar und simuliert das getestete reale System nach einem bestimmten Modell. In diesem Fall wird zur Simulation ein ideales Hammerstein-Modell als Grundlage festgelegt, weil dieses Modell verwendet wird, um das reale System abzubilden. Dieses Mock-System testet die Möglichkeiten der implementierten Methoden ein Hammerstein-Modell darzustellen und zu optimieren.
Mit diesem System konnten auch Methoden getestet werden, die eigentlich mit den Geräten kommunizieren und somit nicht gut ohne Versuchsaufbau getestet werden können. Der Ablauf sieht wie folgt aus:

- Das Eingangssignal wird nicht an das AWG übergeben, sondern an das Mock-System.
- Verzerrung über eine nichtlineare Kennlinie K.
- Berechnung das Ausgangssignals über die Übertragungsfunktion $\underline{H}$.

[3] Die Notation `tezt` hängt mit der Verwendung der Erweiterung `python.nose` zusammen.

- Das Ausgangssignal wird wieder an die eigentliche Methode übergeben.

Daraus folgen für diese Zielsetzung folgende Vorteile:

- Unter der Voraussetzung, dass das Mock-System richtig implementiert ist und das reale System mit dem Hammerstein-Modell beschrieben werden kann, können über die Konvergenz Aussagen getroffen werden. Wenn der Optimierungsalgorithmus am realen System konvergiert, so wird er auch am Mock-System konvergieren. Umgekehrt lässt sich von der Divergenz am Mock-System auf die Divergenz am realen System schließen.
- Der Algorithmus kann ohne Versuchsaufbau entwickelt werden, weil die Konvergenz am Mock-System eine notwendige Bedingung für die Konvergenz am realen System ist, das mit einem Hammerstein-Modell beschrieben werden kann.
- Das Programm kann am Mock-System mit in der Praxis selten auftretenden Szenarien getestet werden. Ein Beispiel dafür stellt eine hohe Anzahl an Iterationen dar. Dabei konnte in diesem Projekt mit über 100 Iterationen ein unerwarteter Fehler beobachtet werden.
- Durch die Implementierung des Mock-Systems wird das Modell besser verstanden.

Die Optimierungsansätze aus Kap. 5 wurden bereits mit dem Mock-System getestet und es wurde festgestellt, dass diese für das ideale Modell tatsächlich zu einer Verbesserung führen. Die Frage dabei ist aber, inwieweit sich der Versuchsaufbau durch ein ideales Hammerstein-Modell beschreiben lässt und sich damit die Verbesserung auf den realen Aufbau überträgt. Je nach Ergebnissen der Übertragung auf das reale System lassen sich Aussagen über die Grenzen des Modells für diesen Aufbau treffen.
Mit dem Testen an der Simulation können Aufgaben wie Debugging, Refactoring und Erweiterungen der Funktion auch ohne den Versuchsaufbau durchgeführt werden.

5 Iterative Optimierung des Hammerstein-Modells

Ziel der Optimierung von Übertragungsfunktion $\underline{H}$ und Kennlinie K mit ihren Parametern a ist die Minimierung des Fehlers zwischen idealem und gemessenem Ausgangssignal, $U_{out,\text{ideal}}(t)$ und $U_{out,\text{meas}}(t)$. Die Minimierung des relativen Fehlers ist gegeben durch

$$\min f(t) := \min\left(\frac{U_{out,\text{meas}}(t) - U_{out,\text{ideal}}(t)}{U_{out,\text{ideal}}(t)}\right) = \min\left(\frac{U_{out,\text{meas}}(t)}{U_{out,\text{ideal}}(t)} - 1\right). \tag{5.1}$$

Für das verwendete Hammerstein-Modell liegt die in [3] vorgeschlagene getrennte, iterative Optimierung von $\underline{H}$ und K nahe. Die Auswertung der Qualität des Einzelsinus erfolgt dabei durch das RF-Tool [18] unter Verwendung des als `QGesamt1` geführten Qualitätswerts[1]. Dabei wird im Folgenden unter $U_{out,\text{ideal}}(t)$ ein durch die Routine `generate_BBsignal` erzeugter Einzelsinus betrachtet, vergleiche hierzu 7.1.

5.1 Optimierung der linearen Übertragungsfunktion H

Die Optimierung von $\underline{H}(\omega)$ beruht auf der Annahme, dass sich Gl. (5.1) auf die komplexen Darstellungen des berechneten und des gemessenen Ausgangssignals $\underline{U}_{out,\text{ideal}}(\omega)$ und $\underline{U}_{out,\text{meas}}(\omega)$ fortsetzen lässt mit

$$f_{\text{compl}}(\omega) := \frac{\underline{U}_{out,\text{meas}}(\omega)}{\underline{U}_{out,\text{ideal}}(\omega)} - 1\,. \tag{5.2}$$

Ist im Spektrum des gemessenen Signals eine Frequenz verglichen mit dem idealen Signal stärker vertreten, wurde die Verstärkung des realen Systems bei der Berechnung von $\underline{U}_?$ unterschätzt. Folglich muss die Verstärkung im Hammerstein-Modell angehoben werden. Die Korrektur der Phase ist dabei in Gl. (5.2) mit inbegriffen. Iterativ mit einer Schrittweite $\sigma_H^i \in [0,1]$ ausgeführt, folgt für den i-ten Schritt

$$\underline{H}^{i+1} = \underline{H}^i \cdot \left(1 + \sigma_H^i \, f_{\text{compl}}^i\right) \tag{5.3}$$

für $\underline{U}_{out,\text{meas}}^i$ in f_{compl}^i als gemessenem Ausgangssignal für das mit $\underline{H}^i$ berechnete Eingangssignal [2]. In Abb. 5.1 sind Betrag und Phase der durch FFT erhaltenen Spektren für gemessenes und ideales Ausgangssignal vor Durchführung einer Optimierung dargestellt. Die Transformation erfolgt dabei durch die Erweiterung `numpy` in Python mit `numpy.fft`. Die Routine nutzt einen Algorithmus von Cooley and Tukey [9, S. 297-301]. Klar erkennbar sind die Nulldurchgänge des Betragsspektrums sowie die große Streuung der Phasenwerte.

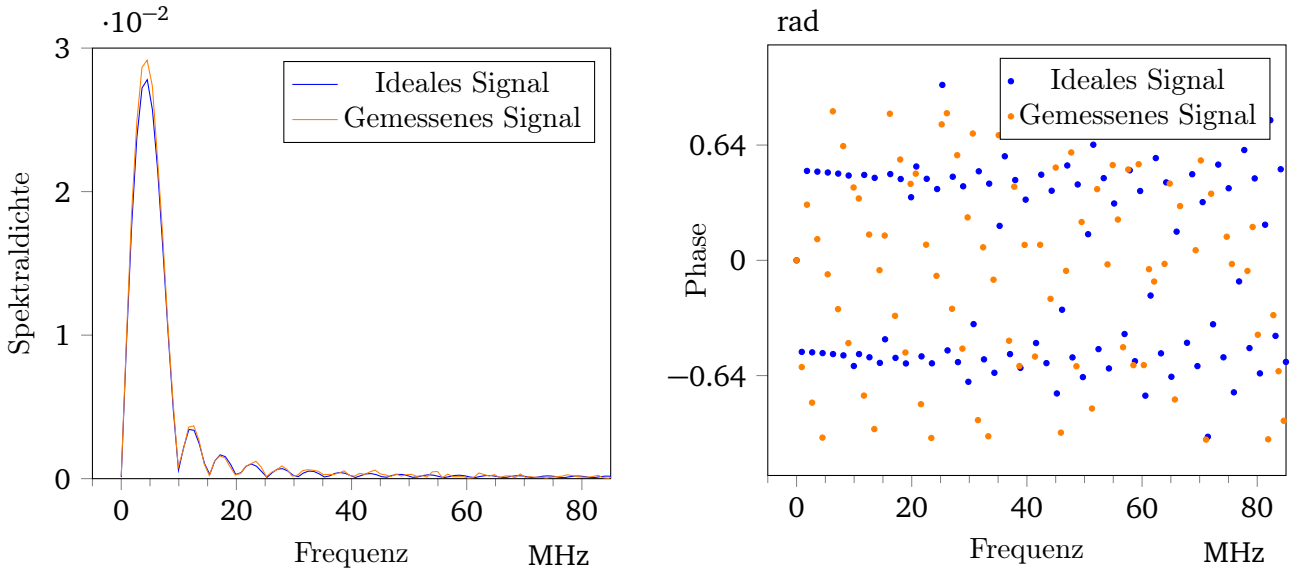
Mit diesen Überlegungen gestaltet sich der Programmablauf zur Optimierung der Übertragungsfunktion wie in Abb. 5.2 illustriert.

5.1.1 Fehlerquellen

Neben den für kontinuierliche Funktionen problemlos definierbaren iterativen Zuweisungen ergeben sich in Messung und diskreter Ausführung jedoch Fehlerquellen. Problematisch sind insbesondere solche, die

[1] Hierauf beziehen sich alle weiteren Angaben zur Qualität des Signals. Eine intensivere Befassung mit dem Tool hat nicht stattgefunden.

[2] Nachfolgend wird aus Gründen der Übersichtlichkeit f_{compl} statt dem länglichen Bruch genutzt.



(a) Betragsspektren

(b) Phasenspektren

Abbildung 5.1: Spektrum des Einzelsinus-Signals, Berechnung der FFT mit jeweils 109 Punkten

in Gl. (5.3) durch das Betragsverhältnis der Ausgangssignale verstärkt werden. Unterscheiden sich die Spektren hier um einen großen Faktor, resultiert dies in einer entsprechenden Anpassung der Übertragungsfunktion für die betreffende Frequenz. Dies ist folglich insbesondere bei kleinen Beträgen der Spektren problematisch, wenn Ungenauigkeiten und Störeinflüsse betrachtet werden.
Besondere Störeinflüsse ergeben sich also durch

- Rauschen: Unterschiedliche Rauscharten machen sich in allen Frequenzen bemerkbar mit kritischem Einfluss bei geringer Spektraldichte des Signals.[10, S. 205 ff.]
- Diskretisierungsfehler: Die FFT bedingt eine begrenzte Auflösung in den Spektren von $\underline{H}$ und den gemessenen Signalen und liegt im Allgemeinen an unterschiedlichen Frequenzen und mit unterschiedlich vielen Punkten vor.
- Interpolationsfehler: Die (hier lineare) Interpolation der Spektren zur Auswertung von f_{compl} an den Frequenzen von $\underline{H}$ kann insbesondere den Einfluss oben genannter Punkte verstärken.

Weiterhin unterscheidet sich die Auflösung des Spektrums zwischen der FFT der Signale und der Darstellung von $\underline{H}$. Der Frequenzabstand zweier Einträge in den Spektren der Signale ist durch die Wiederholfrequenz f_{rep} gegeben. Hierdurch ergeben sich im betrachteten Bereich der Übertragungsfunktion etwa 100 Werte in den Spektren der Signale, während die Übertragungsfunktion mit über 200 Werten berechnet wird. Hieraus resultiert eine konzeptionelle Ungenauigkeit, auf die in 5.1.2 eingegangen wird.

Ein Aspekt, der sich hierzu in der Implementierung als entscheidend, aber nicht auf den ersten Blick intuitiv darstellt, liegt in der Periodendauer diskreter Signale. Bei diskreten Zeitsignalen ist zu beachten, dass die Periodendauer T nicht durch die Differenz der Zeitwerte des letzten und des ersten Wertes, sondern noch zuzüglich eines Zeitschrittes zu berechnen ist, also `T = time[end] - time[0] + delta_time`, womit gelten sollte `T = N * delta_time`. Dies wirkt sich insbesondere auch auf die FFT aus, wenn die zugehörige Frequenzachse berechnet werden muss.

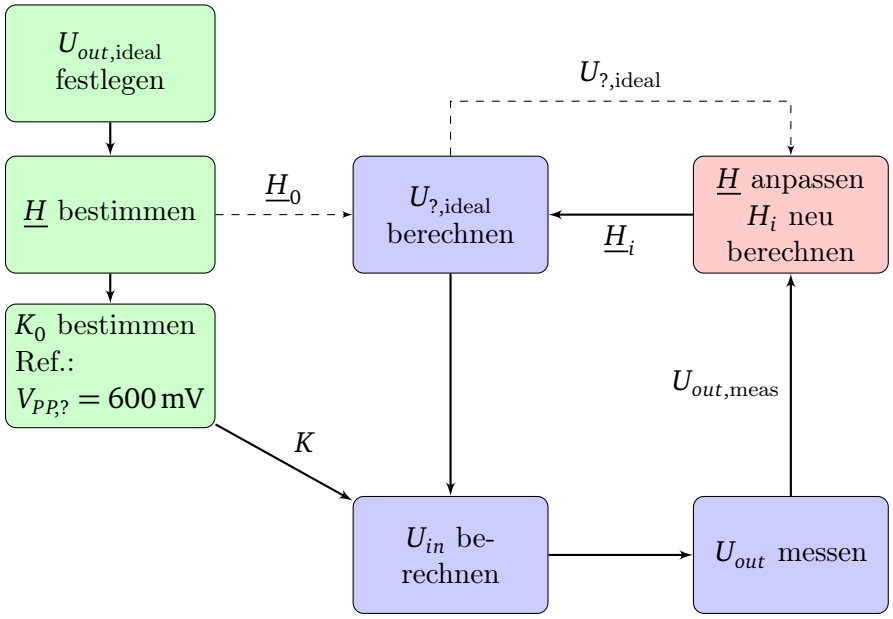


Abbildung 5.2: Algorithmus zur Optimierung von $\underline{H}$

5.1.2 Umgang mit Fehlerquellen

Ignorieren kleiner Beträge im Spektrum

Um Rauscheinflüsse und Probleme durch Nulldurchgänge zu dämpfen, wird ein erster intuitiver Ansatz vorgenommen: Bei den Betragsspektren der in f_{compl} eingehenden Signale, des gemessenen und idealisierten Spannungssignals, werden alle Anteile, die verglichen mit dem Maximalwert des betreffenden Spektrums besonders klein sind, auf einen vorgegebenen Wert, im Folgenden Default-Wert genannt, gesetzt. Dies führt an den betroffenen Frequenzen zu $f_{\text{compl}} = 0$ und damit zu keiner Änderung von $\underline{H}$. Dies bedeutet also, dass alle Einträge des Betragsspektrums von $\underline{U}_{out,\text{ideal}}$ mit weniger als zum Beispiel $3\,‰$ der maximalen Amplitude auf den Default-Wert gesetzt werden. An den betroffenen Frequenzen wird auch das Spektrum von $\underline{U}_{out,\text{meas}}$ unabhängig der dort vorhandenen Werte auf den Default-Wert gesetzt, um $f_{\text{compl}} = 0$ an dieser Frequenz zu erreichen. Bei letzterem Punkt ist die notwendige Rundung zu beachten, falls die Einträge der FFT an unterschiedlichen Frequenzen vorliegen.

Mit Beschränkung auf $3\,‰$ und dem globalen Minimum beider Spektren als Default-Wert werden insbesondere Einträge in den höheren Frequenzen des Spektrums 5.1a beeinflusst. Ab etwa $8\,‰$ werden alle Frequenzen oberhalb $60\,\text{MHz}$ auf den Default-Wert gesetzt. Mit dieser Methodik können folglich in erster Linie Korrekturen an hohen Frequenzen von $\underline{H}$ verhindert werden. Weiterhin werden hiermit Punkte nahe der Nulldurchgänge des originalen Spektrums ignoriert, wordurch auch diese Fehlerquelle beeinflusst werden kann. Verglichen mit der nachfolgend beschriebenen Anpassung hat eine Grenze von $3\,‰$ aufgrund der Bandbreite einen niedrigeren Einfluss auf die Qualität des Ausgangssignals. Da sie jedoch zugleich nicht alle Anteile in höheren Frequenzen auf den Default-Wert setzt, wurde in den meisten Fällen mit dieser Grenze simuliert oder getestet.

Ignorieren großer Korrekturterme

Ein zweiter, sehr grober Ansatz liegt in der Beschränkung von f_{compl} auf Werte, die betragsmäßig kleiner als eine vorgegebene Schwelle sind. Zugrunde liegt die Annahme, dass die gerade an Nulldurchgängen

des Spektrums aber auch bei vielen hohen Frequenzen auftretenden großen Werte durch die in obiger Aufzählung genannten Fehlerquellen entstehen. Hier bedeutet dies insbesondere, dass die Diskretisierung die Nulldurchgänge nicht korrekt darstellen kann. Die Interpolation auf Frequenzen von $\underline{\underline{H}}$ ist dann aufgrund der Sprünge von Werten in direkter Umgebung der problematischen Frequenzen mit großer Ungenauikgeit behaftet. Dies kann zu den beschriebenen, großen Korrektur-Termen in f_{compl} führen. Ähnlich verhält es sich mit Änderungen durch Rauschen, die aufgrund ihrer Beträge nicht durch das Ignorieren kleiner Beträge in den Spektren verhindert werden.

Listing 5.1: Pseudocode zur Veranschaulichung der Anpassung des Korrekturterms

```
rms_orig = root_mean_square( f_abs )
f_abs_to_use = f_abs[ where( abs(f_abs) >= 0.02 * rms_orig ]
rms_mod = root_mean_square( f_abs_to_use )
idx_to_clear = f_abs[ where( abs(f_abs) >= rms_mod ]
f_abs[ ix_to_clear ] = 0
```

Vereinfacht bedeutet der verfolgte Ansatz, ausnehmend große Werte von f_{compl} als unrealistisch zu bewerten. Eine Pseudo-Implementierung findet sich im Code 5.1, um die nachfolgende Erläuterung zu illustrieren. In der vorgenommenen Implementierung wurde f_{compl} an den ausgewählten Frequenzen beliebig auf 0 gesetzt, also keine Anpassung bei diesen Frequenzen ermöglicht. Dadurch werden bei dieser Anpassung verglichen mit dem Ignorieren kleiner Einträge in den Spektren wesentlich mehr Frequenzen in der Optimierung vernachlässigt.
Als Grenze wird ein modifizierter Effektivwert genutzt, nachfolgend mit RMS (Root Mean Square) bezeichnet. Der reine RMS von f_{compl} unterliegt der Problematik, eine unproportional große Gewichtung von kleinen Einträgen zu enthalten.
Idealerweise enthält f_{compl} mit jeder Iteration betragsmäßig kleinere Einträge als zuvor. Es würden also bei Nutzung des reinen RMS unter Umständen mit zunehmender Schrittzahl mehr Werte in f_{compl} ignoriert - was der Optimierung entsprechende Grenzen setzt. In Kombination mit den im vorigen Abschnitt erläuterten Anpassungen wäre die Problematik unumgänglich, da Frequenzen, die explizit nicht bei der Optimierung berücksichtig werden sollen, den reinen RMS-Wert beeinflussen. Folglich muss der RMS modifiziert werden. In der vorliegenden Implementierung wurden zur Berechnung des modifizierten RMS nur die Werte einbezogen, die mehr als 2% des reinen RMS betragen. Der Wert ist beliebig gewählt. Es handelt sich bei dieser Anpassung um eine sehr grobe und größtenteils willkürliche Wahl der Parameter, die zu Zwecken der Illustration jedoch brauchbare Ergebnisse liefert.

Zero-Padding

Eine einfache Möglichkeit, den Frequenzabstand in der FFT der genutzten Signale zu verbessern, liegt in der Nutzung von Zero-Padding [11]. Hierbei werden einem Signal eine Reihe von zusätzlichen 0-Werten hinzugefügt. Dadurch wird die Anzahl Samples einer Periode künstlich vergrößert, woraus ein kleinerer Frequenzabstand bei der FFT folgt. Voraussetzung hierfür ist ein Signal, das bei 0 beginnt und zu 0 abfällt, damit keine Sprünge zwischen Zeitwerten auftreten. Hierdurch ist es möglich, ein Spektrum der zur Optimierung notwendigen Signale zu erreichen, dessen Frequenzabstand geringer ist als bei der Übertragungsfunktion. Dies resultiert in einer genaueren Interpolation der Spektren auf die Frequenzwerte der Übertragungsfunktion, an denen f_{compl} ausgewertet wird. [3]

[3] Es sei darauf hingewiesen, dass die vorliegende Implementierung eine separate Interpolation von Betrag und Phase vornimmt.

5.1.3 Auswertung

Grundlegende Erkenntnisse

In einer ersten Implementierung der Optimierung wurde aufgrund noch nicht behobener kritischer Fehler in Hilfsmethoden die Anpassung nach Gl. (5.3) nur mit den Beträgen der betrachteten Komponenten vorgenommen. Eine Phasenanpassung fand in diesem Schritt nicht statt. Für den Korrekturterm dieser Implementierung wird im Folgenden f_{abs} verwendet, um den Unterschied zur komplexen Anpassung zu unterstreichen. Hierbei konnten die Fehlerquellen konkretisiert werden und die beschriebenen Ansätze zur Handhabung der Fehler getestet werden mit Ausnahme des unter 5.1.2 beschriebenen Zero-Paddings. Dieser Algorithmus führt jedoch nicht zu einer Verbesserung der Qualität des Ausgangssignals, wie schon der Vergleich bei Anwendung auf das Mock-System zeigt, illustriert in Abb. 5.5 mit dem Plot --●--.

Wendet man die Beschränkung durch den RMS-Wert auf diese erste Implementierung an, wird die drastische Wirkungsweise auf den Korrekturterm f_{abs} ersichtlich, wie Abb. 5.3 illustriert. Die Einschränkung betrifft dabei nicht nur obere Frequenzen, sondern insbesondere auch solche in Umgebungen der Nulldurchgänge des idealen Spektrums. Für die Einordnung der Größenordnung des Korrekturterms sei nochmals betont, dass aufgrund der Anpassung nach Gl. (5.3) ein Korrekturterm von $f_{\text{abs}} = \pm 0.5$ bei dem im Folgenden standardmäßig verwendeten $\sigma_H = 0.5$ zu einer Anpassung in $\underline{H}$ in Höhe eines Viertels des ursprünglichen Wertes führt.

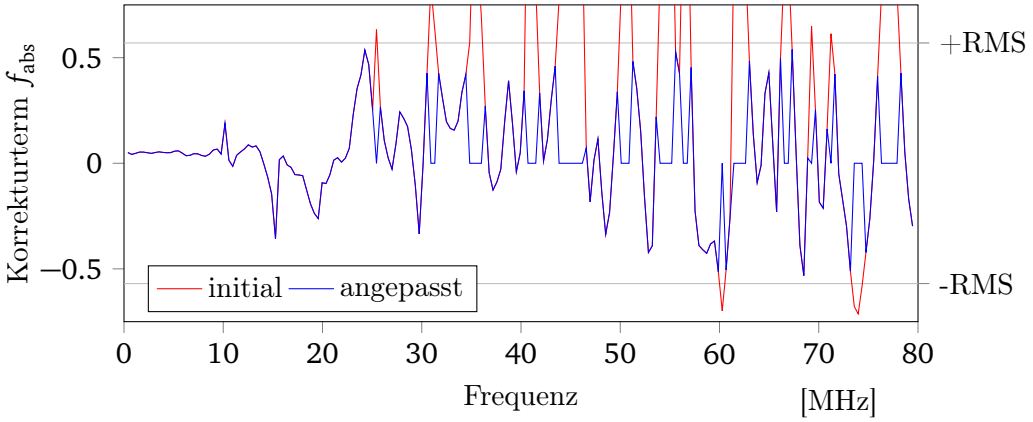


Abbildung 5.3: Korrekturterm in initialer und in angepasster Form mit RMS- Korrektur am Messaufbau

Vergleicht man weiterhin die beiden mit identischem Setup innerhalb weniger Minuten entstandenen Messungen —×— und —+— in Abb. 5.4, so wird die Bedeutung zufälliger Rauscheinflüsse auf den Erfolg der Optimierung deutlich. Trotz identischer Einstellungen schwankt die Güte des Signals bei einer Optimierung ohne jede Anpassung nach 5.1.2 derart, dass aufgrund der vorliegenden Daten eine mögliche Verbesserung über wenige Iterationsschritte nur mit großer Unsicherheit quantitativ zu beziffern ist. Auch wenn diese Anpassung in erster Linie Erkenntnisse über Fehlerquellen und die Implementierung eines funktionsfähigen Algorithmus lieferte, konnten Ergebnisse über den Unterschied zwischen der Anwendung auf das Mock-System und auf die Kavität generiert werden. Es zeigt sich, dass der am Mock-System nicht divergierende Algorithmus unter Nutzung der Anpassungen mit RMS und $3\,‰$ am realen System zu einer leichten Verbesserung der Qualität führt. Dies geschieht jedoch in anderen Skalenordnungen, da die Qualität eines an der Kavität gemessenen Signals durch Rauscheinflüsse bei Gütewerten knapp über 2.1 liegt, während am Mock-System generierte Signale mit Gütewerten von etwa 0.45 vorliegen. Die prozentuale Verbesserung ist jedoch vergleichbar.

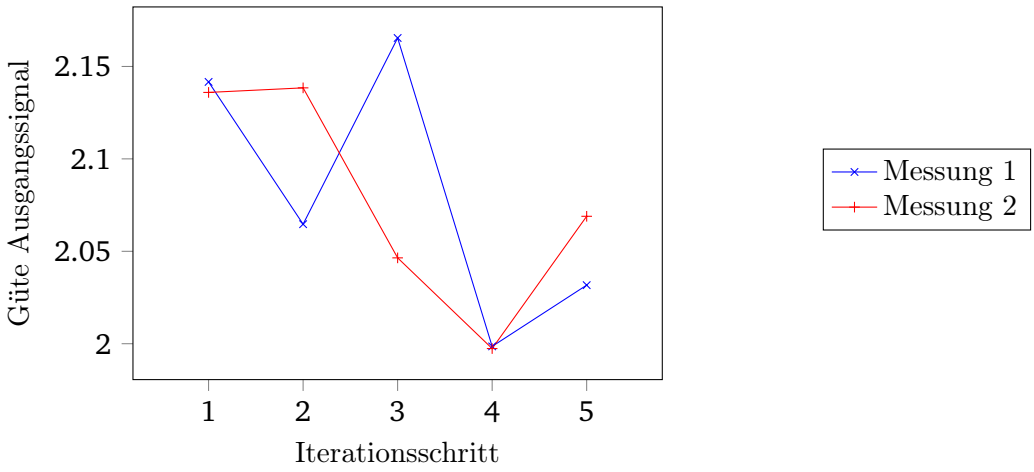


Abbildung 5.4: Entwicklung der Güte des Ausgangssignals bei erstem Algorithmus mit identischen Einstellungen. Schrittweite 0.5, keine Manipulation des Korrekturterms.

Anwendung der komplexen Anpassung auf das Mock-System

Wie in 4.3.2 beschrieben, bietet das Mock–System die Möglichkeit zur Simulation eines idealen Hammerstein-Modells. Bis auf zufällige Rauscheinflüsse lässt sich damit die Wirkung der Optimierung qualitativ validieren. Dadurch ist es möglich, die Anwendung der komplexen Optimierung nach Gl. (5.3) zu testen und erste Aussagen zu treffen, bevor Tests am Messaufbau vorliegen. Gemäß [4] lässt sich die Kavität bis zu einer Gapspannung von ungefähr 570 V gut als linear mit $\underline{H}$ nähern. Durch den Spannungsteiler entspricht dies gemessenen Differenzspannungen von bis zu 680 mV.

Bei der Simulation unterschiedlicher Parameter für die Manipulation des Korrekturterms nach 5.1.2 zeigt sich, dass ohne eine solche Anpassung bereits im Mock-System nicht von einer Verbesserung zu sprechen ist. Genutzt wird eine Optimierung über 10 Iterationen mit einer Ausgangsspannung von 0.3 V V_{pp} für $U_{out,\text{ideal}}$ um die Simulation im linearen Bereich sicherzustellen und einen Vergleich zu späteren Messungen zu ermöglichen. Die Schrittweite wurde auf $\sigma_H = 0.5$ gesetzt. In Abb. 5.5 sind die Verläufe der Qualität des Ausgangssignals über 10 Iterationsschritte bei unterschiedlicher Wahl der Parameter zur Anpassung des Korrekturterms aufgetragen. Offensichtlich führen alle drei vorgestellten möglichen Anpassungen zu einer leichten Verbesserung der Qualität in den ersten Iterationsschritten. Bei beiden Anpassungen mit Nutzung einer $3\,‰$-Grenze liegen die Minima der Güte bei Schritt 7 beziehungsweise 8. Es lässt sich also festhalten, dass eine Anpassung des Korrekturterms notwendig ist, dabei jedoch wenige Iterationsschritte für eine Verbesserung genügen, während eine zu große Anzahl Schritte wieder zu Problemen führt.
Die Änderungen am Betrag der Übertragungsfuntion selbst stellt Abb. 5.6 nach 5 Iterationen dar. Gemäß Abb. 5.4 ist dies einen Bereich, in dem die Qualität aller Anpassungen noch eine Verbesserung erzeugt. Gezeigt sind die niedrigsten und höchsten Frequenzen der Übertragungsfunktion. Die Änderungen in diesen Bereichen unterscheiden sich offensichtlich signifikant je nach Parameterwahl. Diese Erkenntnisse konnten durch den ersten Algorithmus bereits am gemessenen System validiert werden. Als Vergleich dient eine Optimierung ohne zusätzliche Manipulation des Korrekturterms nach 5.1.2 sowie die tatsächlich vom Mock-System repräsentierte Übertragungsfunktion. Die initiale Funktion wurde gegen die ideale Übertragung um den Faktor 1.05 im Betrag und 1.03 in der Phase versetzt. Während bei niedrigen Frequenzen keine großen Änderungen an der Übertragungsfunktion vorgenommen werden, ändert sich das Spektrum von $\underline{H}$ in hohen Frequenzen sowie einigen mittleren Frequenzbereichen wesentlich. Aufgrund der vorliegenden Daten lässt sich die Verschlechterung der Qualität in Abb. 5.5 also deuten

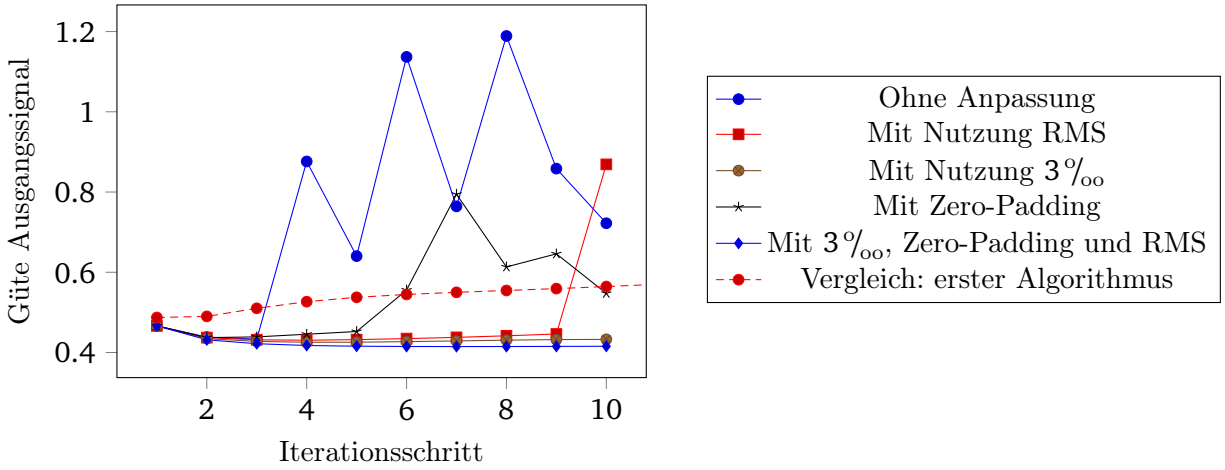


Abbildung 5.5: Entwicklung der Güte des Ausgangssignals bei Anwendung der komplexen Optimierung auf das Mock-System bei Nutzung verschiedener Parameter zum Umgang mit Fehlern

als Einfluss der vor allem in höheren Frequenzen auftretenden starken Veränderung der Übertragungsfunktion. Während in den betragsmäßig stärker vertretenen niedrigen Frequenzen die Optimierung nach wenigen Iterationen keine nennenswerten Änderungen mehr bewirkt, verstärken sich die Ausreißer in höheren Frequenzen mit jedem zusätzlichen Schritt, sodass die Qualität wieder sinkt. Bemerkenswert ist weiterhin, dass die Qualität des Ausgangssignals verbessert werden konnte, obwohl die berechnete Übertragungsfunktion nicht gegen die tatsächlich vom Mock-System repräsentierte Funktion zu konvergieren scheint.
Es lässt sich bei der vorliegenden Anwendung der Optimierung am Mock-System noch nicht auf eine Konvergenz gegen die tatsächliche Lösung schließen. Allerdings veranlassen die Ergebnisse aus dem ersten Algorithmus bezüglich der Vergleichbarkeit von Mock-System und Messaufbau nicht dazu, eine erfolgreiche Optimierung am realen System auszuschließen. Die Messungen am realen System sind somit Gegenstand weiterer Tests. Ebenso verhält es sich mit einer Begründung der starken Anpassungen bei einigen Frequenzen im Spektrum von $\underline{H}$, die je nach Wahl der Parameter unterschiedlich stark und an unterschiedlichen Frequenzen auftreten. Es ist also nicht auszuschließen, dass bereits mit einer günstigen Wahl von σ_H, der Grenze für das Ignorieren kleiner Beträge in den Signalspektren sowie einer Schranke für den Korrekturterm bereits nennenswerte Verbesserungen erreicht werden können.

5.2 Optimierung der nichtlinearen Kennlinie K

Die erste Kennlinie wird über ein linear vorverzerrtes Signal bestimmt. Dabei ist es möglich, dass sich die Kennlinie für ein nichtlinear vorverzerrtes Signal oder für ein Eingangssignal mit verändertem Frequenzspektrum ändert.
Für die Anpassung der Kennlinie K werden die beiden berechneten Signal $U_{?,\mathrm{meas}}(t)$ und $U_{?,\mathrm{ideal}}(t)$ miteinander verglichen. Diese Signale lassen sich wie folgt aus der Parametrisierung der nichtlinearen Kennlinie als Potenzreihe berechnen.

$$U_{?,\mathrm{meas}}(t) = \sum_{n=1}^{N} \overline{a}_n [U_{in}(t)]^n \quad U_{?,\mathrm{ideal}}(t) = \sum_{n=1}^{N} a_n [U_{in}(t)]^n \tag{5.4}$$

Dabei sind $\overline{a}_n$ die Koeffizienten der neuen Kennlinie. Diese können mit der schon aus [2] bekannten Matrixmultiplikation berechnet werden. Bei diesem Verfahren werden einzelne Samples des Eingangssignals U_{in} und der Größe $U_?$ verglichen und das entstehende lineare Optimierungsproblem mit der Methode der

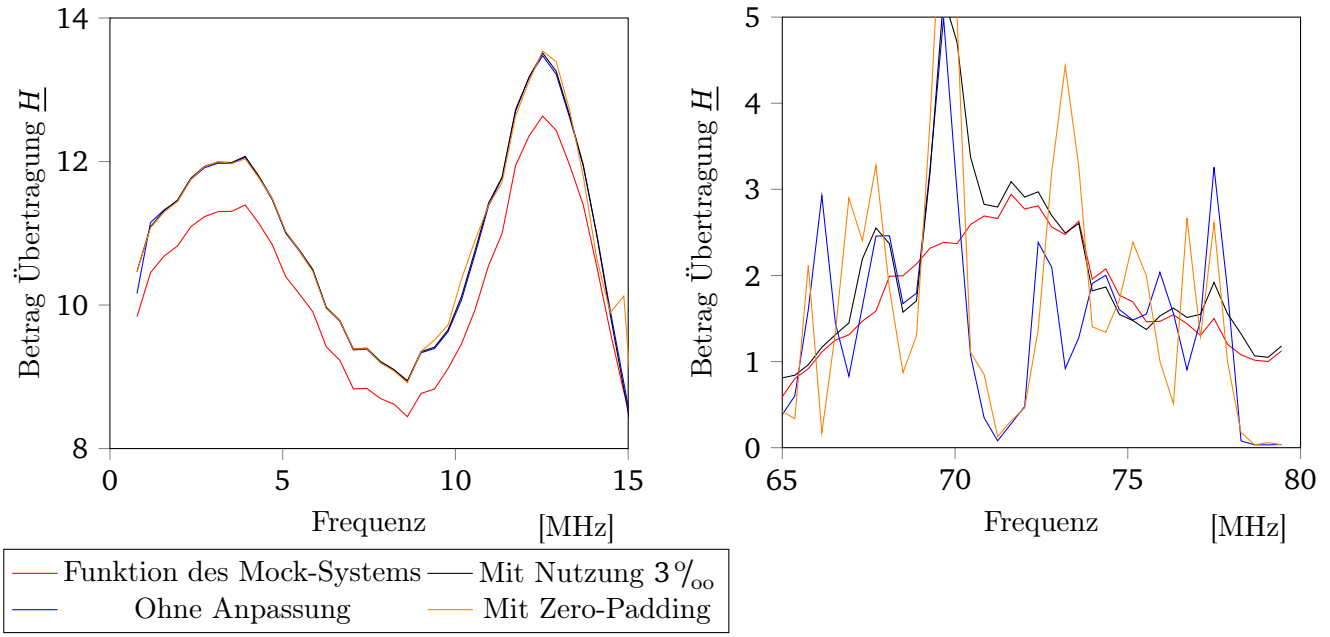


Abbildung 5.6: Vergleich unterschiedlicher Anpassungsparameter bei Anwendung der komplexen Optimierung auf das Mock-System nach 5 Iterationen.

kleinsten Quadrate gelöst.
Für eine Optimierung ist es notwendig eine Schrittweite zu definieren. Die Differenz der beiden Signale $U_{?,\text{meas}}(t)$ und $U_{?,\text{ideal}}(t)$ wird ebenfalls durch eine Potenzreihe der nichtlinearen Kennlinie parametrisiert.

$$\Delta U_?(t) := U_{?,\text{meas}}(t) - U_{?,\text{ideal}}(t) = \sum_{n=1}^{N} (\overline{a}_n - a_n)[U_{in}(t)]^n = \sum_{n=1}^{N} \tilde{a}_n [U_{in}(t)]^n \tag{5.5}$$

Dafür können die Koeffizienten $\tilde{a}_n$ direkt ohne die Berechnung von $\overline{a}_n$ bestimmt werden. Die Berechnung der Koeffizienten $\tilde{a}_n$ stellt ebenso ein lineares Optimierungsproblem dar. Dabei werden M Samples von $\Delta U_{?,i} := \Delta U_?(i \cdot \Delta t)$ mit zugehörigen Samples des Eingangssignals $U_{in,i} := U_{in}(i \cdot \Delta t)$ verglichen. Dieses Lösungsverfahren wird in [2] vorgestellt. Mit der Potenzreihe aus Gl. (5.5) ergibt sich folgendes Gleichungssystem

$$\begin{pmatrix} U_{in,1} & U_{in,1}^2 & \dots & U_{in,1}^N \\ U_{in,2} & U_{in,2}^2 & \dots & U_{in,2}^N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{in,M} & U_{in,M}^2 & \dots & U_{in,M}^N \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \\ \vdots \\ \tilde{a}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta U_{?,1} \\ \Delta U_{?,2} \\ \vdots \\ \Delta U_{?,M} \end{pmatrix}. \tag{5.6}$$

Dieses Gleichungssystem ist mit $M > N$ überbestimmt und wird mit der Methode der kleinsten Quadrate gelöst. Die Koeffizienten $\tilde{a}_n$ werden nun wie folgt zur Anpassung der Koeffizienten a_n verwendet

$$a_n^{i+1} = a_n^i + \sigma_a^i \tilde{a}_n^i \tag{5.7}$$

Für die Schrittweite gilt $\sigma_a^i \in [0, 1]$. Der Ablauf des Algorithmus ist in Abb. 5.7 gezeigt. Dabei stellen die grünen Schritte die Initialisierung dar, blaue Schritte sind Berechnungen oder Messungen von Signalen und im roten Block findet die eigentliche Anpassung der Kennlinie statt. Durchgezogene Pfeile folgen dem Programmablauf und gestrichelte Pfeile stellen Parameterübergaben dar.

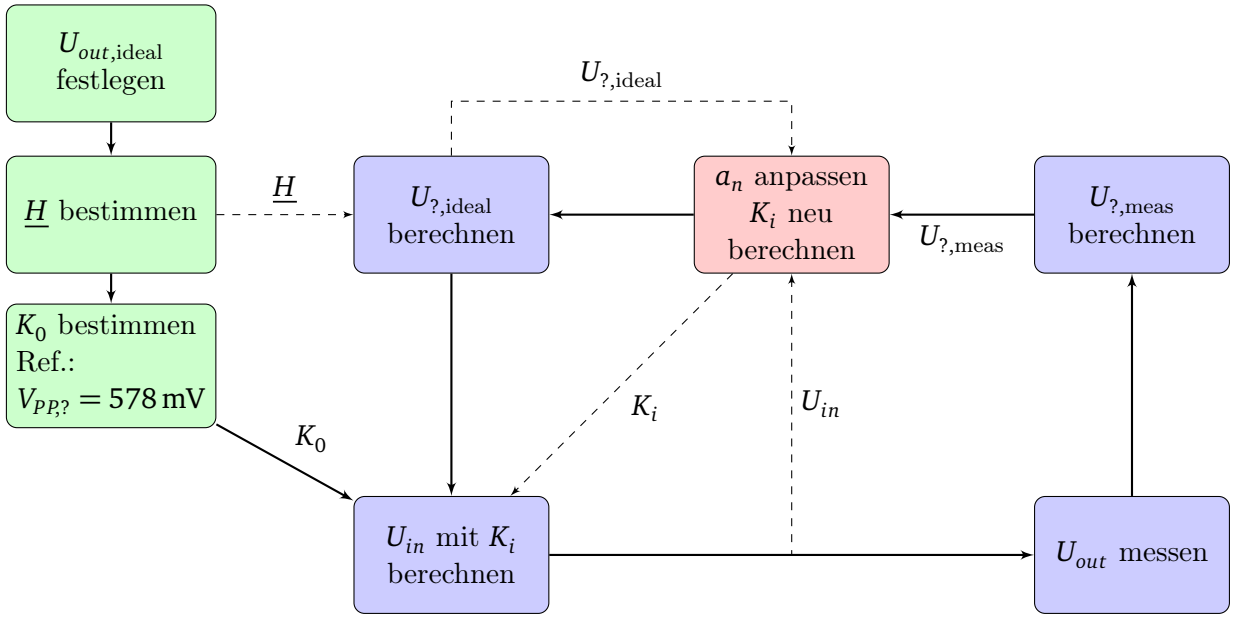


Abbildung 5.7: Algorithmus zur Optimierung von K

5.2.1 Erster Ansatz

Für die Berechnung der ersten Kennlinie K_0 wurde das ideale Ausgangssignal $U_{out,\text{ideal}}$ mit $V_{PP} = 6\,\text{V}$ über $\underline{H}^{-1}$ zurückgerechnet und als Eingangssignal verwendet $U_{in,\text{initial}} = U_{?,\text{ideal}}$. Dieser Wert von $V_{PP} = 6\,\text{V}$ wurde nicht gemessen, sondern lediglich zur Berechnung des ersten Eingangssignals verwendet, damit die Kennlinie im nichtlinearen Spannungsbereich des System berechnet werden kann. Für das berechnete Eingangssignal ergibt sich $V_{PP} \approx 587\,\text{mV}$.

- Gleiche Amplituden zur Berechnung von K und zur Optimierung.
- Falls Amplitude über den bijektiven Bereich hinausgeht, wird diese auf 80% des maximal möglichen Wertes[4] gesetzt.

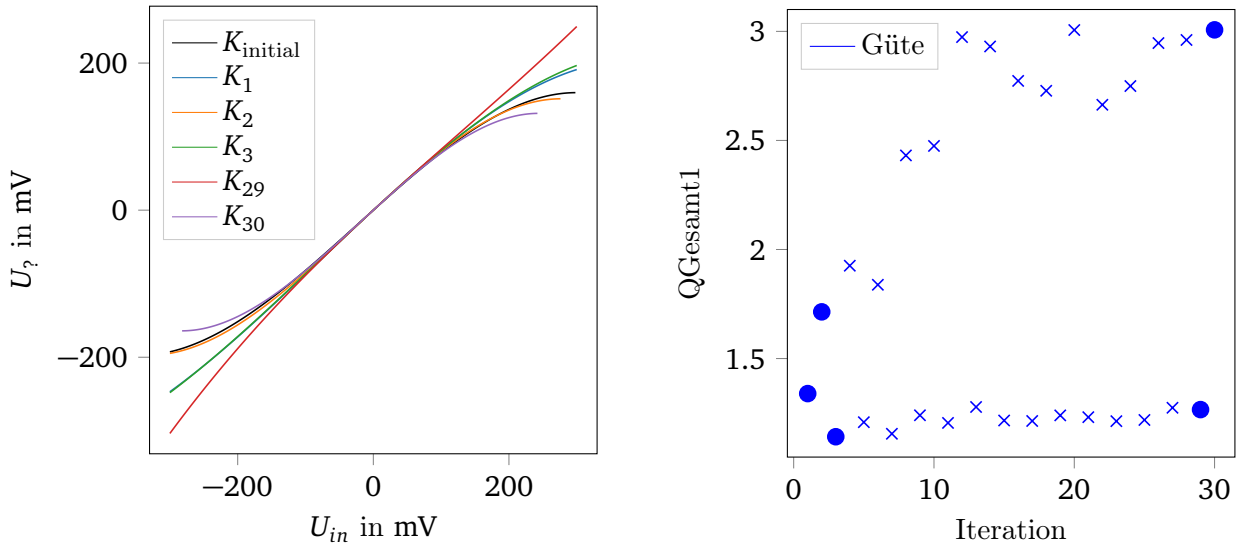
Dadurch können sich bei jedem Iterationsschritt unterschiedliche Amplituden von $U_?$ ergeben. Ziel hierbei ist es, den bijektiven Bereich von K schrittweise zu vergrößern.

Ergebnisse und Erkenntnisse

Das Ergebnis ist eine Schwankung der Qualität siehe Abb. 5.8b. Die Kennlinien zu den markierten Iterationen sind in Abb. 5.8a eingezeichnet. Zu erkennen ist eine alternierende Anpassung der Kennlinie, die schon in den ersten drei Iterationen angefangen hat. Ergänzend wurden auch die letzten beiden Kennlinien eingezeichnet, um die große Anpassung innerhalb einer Iteration zu verdeutlichen. Ursache dafür könnte sein, dass die Kennlinie in einem nicht mehr sinnvollen Bereich genutzt wurde, um das Eingangssignal zu berechnen. Die Details dazu folgen im nächsten Abschitt. Dadurch könnten zu große Änderungen in einem Iterationsschritt vorgenommen worden sein, die nicht mehr zielführend waren.
Weiterhin lässt sich feststellen, dass das hier verwendete Eingangssignal nicht das zur Berechnung verwendete $V_{PP} = 6\,\text{V}$ über dem Gapspannungsteiler erreicht. Mit dem daraus berechneten Eingangssignal lassen sich $V_{PP} = 4.7\,\text{V}$ über dem Gapspannungsteiler erreichen. Diese Wahl der Amplitude am Ausgang

[4] Bei 100% wurde bereits eine starke Verschlechterung festgestellt.

dient lediglich als Referenz auf einen Wert. Man kann analog dazu auch die Amplitude des Eingangssignals festlegen und damit als Referenz arbeiten.
Im nachfolgenden Diagramm der Güte werden die zu den in Abb. 5.8a gezeigten Kennlinien gehörigen Gütewerte in Abb. 5.8b mit ?? markiert. Die anderen Kennlinien hatten sich über den Verlauf der Messung den Kennlinien K_{29} und K_{30} abwechselnd angenähert.



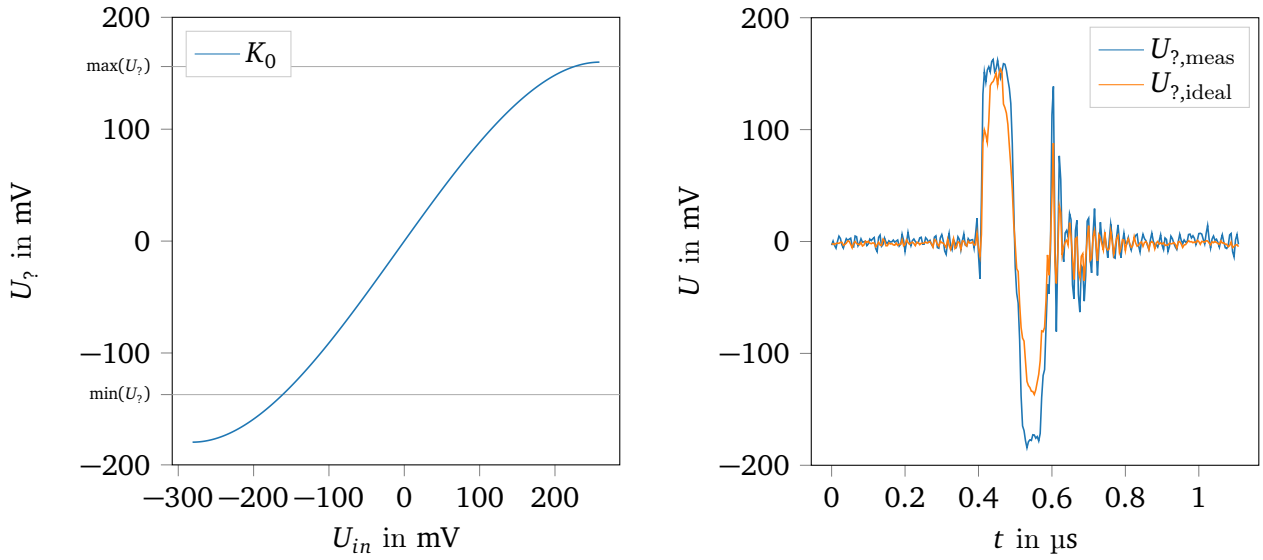
(a) Kennlinien

(b) Qualität

Abbildung 5.8: Erster Ansatz zur Anpassung von K

Grenzen der initialen Kennlinie

Das Signal $U_{?,\text{meas}}$ wurde aus dem gemessenen $U_{out,\text{meas}}$ berechnet und ist in Abb. 5.9 eingezeichnet. Die sich daraus ergebende Kennlinie zeigt Abb. 5.9a. Das dazu gehörige Eingangssignal hat dabei die Form von $U_{?,\text{ideal}}$ mit $V_{PP} = 578\,\text{mV}$ und ist damit etwa doppelt so groß wie das in Abb. 5.9b eingezeichnete $U_{?,\text{ideal}}$.
Wenn man jetzt $U_{?,\text{ideal}}$ mit $V_{PP} = 300\,\text{mV}$ über K_0 zurückrechnet, um das erste nichtlinear vorverzerrte Eingangssignal zu erhalten, so stellt man fest, dass dies an die Grenze von K_0 stößt, siehe auch das eingezeichnete Maximum von $U_?$ in Abb. 5.9a.
Deshalb kann damit zwar ein vorverzerrtes Signal berechnet werden, aber Messungen zeigen, dass die Qualität in diesem Bereich abnimmt.
Eine Ursache dafür könnte sein, dass die Methode der kleinsten Quadrate, mit der die Parameter a_n für K bestimmt werden, die Extrema von $U_?$ nicht ausreichend gewichtet, um in diesem Bereich noch gültig zu sein.

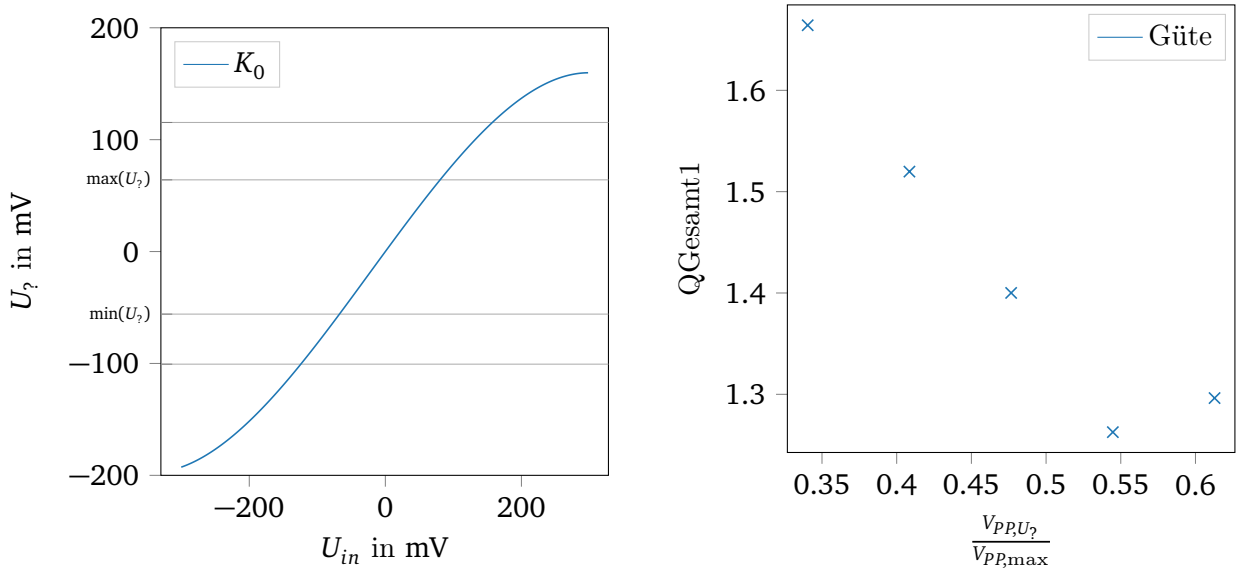


(a) Resultierende Kennlinie

(b) Ideales und gemessenes $U_?$

Abbildung 5.9: Nichtlineare Vorverzerrung

Für die Evaluierung der Grenzen wurden verschiedene Amplituden von $U_{?,\text{ideal}}$ über die Kennlinie nichtlinear vorverzerrt. Das Ausgangssignal wurde mit dem RF-Tool [18] bewertet und ist in Abb. 5.10b gezeigt. Dabei sind die Grenzen von $U_?$ in Abb. 5.10a mit $\min(U_?)$ und $\max(U_?)$ beschriftet. Dies entspricht mit $V_{PP} = 120\,\text{mV}$ etwa 34% des maximal möglichen V_{PP}, das von K im bijektiven Bereich zugelassen ist. Die anderen eingezeichneten Grenzen, die nicht beschriftet sind, stellen die Grenzen dar, bis zu denen die Güte es Ausgangssignals überprüft wurde.



(a) Kennlinie

(b) Berechnung von Q

Abbildung 5.10: Bewertung des Ausgangssignals

Der kleinste und damit beste Wert der Güte ist dabei mit 190 mV berechnet worden. Das entspricht etwa 54% des maximal möglichen V_{PP}, das im bijektiven Bereich von K zulässig ist. Diese Messung wurde nur für diese Kennlinie durchgeführt und lässt keine Schlüsse auf die allgemeine Gültigkeit für

alle Kennlinien zu, deshalb sollte der optimale Wert für V_{PP} sicherheitshalber für alle Kennlinien einzeln bestimmt werden.

5.2.2 Zweiter Ansatz

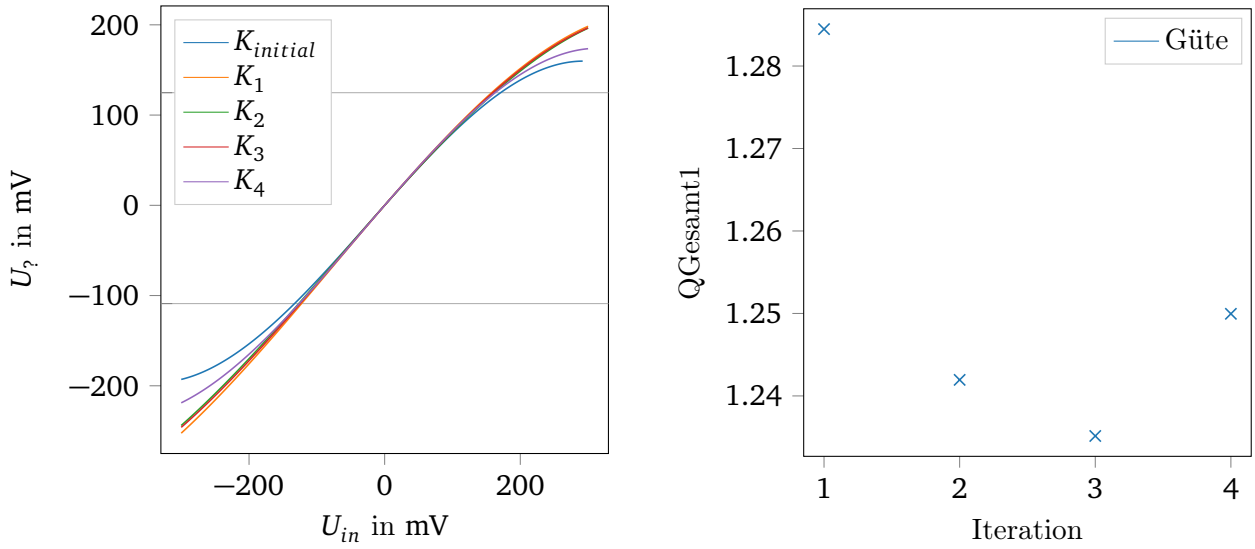
Aus den Ergebnissen aus Abschnitt 5.2.1 und der Evaluierung der Grenzen aus dem vorherigen Abschnitt wurde ein neuer Ansatz zur Optimierung aufgestellt, bei dem die Kennlinie K in einem kleineren Bereich optimiert wird als der, aus dem sie vorher zur Initialisierung berechnet wurde.
Für den zweiten Ansatz wurde folgendes Setup verwendet:

- K_0 bestimmt über $U_{out,\text{ideal}}$ mit $V_{PP} = 6\,\text{V}$
- K angepasst über $U_{out,\text{ideal}}$ mit $V_{PP} = 3\,\text{V}$

Damit wurde K mit einem $U_{?,\text{ideal}}$ optimiert, bei dem V_{PP} auf 66% des maximal zulässigen Wertes gesetzt wurde. Der Bereich ist in Abb. 5.11a eingezeichnet.

Ergebnisse und Erkenntnisse

Mit dieser Amplituden der Ausgangsspannung wurde ein Eingangssignal mit $V_{PP} = 290\,\text{mV}$ berechnet und damit ein $V_{PP} = 4.7\,\text{V}$ am Ausgang über dem Gapspannungsteiler gemessen. Für diesen Ansatz wurden aufgrund der späten Erkenntnis keine ausführlichen Tests durchgeführt, deshalb lässt sich darüber nur bedingt eine Aussage über die Konvergenz treffen. Aber derart niedrige Werte der Güte konnten bisher nur mit diesem Ansatz erreicht werden. Im Vergleich zu den Ergebnissen des vorigen Ansatzes in Abb. 5.8b fällt jedoch auf, dass in den ersten Iterationen keine Verschlechterung der Qualität verglichen mit dem Initalwert auftritt.
Dabei wurde bei all diesen Messungen $\sigma_a = 0.5$ gewählt.



(a) Kennlinie

(b) Qualität

Abbildung 5.11: Zweiter Ansatz zur Anpassung von K

6 Fazit

Das erweiterte Programm bietet die Möglichkeit, in einem Aufruf Kennlinie und Übertragungsfunktion des Hammerstein-Modells zu bestimmen, zu speichern und für eine weitere Auswertung vorzuhalten. Der Funktionsumfang wurde um Schleifen für die getrennte iterative Anpassung der beiden Blöcke ergänzt und ein erster Ansatz für diese Optimierung ausprobiert.

Dabei lässt sich feststellen, dass die Anpassung der Übertragungsfunktion theoretisch zielführend ist, jedoch für eine merkliche Verbesserung am realen System noch der Einfluss von Rauschen betrachtet werden muss. Auch muss ein Umgang mit den Einflüssen von Interpolation und Diskretisierung auf die Spektren der genutzten Signale gefunden werden. Die hierzu vorgenommenen Anpassungen in der Optimierung konnten zwar die Problematiken aufgreifen, stellen allerdings noch keine Lösung dar.
Die Optimierung der Kennlinie führt zur Feststellung konzeptioneller Probleme. Der Definitionsbereich des zur initialen Berechnung genutzten Signals und die Amplituden der für weitere Iterationen genutzten Signale haben entscheidenden Einfluss auf Erfolg und Qualität der Optimierung. Hier konnte die Problematik erkannt und beschrieben werden, ohne jedoch eine verlässliche Lösung anzubieten.
Es lässt sich anhand der vorgenommenen Implementierung feststellen, dass die verfolgten Ansätze das Modell nicht verschlechtern. Eine Aussage über eine merkliche Verbesserung ist mit den genutzten Algorithmen jedoch nicht abschließend möglich.
Bei erfolgreicher Durchführung einer iterativen Optimierung der Bausteine des Hammerstein-Modells ausgehend von initialen Werten könnte es möglich sein für ein beliebiges Ausgangssignal hinreichend gute Werte zu erhalten. Wird die Optimierung weiterhin auf ein ideales Hammerstein-Modell angewendet, bietet sich die Möglichkeit zum Vergleich zwischen Messaufbau und mathematischem Modell. Auf dieser Basis kann der Algorithmus zur Beurteilung der Grenzen der vorgenommenen Modellierung für die Kavität genutzt werden. Dies ist auf Basis der im Rahmen dieser Arbeit vorliegenden Werte noch nicht möglich.

Im Entstehungsprozess der Implementierung konnte festgestellt werden, dass eine umfassende Anpassung der Code-Struktur notwendig war. Dadurch konnte verwirklicht werden, dass für weitere Arbeiten an der Implementierung eine aussagekräftige Dokumentation und ansprechende Struktur vorliegen, die einen leichten Einstieg und die einfache Erweiterbarkeit ermöglichen sollen.
Das vorliegende Design ist in modulare Blöcke aufgeteilt, die jeweils einzelne, in sich geschlossene Funktionalitäten darstellen. Auch wurde ein Programmier-Konzept genutzt, bei dem bereits lange vor den Messungen an der Kavität die Funktionalität des Codes überprüft werden konnte. Die dafür elementaren Tests der modularen Blöcke können sicherstellen, dass neue Änderungen keine bereits erfolgreich implementierte Funktionalität beeinträchtigen. Das Konzept umfasst ebenso die Simulation eines Hammerstein-Modells, sodass die Optimierungsalgorithmen nicht erst am Messaufbau ausprobiert und weiterentwickelt werden mussten. Dabei ist festzustellen, dass der Prozess der Umstrukturierung und die Einbettung dieser neuen Umgebung sich ausnehmend aufwendig gestaltet hat. Fehlersuche, Übersicht und Erweiterbarkeit konnten unverkennbar verbessert werden. Dadurch konnte die Einbindung von neuen Funktionen um ein Vielfaches vereinfacht werden, wenn dies auch mit einem nennenswerten Maß an Disziplin beim Programmieren verbunden ist. Es lässt sich also konstatieren, dass die vorliegende Form der Optimierung ohne dieses Design nicht zu verwirklichen gewesen wäre.

Zusammenfassend stellt die vorliegende Projektarbeit eine Basis für nachfolgende inhaltliche Erweiterungen von Optimierungsansätzen am Barrier Bucket System dar.

7 Ausblick

7.1 Impressionen zum Code

In Bezug auf das Design des Codes verbleiben eine Reihe Anregungen und Gedanken, die nicht realisiert wurden, je nach Ausführung aber interessant zu bedenken sein könnten.

- Die Geräte AWG und DSO als Klassen einzubinden, könnte den Vorteil bieten, alle SCPI Commands an einer Stelle zu bündeln und den Zugriff darauf allgemeingültig zu halten.
- Eine Einbindung des momentanen Programms in die RF-Tools des GSI-Standards könnte in zwei Teilen erfolgen. Die bestehende Funktionalität zur Berechnung von K und $\underline{H}$ kann unabhängig von den Optimierungsalgorithmen genutzt werden. Dabei ist insbesondere zu prüfen, ob oder wie die Aspekte im Code-Design beibehalten werden.
- Die momentane Version ist in erster Linie über eine Python-IDE ausführbar. Die Ausführung über die Kommandozeile wurde nicht fokussiert.

7.2 Ausblick: Optimierung

Auf den Ergebnissen des Kapitels 5 aufbauend, verbleibt eine Reihe von offenen Fragestellungen:

1. Wie wirkt sich die Optimierung von K aufgrund der Nichtlinearität der Kennlinie auf die Übertragungsfunktion $\underline{H}$ aus und muss diese Problematik in der Optimierung berücksichtigt werden, etwa in der Reihenfolge der Iterationsschritte?
2. Wie damit umgegangen, dass im Frequenzbereich unabhängig der Qualität der Messung nur etwa halb so viele Daten für die Anpassung zur Verfügung stehen, wie in $\underline{H}$ selbst vorliegen?
3. Ist die getrennte Interpolation von Betrag und Phase der Signalspektren an den Frequenzen der Übertragungsfunktion in der Optimierung von $\underline{H}$ die beste Lösung?
4. In welcher Reihenfolge wird die Iteration durchgeführt? Wird zuerst $\underline{H}$ in mehreren Durchgängen angepasst und danach K? Oder im Wechsel je eine Iteration?
5. Wie wird die Auswahl der Schrittweiten σ_H und σ_a vorgenommen? Werden diese pauschal zu Beginn des Algorithmus festgesetzt oder ist eine dynamische Anpassung, etwa durch die Qualität des letzten gemessenen Signals oder in Abhängigkeit des Iterationsschritts vorzuziehen?
6. Wie lässt sich der Einfluss von zufälligem Rauschen auf die Optimierung reduzieren? Insbesondere die Auflösung im höherfrequenten Betragsspektrum ist hier problematisch. Auf welchen Wert wird der Korrekturterm bei zu ignorierenden Frequenzen gesetzt?
7. Wie lassen sich die im idealen Spektrum des Einzelsinus enthaltenen Nulldurchgänge in der Optimierung von $\underline{H}$ berücksichtigen, um interpolationsbedingt große Fehlerterme zu vermeiden? Ist das einfache Ignorieren dieser Frequenzen für die Anpassung eine Möglichkeit? Und in welchem kleinen Frequenzbereich um einen Nulldurchgang müssten dann die Werte ignoriert werden?
8. Ist es sinnvoller, statt einer pauschalen Form der Anpassung der Korrekturterme zur Verminderung von Fehlern auf eine dynamische Version zu setzen, die spezieller auf die im jeweiligen Schritt vorliegenden Signale reagiert?

9. Welches Qualitätsmerkmal des Ausgangssignals, das durch das RF-Tool [18] berechnet werden kann, ist für die Optimierung entscheidend und wie wirkt sich dies auf den Algorithmus aus?

10. Gibt es eine sinnvolle Abbruchbedingung, mit der die Iteration versehen werden sollte? Etwa, dass sich die Qualität im Vergleich zu den vorherigen Iterationen nicht mehr verbessert hat? Der Trade-Off liegt zwischen Laufzeit und Signal-Qualität.

11. Wie bestimmt man die Grenzen, in denen K genutzt werden kann? Wie kann man garantieren, dass K in den Bereichen, aus denen die Daten zur Berechnung von a_n verwendet werden, bijektiv ist?

12. Gibt es eine Möglichkeit die Grenzen von K bei der Optimierung zu erweitern? Ein möglicher Indikator: Kann man die Rückgabe von `numpy.linalg.lstsq(LGS)` aus der Berechnung von a_n nutzen, um eine Aussage über die Abweichung der Werte zu treffen?

Literaturverzeichnis

[1] Denys Bast, Armin Galetzka, Projektseminar Beschleunigertechnik, 2017.

[2] Jens Harzheim et al., Input Signal Generation For Barrier Bucket RF Systems At GSI, In Proceedings of IPAC2017 in Copenhagen, Dänemark. pp. 3948 - 3950 2017.

[3] Jens Harzheim, Idee iterative Optimierung der BB-Vorverzerrung 2018.

[4] Kerstin Gross et al., Test Setup For Automated Barrier Bucket Signal Generation, In Proceedings of IPAC2017 in Copenhagen, Dänemark. pp. 3948 - 3950 2017.

[5] Keysight Technologies, Keysight Trueform Series Operating and Service Guide, 2015.

[6] Keysight Technologies, 33600A Series Trueform Waveform Generators - Data Sheet, 2014.

[7] C. Tröser, Application Note: Top Ten SCPI Programming Tips for Signal Generators, Rohde & Schwarz, 2013.

[8] The SciPy community, https://docs.scipy.org/doc/numpy/reference/routines.fft.html - abgerufen am 11.08.2018.

[9] James Cooley, John Tukey, An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series, Math. Comput. 19, 1965.

[10] Reinhard Lerch, Elektrische Messtechnik, Analoge, digitale und computergestützte Verfahren Springer, 2010.

[11] Julius Smith, Mathematics of the Discrete Fourier Transform (DFT), Second Edition W3K Publishing, 2007.

[12] Ian Sommerville, Software Engineering, 9th edition, Pearson, 2012.

[13] Wikipedia: The Free Encyclopedia, https://en.wikipedia.org/wiki/Helper_class - abgerufen am 11.08.2018.

[14] Steve McConnell, Code Complete 2, Microsoft Press, 2004.

[15] Testingexcellence, https://www.testingexcellence.com/pros-cons-test-driven-development/ - abgerufen am 11.08.2018.

[16] Wikipedia: The Free Encyclopedia, https://en.wikipedia.org/wiki/Mock_object - abgerufen am 11.08.2018.

[17] Wikipedia: The Free Encyclopedia, https://en.wikipedia.org/wiki/System_testing - abgerufen am 11.08.2018.

[18] TEMF RF-Tool zur Berechnung der Verzerrungszahlen, Version: Rev. 0.0.3, Stand 15.06.2018.

8 Anhang

Erklärungen zu den Übergabeparametern

- a: Vektor mit Koeffizienten der Potenzreihe für die Kennlinie
- U: Signale werden als Objekte der Klasse `signal_class` übergeben
- $\underline{H}$: Übertragungsfunktionen werden als Objekte der Klasse `transfer_function_class` übergeben
- K: Als Matrix mit $[U_{in}, U_?]$
- f_S: Samplefrequenz von Oszilloskop oder AWG
- $[\cdot]$: Vektoren mit Inhalt, der in den Klammern steht

Routine	Funktion
`evaluate_adjust_a`	Ist die Implementierung des ersten Optimierungsansatzes für K
`evaluate_adjust_H`	Ist die Implementierung des Optimierungsansatzes für $\underline{H}$
`evaluate_connect_Devices`	Stellt eine Arbeitsumgebung zum Überprüfen von Befehlen der Gerätekommunikation dar
`evaluate_K`	Wertet mehrere Bereiche einer zuvor berechneten Kennlinie aus
`evaluate_with_BBSignal`	Berechnung des ersten nichtlinear vorverzerrten Eingangssignals

Tabelle 8.1: Liste aller verwendeten Routinen

Name	Funktion	Input	Output
blocks			
`adjust_a`	Anpassung der Parameter für die Kennlinie	a_{old} U_{in} $U_{?,\text{ideal}}$ $U_{?,\text{meas}}$ σ_a	a_{new}
`adjust_H`	Anpassung der Übertragungsfunktion	$\underline{H}_{old}$ $U_{out,\text{ideal}}$ $U_{out,\text{meas}}$ σ_H	$\underline{H}_{new}$
`compute_a`	Berechnung der Parameter für die Kennlinie	U_{in} $U_?$ N	a
`compute_K`	Aufstellen der Look-Up Tabelle für die Kennlinie	a	K
`compute_Uin`	Berechnung des nichtlinear vorverzerrten Eingangssignals	$U_?$ K	U_{in}
`compute_Uquest`	Berechnung des linear vorverzerrten Eingangssignals	U_{out} $\underline{H}$	$U_?$
`determine_a`	Bestimmung der Parameter für die erste Kennlinie	$\underline{H}$ $U_{out,\text{ideal}}$ $f_{S,\text{DSO}}$	a_0
`determine_H`	Bestimmung der Übertragungsfunktion über ein Pseudorauschen nach [1]	load_csv save_csv	$\underline{H}_0$
`generate_BB_Signal`	Erstellen eines idealen Barrier Bucket Ausgangssignals	f_{rep} oder $f_{S,\text{AWG}}$ f_{BB} V_{PP} save_csv	$U_{out,\text{ideal}}$
`get_H`	Funktion zum Messen der Übertragungsfunktion	f_{max} V_{PP} bits	$[f]$ $[\lvert\underline{H}\rvert]$ $[\arg(\underline{H})]$
`loop_adust_a`	Ein Iterationsschritt in der Anpassung von K	a_{old} K_0 $U_{out,\text{ideal}}$ Iterationen $f_{S,\text{DSO}}$	$U_{out,\text{meas}}$ $[Q_i]$ $[K_i]$
`loop_adust_H`	Ein Iterationsschritt in der Anpassung von $\underline{H}$	$\underline{H}_0$ K $U_{out,\text{ideal}}$ Iterationen $f_{S,\text{DSO}}$	$[\underline{H}_i]$ $[Q_i]$ $U_{out,\text{meas}}$
`measure_Uout`	Messsignal aus Oszilloskop auslesen	a_{old} U_{in} $f_{S,\text{DSO}}$	U_{out}

Tabelle 8.2: Liste aller Funktionen in blocks

Name	Funktion	Input	Output
classes			
`signal_class`	Abstract Data Type für Signale	$[time]$ $[U]$	U
`transfer_function`	Abstract Data Type für Übertragungsfunktion	$[f]$	$\underline{H}$
helpers			
`apply_transfer_function`	Anwenden einer Übertragungsfunktion auf ein Signal, Standard:	U_{out} $\underline{H}^{-1}$	$U_?$
`csv_helper`	Funktionen, um Werte einheitlich und einfach zu speichern und einzulesen		
`MLBS`	Pseudorauschsignal bestimmen	bits	output seedRandom
`overlay`	Zwei Signale übereinanderlegen mit Kreuzkorrelation	U_1 U_2	$U_{1,\text{shifted}}$
`plot_helper`	Funktionen, um Datensätze einheitlich und einfach darzustellen		
`read_from_DSO`	Auslesen eines Messsignals aus dem DSO, der Parameter measure_H muss auf 1 gesetzt werden, damit das Signal für die Übertragungsfunktion richtig gemessen wird [1]	$f_{S,\text{DSO}}$ $V_{PP,\text{ch1}}$ $V_{PP,\text{out}}$ f_{max} U measure_H	$[time]$ $[U_{in}]$ $[U_{out}]$
`read_from_DSO_resolution`	Verwendet die vorherige Funktion, um eine bessere Auflösung zu erreichen	$f_{S,\text{DSO}}$ $V_{PP,\text{ch1}}$ f_{max} U measure_H	$[time]$ $[U_{in}]$ $[U_{out}]$
`signal_evaluate`	Bestimmung der Güte eines Ausgangssignals mit dem RF-Tool [18]	Uout_file Result_file	$[Q]$
`write_to_AWG`	Signal an das AWG übergeben	U $V_{PP,\text{AWG}}$ $f_{S,\text{AWG}}$ oder f_{rep}	

Tabelle 8.3: Liste aller Funktionen und Klassen aus classes und helpers