

---

Artem Moskalew  
Jonas Christ  
Maximilian Nolte



TECHNISCHE  
UNIVERSITÄT  
DARMSTADT

---

## Inhaltsverzeichnis

---

1	Test	2
1.1	— firstName — . . . . .	2
2	Iterative Optimierung des Hammerstein-Modells	3
2.1	Optimierung der linearen Übertragungsfunktion $H$ . . . . .	3
2.2	Optimierung der nichtlinearen Kennlinie $K$ . . . . .	7
3	Fazit	10
4	Ausblick	11
4.1	Ausblick: Optimierung . . . . .	11
4.2	— Gerätekomm— . . . . .	11
5	— Anhang —	13

---

## 1 Test

---

### 1.1 — firstName —

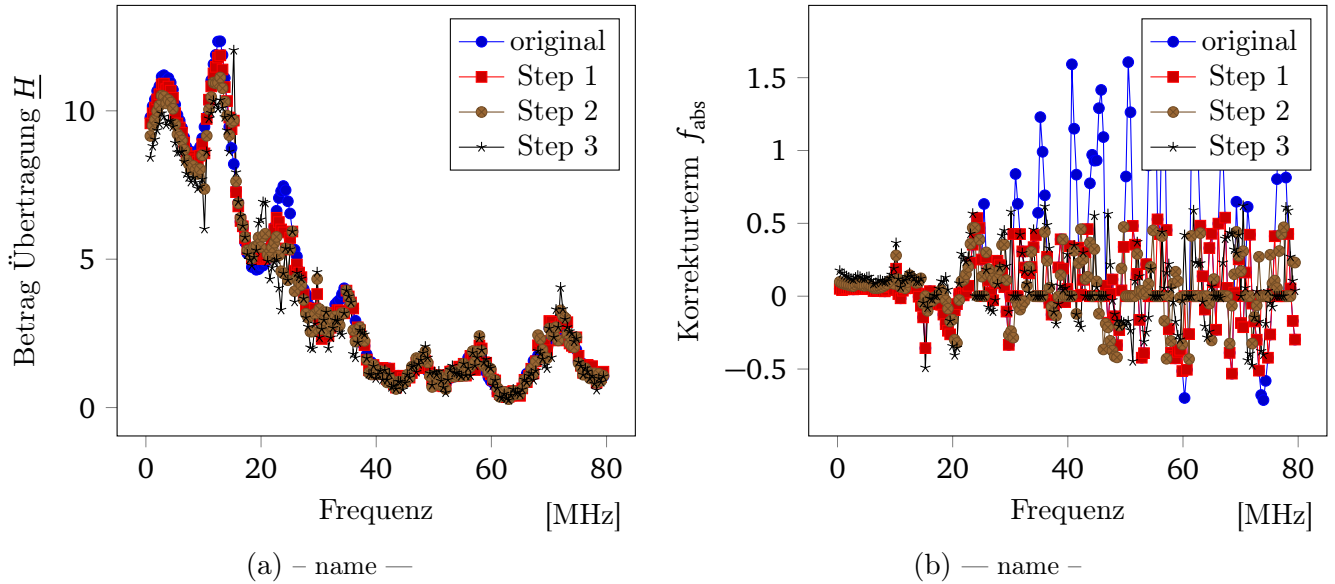
---

Diese Zeile teste das paket *nameref* mit Test und hier mit einer PHANTOMSECTION via ??—

Dies ist ein Versuch, ein Frequenzspektrum zu plotten und Marker an relevanten Punkten zu setzen:  
Hiermit soll die Refernz in Sub-figures versucht werden: Dies hier soll zu 2.1 dem Hauptbild referenzieren.  
Dies hier soll zu 2.1a dem Betragsspektrum referenzieren.

Dies hier soll zu 2.1b dem Phasen referenzieren.

Abbildung 1.1: Entwicklung von Übertragungsfunktion und Korrekturterm bei Beschränkung von  $f_{\text{abs}}$



---

## 2 Iterative Optimierung des Hammerstein-Modells

---

— In diesem Kapitel werden die Aspekte der durchgeführten Optimierungs-Algorithmen erläutert — Ziel der Optimierung von Übertragungsfunktion  $\underline{H}$  und Kennlinie  $K$  mit ihren Parametern  $a$  ist die Minimierung des Fehlers zwischen idealem und gemessenem Ausgangssignal,  $U_{out,id}$  und  $U_{out,meas}$ . Die Minimierung des relativen Fehlers ist also gegeben durch

$$\min f(t) = \min \left( \frac{U_{out,meas} - U_{out,id}}{U_{out,id}} \right) = \min \left( \frac{U_{out,meas}}{U_{out,id}} - 1 \right). \quad (2.1)$$

Für das verwendete Hammerstein-Modell liegt die in [?] vorgeschlagene getrennte, iterative Optimierung von  $\underline{H}$  und  $K$  nahe. Die Auswertung der Qualität des Einzelsinus erfolgt dabei durch das RF-Tool von — Zitat RF-Tool — mit Entwicklungsstand vom — — unter Verwendung des als `QGesamt1` geführten Qualitätswerts <sup>1</sup>.

---

### 2.1 Optimierung der linearen Übertragungsfunktion $H$

---

— evaluate-Aufruf, Schleife, Speicher? Laufzeit? . insbesondere gemessene Daten, ohne jedwede Anpassung /Limitierung der Faktoren,kann auf die Einbindung des neuen Qualitäts-Tools eingegangen werden —

Die Optimierung von  $\underline{H}(\omega)$  beruht auf der Annahme, dass sich Glg. (2.1) auf die Betragsspektren des berechneten und des gemessenen Ausgangssignals,  $\underline{U}_{out,id}(\omega)$  und  $\underline{U}_{out,meas}(\omega)$  fortsetzen lässt mit

$$f_{abs}(\omega) := \frac{\text{abs}(\underline{U}_{out,meas}(\omega))}{\text{abs}(\underline{U}_{out,id}(\omega))} - 1. \quad (2.2)$$

Ist im Betragsspektrum des gemessenen Signals eine Frequenz mit halbem Betrag verglichen mit dem idealen Signal vertreten, wird dies entsprechend der Linearität der Übertragungsfunktion dahingehend gedeutet, dass die Verstärkung von  $\underline{H}$  bei dieser Frequenz um einen Faktor 2 zu gering ist. Iterativ mit einer Schrittweite  $\sigma_H$  ausgeführt, folgt für den  $i$ -ten Schritt

$$\text{abs}(\underline{H}^{i+1}) = \text{abs}(\underline{H}^i) \cdot (1 - \sigma_H^i f_{abs}^i) \quad (2.3)$$

für  $\sigma_H^i \in [0, 1]$  und  $\underline{U}_{out,meas}^i$  in  $f_{abs}^i$  als gemessenem Ausgangssignal für das mit  $\underline{H}^i$  berechnete Eingangssignal <sup>2</sup>. Würde allerdings Glg. (2.3) mit komplexen Zahlen und nicht allein den Beträgen ausgeführt, würde auch die Phase der  $-1$  beachtet und folglich die durch  $\sigma_H$  skalierte komplexe Zahl wesentlich verändert. Also muss für das Phasenspektrum eine andere Optimierung erfolgen. Eine Möglichkeit hierfür wäre die simple Anpassung der Phase  $\arg(\underline{H}) = \varphi_H$  mit

$$\varphi_H^{i+1} = \varphi_H^i - \sigma_\varphi^i \left( \arg(\underline{U}_{out,meas}) - \arg(\underline{U}_{out,id}) \right) \quad (2.4)$$

---

<sup>1</sup> Hierauf beziehen sich alle weiteren Angaben zur Qualität des Signals. Eine intensivere Befassung mit dem Tool hat nicht stattgefunden.

<sup>2</sup> Nachfolgend wird aus Gründen der Übersichtlichkeit  $f_{abs}$  statt dem länglichen Bruch genutzt

mit  $\sigma_\varphi^i \in [0, 1]$ . Diese Anpassung der Phase wurde jedoch nur kurzen Tests unterzogen und anschließend nicht weiter verfolgt. Es hat sich die Signalform des Ausgangssignals unproportional stärker verändert, als dies nur im Falle der Betrags-Anpassung der Fall war. Vermutlich liegt dies an dem aus dem Ausgangssignal gewonnenen Phasengang, der in wesentlich größerem Maße vom idealen Phasengang abweicht als im Betragsspektrum. In Abb. (2.1) sind Betrag und Phase der durch FFT erhaltenen Spektren für gemessenes und ideales Ausgangssignal vor Durchführung einer Optimierung dargestellt. Insbesondere illustriert Abb. (??) die bei gemessenem Signal auftretende Streuung der Phase.

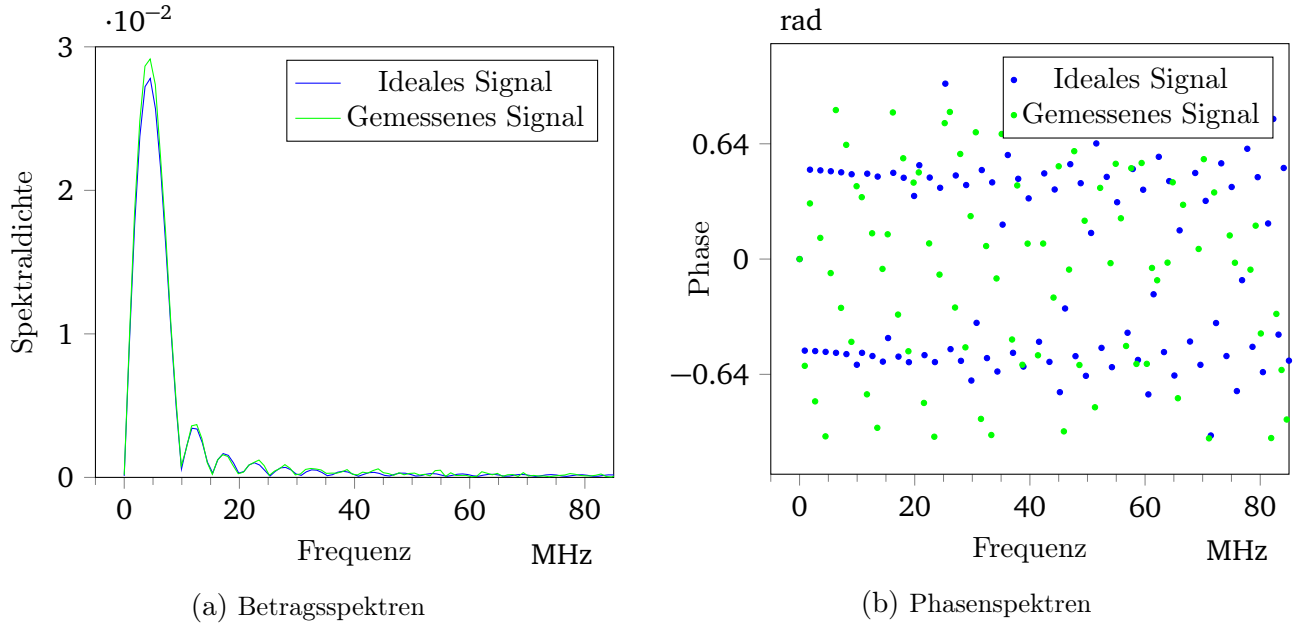


Abbildung 2.1: Spektrum des Einzelsinus-Signals, berechnet und gemessen mit je 109 Punkten

Eine Aufstellung der rein auf Glg. (2.3) beruhenden Anpassung der Übertragungsfunktion über mehrere Iterationsschritte findet sich in — Abb —. Neben den für kontinuierliche Funktionen problemlos definierbaren iterativen Zuweisungen ergeben sich in Messung und diskreter Ausführung jedoch Fehlerquellen. Problematisch sind insbesondere solche, die in Glg. (2.3) durch das Betragsverhältnis der Ausgangssignale verstärkt werden. Unterscheiden sich die Spektren hier um einen großen Faktor, resultiert dies in einer großen 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: Weißes Rauschen macht sich in allen Frequenzen bemerkbar mit kritischem Einfluss bei geringer Spektraldichte des Signals.
- Diskretisierungsfehler: Die FFT bedingt eine begrenzte Auflösung, in den Spektren von  $\underline{H}$  und den gemessenen Signalen und liegt insbesondere im Allgemeinen an unterschiedlichen Frequenzen und mit unterschiedlich vielen Punkten vor.
- Interpolationsfehler: Die (hier lineare) Interpolation der Spektren zur Auswertung von  $f_{\text{abs}}$  an den Frequenzen von  $\underline{H}$  kann insbesondere den Einfluss oben genannter Punkte verstärken.

Weiterhin zeigt sich auch in der geringen Stützstellenzahl in Abb. (2.1) bereits eine erste konzeptuelle Problematik des Vorgehens. Der Frequenzabstand zwischen zwei Werten der FFT ist stets mit der Wiederholfrequenz  $f_{\text{rep}}$  gegeben und lässt sich somit nicht durch eine höhere Auflösung der Messgeräte

---

verbessern, der betrachtete Bereich bis 80 MHz nicht besser auflösen. Folglich setzt sich diese Ungenauigkeit auch auf die Optimierung der Kennlinie fort. Insbesondere relevant wird dies, da die Kennlinie mit nahezu der doppelten Anzahl an Werten erstellt wird und somit der Interpolationsfehler ungleich größer wird als bei ähnlicher Anzahl Stützstellen.

---

### Ignorieren kleiner Beträge im Spektrum

---

Um Rauscheinflüsse und Probleme durch Nulldurchgänge zu dämpfen, wurde einer erster intuitiver Ansatz vorgenommen: Bei den Betragsspektren der in  $f_{\text{abs}}$  eingehenden Signale, des gemessenen und idealisierten Spannungssignals, wurden 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  $f_{\text{abs}} = 0$  und damit keiner Änderung von  $\underline{H}$ . Dies bedeutet also, dass alle Einträge des Betragsspektrums von  $U_{\text{out,ideal}}$  mit weniger als zum Beispiel 5‰ der maximalen Amplitude auf den Default-Wert gesetzt werden. Insbesondere werden auch die Einträge an den Frequenzen zurückgesetzt, die im Spektrum von  $U_{\text{out,meas}}$  klein gegen das zugehörige Maximum sind.

Zu beachten bei letzterem Punkt ist die notwendige Rundung, wenn die Einträge der FFT an unterschiedlichen Frequenzen vorliegen.

Mit Beschränkung auf 5‰ und dem globalen Minimum beider Spektren als Default-Wert ergeben sich die angepassten Betragsspektren wie in — ABB — zu sehen, der Übersichtlichkeit halber mit kleinem vertikalen Ausschnitt. Mit diesem Schritt ergibt sich über drei Iterationen ein Verlauf des Korrekturterms  $f_{\text{abs}}$  und der Übertragungsfunktion für eine Schrittweite  $\sigma_H = 1/2$  wie in — ABB — dargestellt.

---

### Ignorieren großer Korrektur-Terme

---

Ein zweiter, sehr grober Ansatz liegt in der Beschränkung von  $f_{\text{abs}}$  auf Werte unterhalb einer vorgegebenen Schwelle. Zugrunde liegt die Annahme, dass die gerade an Nulldurchgängen des Spektrums sowie 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  $\underline{H}$  ist dann aufgrund der großen Sprünge von Werten in direkter Umgebung der problematischen Frequenzen mit großer Ungenauigkeit behaftet. Dies kann zu den beschriebenen, großen Korrektur-Termen in  $f_{\text{abs}}$  führen.

Listing 2.1: Pseudocode zur Veranschaulichung der Anpassung des Korrekturterms

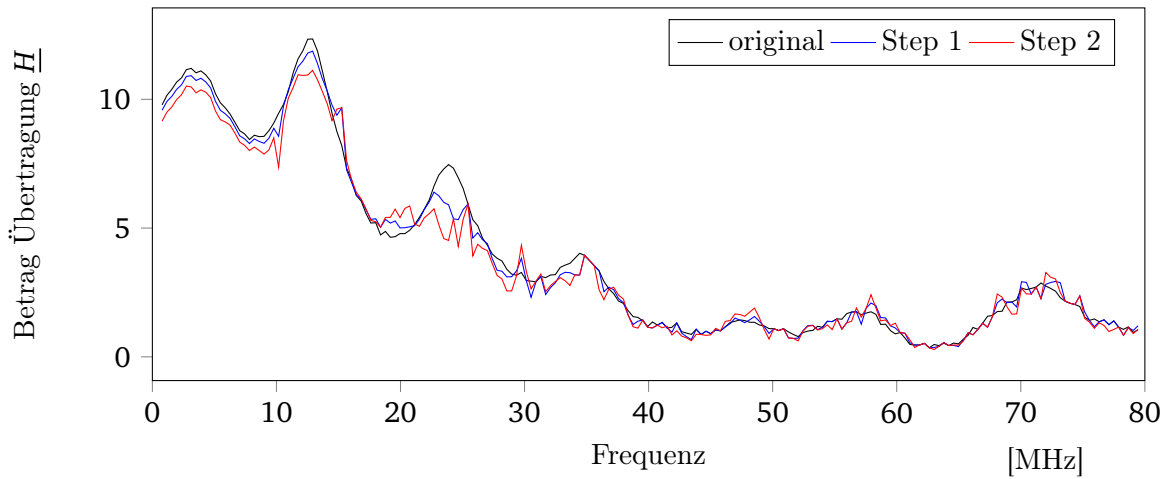
```
rms_orig = root_mean_square( f_abs )
f_abs_to_use = f_abs[ where( abs(f_abs) >= 0.02 * rms_orig ) ]
rms_mod = root_mean_square( f_abs_to_use )
idx_to_clear = f_abs[ where( abs(f_abs) >= rms_mod ) ]
f_abs[ idx_to_clear ] = 0
```

Vereinfacht bedeutet der verfolgte Ansatz, ausnehmend große Werte von  $f_{\text{abs}}$  als unrealistisch abzutun. Eine Pseudo-Implementierung findet sich in 2.1, um die nachfolgende Erläuterung zu illustrieren. In der vorgenommenen Implementierung wurde  $f_{\text{abs}}$  an den ausgewählten Frequenzen auf 0 gesetzt. Als Grenze genutzt wurde ein modifizierter Effektivwert, nachfolgend mit RMS (Root Mean Square) bezeichnet. Der reine RMS von  $f_{\text{abs}}$  unterliegt der Problematik, eine unproportional große Gewichtung von kleinen Einträgen zu enthalten.

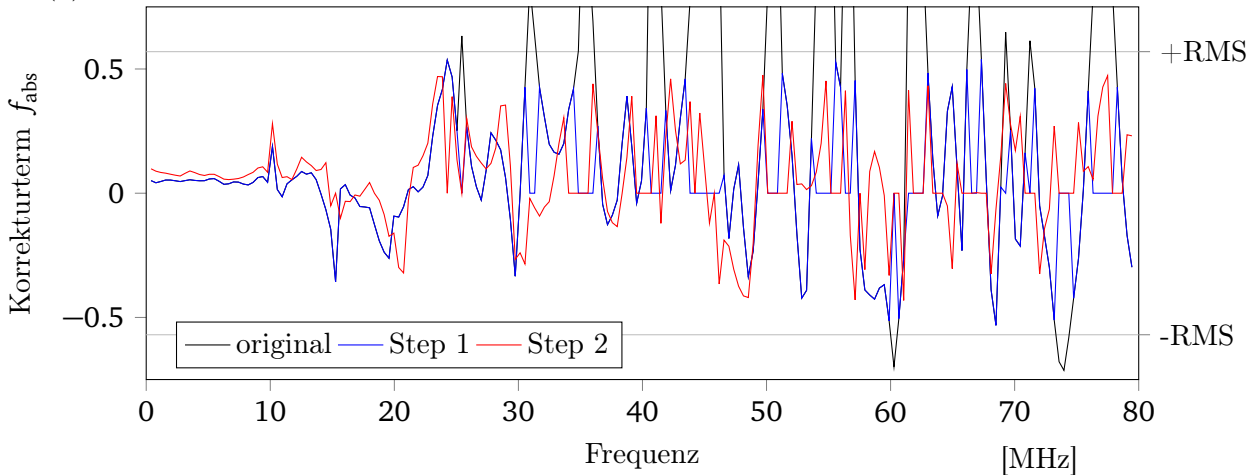
Idealerweise enthält  $f_{\text{abs}}$  mit jeder Iteration kleinere Einträge als zuvor. Es würden also bei Nutzung des reinen RMS unter Umständen mit zunehmender Schrittzahl zunehmend mehr Werte in  $f_{\text{abs}}$  ignoriert

- 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 Anpassung berücksichtigt werden sollen, den reinen RMS-Wert beeinflussen. Folglich muss der RMS modifiziert werden. Hier wurden zur Berechnung des modifizierten RMS nur die Werte einbezogen, die mehr als beliebig gewählte 2% des reinen RMS betragen. Es handelt sich also bei der vorgenommenen Anpassung um eine sehr grobe und größtenteils willkürliche Wahl der Parameter, die zu Zwecken der Illustration jedoch brauchbare Ergebnisse liefert.

In Abb. (2.2) ist die Entwicklung von Übertragungsfunktion und  $f_{\text{abs}}$  über mehrere Iterationen aufgetragen. Der Einfluss des RMS-Cutters macht sich dabei verglichen mit — ABB oben, rein iteriert — bemerkbar, es treten weniger starke Änderungen auf. Gleichzeitig zeigt sich, dass nicht in jedem Schritt an exakt den gleichen Stellen am jeweiligen RMS geschnitten werden muss. Dies belegt die Zufälligkeit des Fehlers und erläutert die prinzipielle Berechtigung der Methodik. Es zeigt sich, dass die vorgenommene Anpassung keinen großartigen Einfluss auf die Qualität des Signals hat. Dies ist insofern beachtenswert, als dass die Übertragungsfunktion auch an einigen Stellen mit massiver Verstärkung stark angepasst wird, vergleiche hierzu Abb. (2.2a) bei etwa 25 MHz. Die Qualität des Signals bewegt sich zwischen einem Wert von — — und — — und zeigt vor allem rauschbedingte Schwankungen.



(a) Entwicklung des Betrags der Übertragungsfunktion über mehrere Iterationen und im Anfangszustand



(b) Entwicklung des Korrekturterms in angepasster Form über mehrere Iterationen und in initialer, nicht angepasster Form - RMS aus Step 1 zum Vergleich

Abbildung 2.2: Entwicklung von Übertragungsfunktion und Korrekturterm bei Beschränkung von  $f_{\text{abs}}$  mit angepasstem RMS-Wert und Schrittweite  $\sigma_H = \frac{1}{2}$

---

## 2.2 Optimierung der nichtlinearen Kennlinie $K$

---

Der Unterschied zur Optimierung von  $\underline{H}$  ist, dass diese Optimierung im Zeitbereich statt findet. Deshalb kann Glg. (2.1) zu

$$\Delta U_{\gamma}(t) = U_{\gamma,\text{meas}}(t) - U_{\gamma,\text{ideal}}(t) \quad U_{\gamma,\text{meas}}(t) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \underline{H}^{-1}(\omega) \cdot \underline{U}_{\text{out,meas}}(\omega) \right\} \quad (2.5)$$

geändert werden. Bei den Funktionen  $U_{\gamma,\text{meas}}(t)$  und  $U_{\gamma,\text{ideal}}(t)$  handelt es sich um Polynome gleichen Grades deshalb lässt sich die Differenz ebenfalls als ein Polynom mit Grad  $N$  darstellen

$$\Delta U_{\gamma}(t) = \sum_{n=1}^N \tilde{a}_n [U_{in}(t)]^n \quad (2.6)$$

Die Berechnung der Koeffizienten  $\tilde{a}_n$  stellt ebenso ein lineares Optimierungsproblem dar wie schon die Berechnung der Koeffizienten  $a_n$  in Glg. (??) siehe [3]. Dabei werden  $M$  Samples von  $\Delta U_{\gamma,i} = \Delta U_{\gamma}(i \cdot \Delta t)$  mit zugehörigen Samples des Eingangssignals  $U_{in,i} = U_{in}(i \cdot \Delta t)$  verglichen. Mit der Potenzreihe aus Glg. (2.5) ergibt sich folgendes Gleichungssystem

$$\begin{pmatrix} U_{in,1} & U_{in,1}^2 & \cdots & U_{in,1}^N \\ U_{in,2} & U_{in,2}^2 & \cdots & U_{in,2}^N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{in,M} & U_{in,M}^2 & \cdots & U_{in,M}^N \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \\ \vdots \\ \tilde{a}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta U_{\gamma,1} \\ \Delta U_{\gamma,2} \\ \vdots \\ \Delta U_{\gamma,M} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Dieses Gleichungssystem ist mit normalerweise  $M > N$  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

$$a_n^{i+1} = a_n^i + \sigma_a^i \tilde{a}_n^i \quad (2.8)$$

Für die Schrittweite gilt  $\sigma_a^i \in [0, 1]$ .

---

### Erste Ergebnisse

---

Für die Berechnung der ersten Kennlinie  $K_0$  wurde das ideal Ausgangssignal  $U_{\text{out,ideal}}$  über  $\underline{H}^{-1}$  zurückgerechnet und als Eingangssignal verwendet  $U_{in,\text{initial}} = U_{\gamma,\text{ideal}}$ . Dabei wurde  $V_{pp} = 600 \text{ mV}$  gesetzt, um  $K_0$  in einen größeren Bereich berechnen zu können.

Wenn man jetzt  $U_{\gamma,\text{ideal}}$  mit  $V_{pp} = 600 \text{ mV}$  über  $K_0$  zurückrechnet, um das erste nichtlinear vorverzernte Eingangssignal zu erhalten, so stellt man fest, dass die Grenzen, in denen  $K_0$  invertiert werden kann, zu klein sind. Wenn also  $U_{\gamma,\text{ideal}}$  über die Grenzen von  $K_0$  geht, so wäre ein möglicher Ansatz  $V_{pp}$  auf den maximal von  $K_0$  zulässigen Wert zu setzen.

Als andere Möglichkeit die Kennlinie anzupassen könnte man  $V_{pp}$  von  $U_{\gamma,\text{ideal}}$  verkleinern siehe Abb. (2.3a)



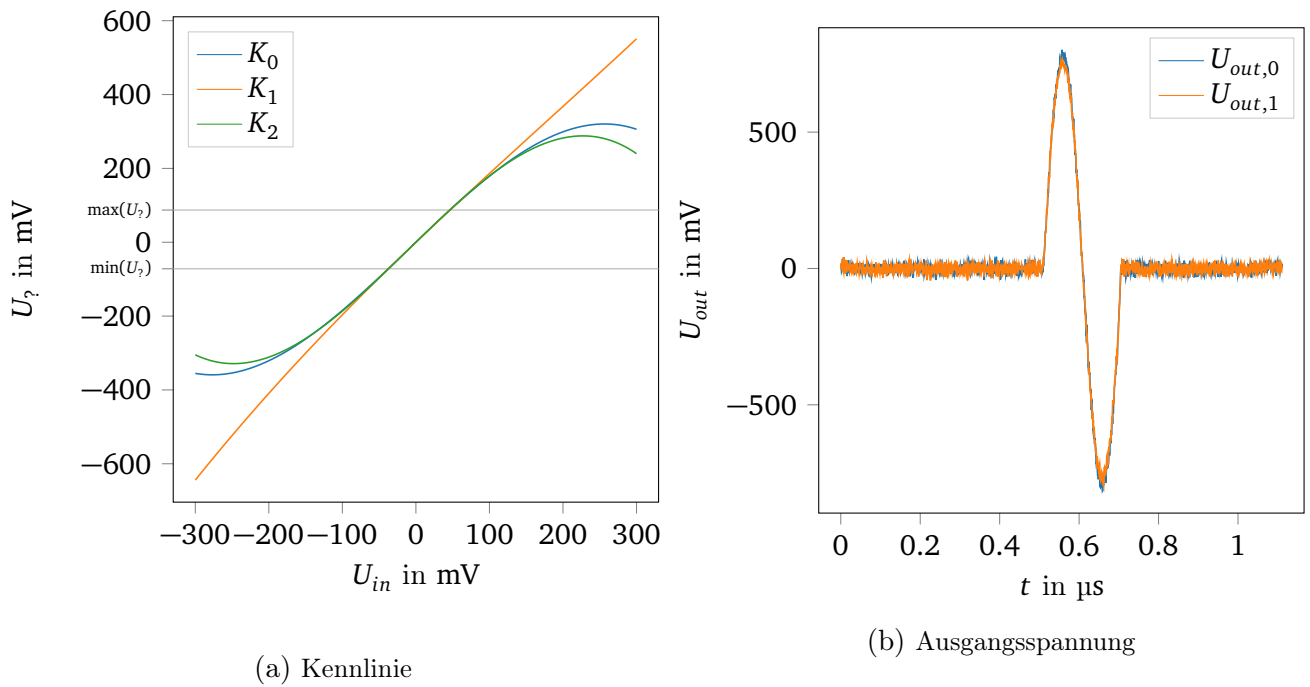


Abbildung 2.3: Anpassung von  $K$

In Abb. (2.3a) ist  $K_0$  die initial Kennlinie und  $K_1$  ist die Kennlinie nach der ersten Anpassung und  $K_2$  nach der 2. Anpassung. Dabei wurde  $U_{?,ideal}$  so berechnet, dass für  $U_{out,ideal}$  gilt  $V_{PP} = 1.5V$ . Die Grenzen sind in Abb. (2.3a) angezeigt.

---

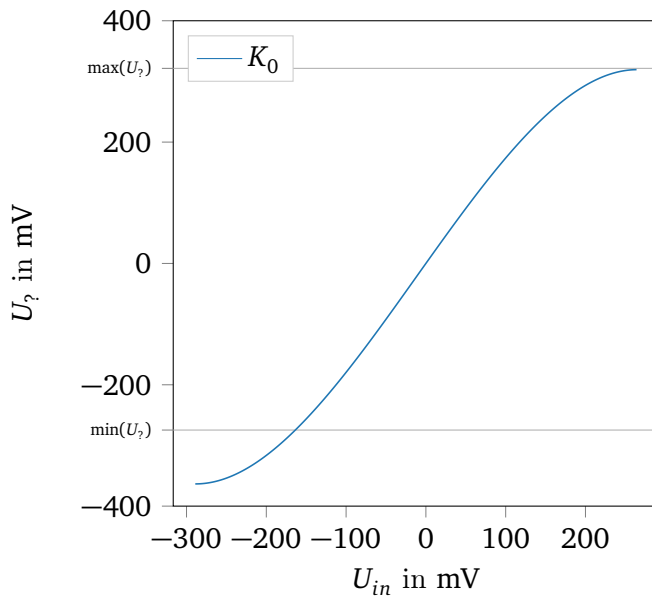
#### Grenzen der initial Kennlinie

---

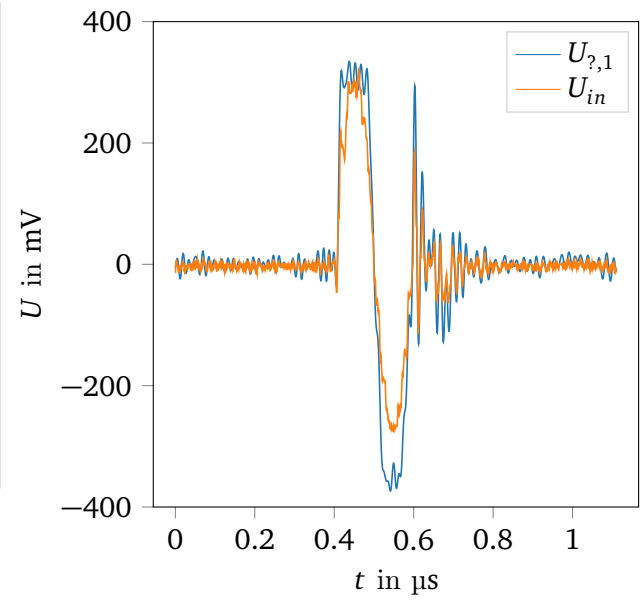
-Hier wird die Problematik mit der Amplitude nochmal aufgegriffen und unsere Lösungsansätze mit Plots verdeutlicht-

In Abb. (2.4b) sind die Spannungen eingezeichnet mit denen  $K_0$  berechnet wurde. Dabei gilt für  $U_{in} = U_{?,ideal}$ , was sich durch  $U_{out,ideal}$  mit  $V_{PP} = 3V$  berechnen lässt. Die Spannung  $U_{?,1}$  wurde aus dem gemessenen  $U_{out,meas}$  berechnet.

Das eingezeichnete Maximum von  $U_?$  in Abb. (2.4a) liegt über der zulässigen Grenze von  $K_0$ , deshalb kann damit kein vorverzerrtes Signal berechnet werden.



(a) Kennlinie



(b) Berechnung von  $K$

Abbildung 2.4: Nichtlineare Vorverzerrung

---

### 3 Fazit

---

— In diesem Kapitel wird eine kurze Evaluierung vorgenommen. Welche Aspekte der Problemstellung wurden erfüllt (welche nicht), welche Hindernisse genommen? Einordnung der eigenen Arbeit in Kontext der in der Einleitung geführten Rahmenbedingung? Welche Erkenntnisse sind besonders erwähnenswert? Hier können Erfahrungen mit den gedachten Vorteilen (siehe ?? ) des Codes oder eine Bewertung der Sinnhaftigkeit der Optimierung nochmals geführt werden.—

Auf Basis der im Rahmen dieser Arbeit vorliegenden Werte lässt sich keine Aussage darüber treffen, ob das verwendete Modell für jedes Signal (Signalform und Amplitude) gleichermaßen genau das Verhalten des Messaufbaus simuliert. Deshalb könnte es ausgehend von initialen Werten für die Bausteine des Hammerstein-Modells möglich sein, über eine iterative Optimierung eine Anpassung an  $\underline{H}$  und  $K$  derart vorzunehmen, dass sie für das gewünschte  $U_{out,ideal}$  hinreichend gute Werte liefert. Dies könnte etwa zur Kalibrierung der Kavität auf Grundlage der Charakteristik des Vortages genutzt werden. Vorteilhaft ist, dass die iterative Optimierung unabhängig der zur Berechnung der initialen Charakteristik genutzten Signale arbeiten könnte und damit etwa eine Verbesserung der Kennlinie für die momentan gewünschte Amplitude der Gapspannung möglich wäre. Es ließen sich mit einer solchen Optimierung beim Versuch, hohe Amplituden zu erreichen, auch Aussagen über die - falls vorhandenen - Grenzen des Hammerstein-Modells für den Messaufbau treffen.

---

## 4 Ausblick

---

— In diesem Kapitel wird auf offene Fragen / neue Probleme / Anstöße für weitere Arbeiten eingegangen. Dabei sollte es um eher inhaltliche Aspekte gehen (u. U. wenig to dos für Code-Design) gegebenenfalls darf hier bei vielem auf die Erfahrungen aus den vorigen Kapiteln verwiesen werden und damit einen Übersichts-Charakter haben (erleichtert nachfolgenden Projekten die Arbeit) —

---

### 4.1 Ausblick: Optimierung

---

- (offene Punkte K-Optimierung?)

Auf den Ergebnissen aus Iterative Optimierung des Hammerstein-Modells aufbauend, verbleiben eine Reihe von offenen Fragestellungen:

1. Wie wirkt sich die Optimierung von  $K$  aufgrund ihrer Nichtlinearität auf die Übertragungsfunktion  $\underline{H}$  aus und muss dies in der Optimierung berücksichtigt werden, etwa in der Reihenfolge der Iterationsschritte?
2. Wie wird mit der Tatsache 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. In welcher Reihenfolge wird die Iteration durchgeführt? Wird zuerst  $\underline{H}$  in mehreren Durchgängen angepasst und danach  $K$ ? Oder im Wechsel je eine Iteration?
4. Wie wird die Auswahl der Schrittweiten  $\sigma_H$  und  $\sigma_a$  vorgenommen? Werden diese pauschal einmal festgesetzt zu Beginn des Algorithmus oder ist eine dynamische Anpassung, etwa durch die Qualität des letzten gemessenen Signals oder in Abhängigkeit des Iterationsschritts vorzuziehen?
5. Wie lässt sich der Einfluss von zufälligem Rauschen auf die Optimierung reduzieren?
6. 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?
7. Wie - insofern überhaupt - ist eine Optimierung der Phase von  $\underline{H}$  zu gestalten?
8. Nach welchem Qualitätsmerkmal wird das Signal bewertet und wie wirkt sich dies auf den Algorithmus aus?
9. 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 mit ähnlicher Rate verbessert hat? Der Trade-Off liegt zwischen Laufzeit und Signal-Qualität.

---

### 4.2 — Gerätekomm—

---

— in dieser Section werden weitere Punkte der Geräte-Komm aufgegriffen, etwa - die (geringe) Auflösung des AWG im Kontext der Optimierung (ggf. in 4.1 besser?) , die Einbindung des neuen Oszis oder die Idee der Klassen-Implementierung

---

## Literaturverzeichnis

---

- [1] Leslie Lamport,  $\text{\LaTeX}$ : a document preparation system, Addison Wesley, Massachusetts, 2nd edition, 1994.
- [2] Denys Bast, Armin Galetzka, Projektseminar Beschleunigertechnik, 2017.
- [3] 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.
- [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.

