

Erwärmungskurvenmessung an Lautsprechern

Bachelorarbeit

durchgeführt von

Florian Mitsch

Graz, im April 2012

Institut für Signalverarbeitung und Sprachkommunikation
der Technischen Universität Graz

Leiter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gernot Kubin

Betreuer: Dipl.-Ing. Holger Hiebel

EIDESSTAATLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....
(Unterschrift)

Zusammenfassung

Bei der Entwicklung von Lautsprechern will man oft das thermische Verhalten eines Lautsprechers im Betrieb wissen. Da eine Messung mit einem Thermometer aber nur schwer bis überhaupt nicht möglich ist, wird diese mithilfe der elektrischen Parameter bestimmt. Dazu gibt es einige Ansätze, die mit unterschiedlichen Vor- und Nachteilen zur Lösung führen. In dieser Arbeit wird die Auswertung der Impedanzkurve bei einer sehr niedrigen Frequenz näher verfolgt und umgesetzt. Da die Erwärmung des Lautsprechers nicht nur von der Leistung des Testsignals, sondern auch von der Signalform des Signals abhängig ist, wird diese Messprozedur mit den unterschiedlichsten Signalen gewünscht. Deswegen wird hier ein externes Signal eingespeist, das so modifiziert wird, um damit auch die Messung durchführen zu können. Zusätzlich kann man auch ein einfaches Sinussignal generieren lassen. Somit kann mit jedem beliebigen Signal über die gewünschte Zeit die Erwärmungs- und anschließend auch gleich die Abkühlkurve gemessen werden. Daraus können die thermischen Parameter des Lautsprechers berechnet werden.

Abstract

For loudspeaker design the thermal performance is an important criterion. But the measurement of the temperature is not that easy; therefore the temperature is calculated with electrical parameters. There are several methods for the calculation which have different advantages and disadvantages. In this work I have chosen the analysis of the impedance curve at low frequency. The thermal performance doesn't just depend on the power of the test signal but also on the shape. Thus different signal forms are important for the measurement. Therefore an external signal was used and modified for the measurement. Additionally a simple sinus tone can be generated for the measurement by the system. So the heating and the cooling can be measured with any signal. With this procedure the thermal parameters of a loudspeaker can be calculated.

Inhaltsverzeichnis

1	Aufgabenstellung	5
2	Thermisches Modell	6
2.1	Ersatzschaltbild	6
3	Messung der Temperatur	8
3.1	Grundsätzliche Messmethoden	8
3.1.1	Parallele Gleichstrommessung	8
3.1.2	Auswertung des Gleichanteils	9
3.1.3	Auswertung der Resonanzfrequenz	9
3.1.4	Gewählte Messmethode	10
3.2	Strommessung	10
3.2.1	Strommessung über einen Shunt-Widerstand	10
3.2.2	Stromausgang des Verstärkers	11
3.2.3	Gewählte Strommessung	11
3.3	Ermittlung der Impedanzkurve	11
4	Simulation	13
4.1	Impedanzkurve	13
5	Messung mit National Instruments Interface	14
5.1	Messaufbau	14
5.2	Probleme mit der Hardware	15
5.2.1	Speicherung des letzten Werts	15
5.2.2	Trigger	15
5.2.3	Vergleich der Methoden der Strommessung	16
5.2.4	Amplitudenermittlung des Pilotton	17
5.2.5	Datenausgabe in einer Schleife	20
5.2.6	Hann-Fenstergröße	21
5.2.7	Messfehler bei der R_{DC} -Bestimmung	23
5.2.8	Vormessungsvergleich	25
5.2.9	Dauer der Vormessung	26
5.3	Vergleichsmessung	27
6	Funktionsstruktur	29
7	Anhang: Matlab-Funktionen	30
8	Literaturverzeichnis	34

1. Aufgabenstellung

Ein Lautsprecher im Betrieb hat die Eigenschaft, dass er sich mit der Zeit erwärmt. Durch den Strom, der durch die Spule im Lautsprecher fließt entsteht Verlustenergie, die in Form von Wärme an die Luft und das Magnetsystem abgegeben wird.

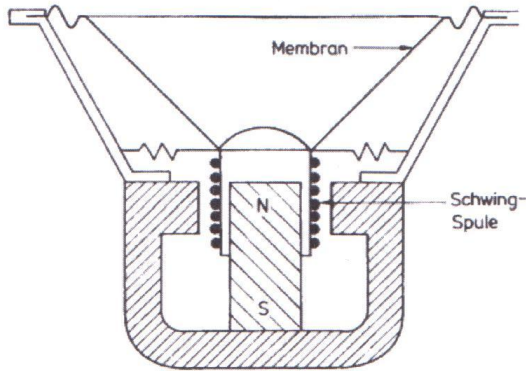


Abbildung 1: Prinzip eines dynamischen Lautsprechers [3]

Generell kann man einen Lautsprecher mit folgendem elektrischen Ersatzschaltbild beschreiben:

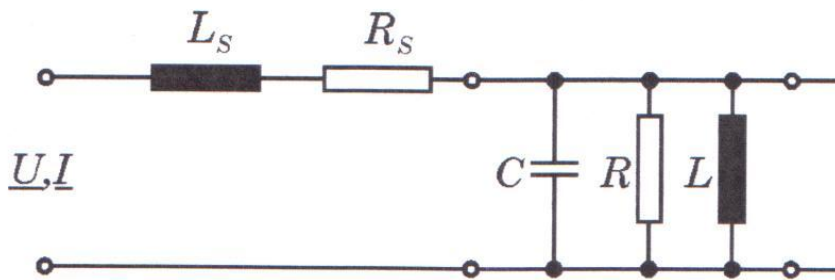


Abbildung 2: Elektrisches Ersatzschaltbild eines Dynamischen Wandlers [3]

Dabei stellen die Serieninduktivität und der Serienwiderstand die Schwing-Spule dar und der Parallelschwingkreis entspricht dem mechanischen Feder-Masse-System der Membran. Mit diesem Ersatzschaltbild kann man auch schon einen typischen Impedanzverlauf eines Lautsprechers simulieren.

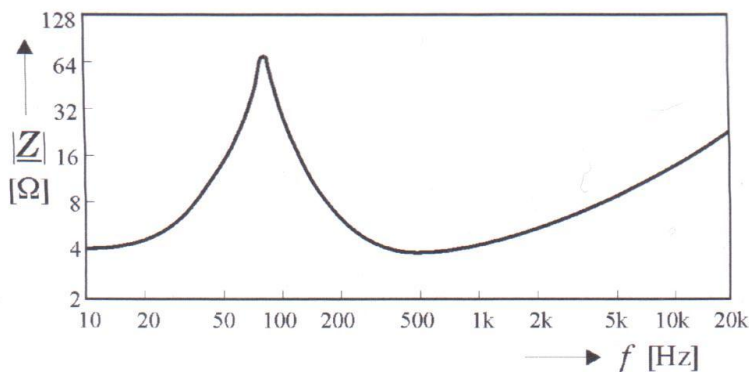


Abbildung 3: Impedanzkurve eines dynamischen Lautsprechers [3]

Dieses Verhalten lässt sich mit wenigen Parametern, den sogenannten Thiele-Small-Parameter, beschreiben.

Da bei der Konstruktion eines Lautsprechers sein Verhalten im Betrieb ein entscheidendes Kriterium ist, will man jede Veränderung der Parameter möglichst genau messen können. In dieser Arbeit wird auf die thermische Veränderung im Betrieb eingegangen und eine Messmethode entwickelt, die mit unterschiedlichen Eingangssignalen den Temperaturverlauf des Lautsprechers misst.

2. Thermisches Modell

Das thermische Verhalten eines Lautsprechers unter Last lässt sich durch mehrere unterschiedlich komplexe Modelle beschreiben. In dieser Arbeit wird jedoch nur das etwas simplere Modell von Button [1] betrachtet. Die folgenden Formeln und Diagramme stammen aus [1], wobei einige Korrekturen vorgenommen wurden:

Da ein Lautsprecher nicht mit einem Wirkungsgrad von 100% die komplette elektrische Energie in akustische umwandeln kann, wird ein wesentlicher Anteil aufgrund des Joule Effekts in Wärme gewandelt. Bei herkömmlichen Lautsprechern kann man von einem Wirkungsgrad von unter 5% ausgehen, wobei die restlichen über 95% in Wärme gewandelt werden.

Der Hauptanteil dieser Wärme wird in der Schwingspule durch den elektrischen Strom produziert, der Rest von ungefähr 5% wird durch die Wirbelströme im Magnet umgesetzt.

Die thermische Leistung lässt sich folgendermaßen abschätzen [1]:

$$Q=i^2 \cdot Z$$

Q	Wärmeleistung	[W]
i	Strom in der Schwingspule	[A]
Z	Minimale Impedanz	[Ω]

Da die Schwingspule in der Mitte des Lautsprechers sitzt, kann man davon ausgehen, dass sich die Wärme, die darin produziert wird, schnell über die umgebende Luft und langsam über den Topf abkühlt. Die Wärme im Topf wird dann wiederum langsam an die Luft abgegeben. Aus diesem Grund kann man von einem 2-teiligen thermischen Modell ausgehen.

2.1. Ersatzschaltbild

Um mit den thermischen Parametern leichter rechnen zu können, kann man eine Analogie zwischen thermischen und elektrischen Elementen herstellen. Wenn man diese Analogie beim Lautsprecher anwendet, kann man folgendes Ersatzschaltbild bilden.

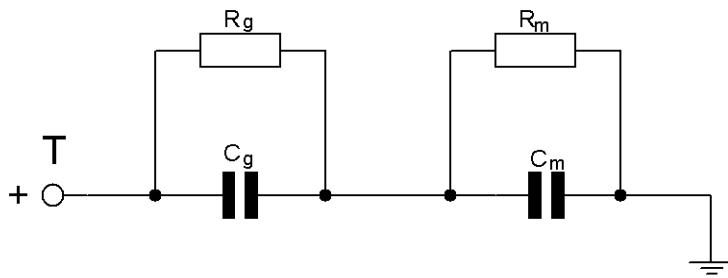


Abbildung 4: Modell nach Button [1]

Die Index g gibt den Übergang zwischen Schwingspule und Magnetsystem und der Index m den Übergang zwischen Magnetsystem und Luft an.

Dabei lassen sich die Elemente folgendermaßen berechnen [1], S.33:

$$R=L/(A*K)$$

$$C=M*H_s$$

R	Thermischer Widerstand	[K/W]
L	Drahtlänge	[m]
A	Querschnittsfläche	[m ²]
K	Thermische Konduktivität	[W/(m*K)]
C	Thermische Kapazität	[J/K]
M	Masse	[kg]
H _s	Spezifische Wärme	[J/(K*Kg)]

Für ein einzelnes RC-Glied kann man nun folgende Gleichung für die Wärmeänderung der Spule aufstellen:

$$Q * dt = M * H_s * dt + \frac{\Delta T}{R} * dt$$

$$\Delta T = Q * R * (1 - e^{-\frac{t}{M*H_s*R}})$$

Diese Formel stammt aus [1], S.33, wobei hier in der Literatur ein Fehler entdeckt wurde: Es wurde eine Klammer um die 1 und der Exponentialfunktion hinzugefügt.

Somit kann man für einen Lautsprecher die Temperaturänderung in Abhängigkeit der Parameter darstellen:

$$\Delta T = Q * R_m * \left(1 - e^{-\frac{t}{C_m * R_m}}\right) + Q * R_g * \left(1 - e^{-\frac{t}{C_g * R_g}}\right)$$

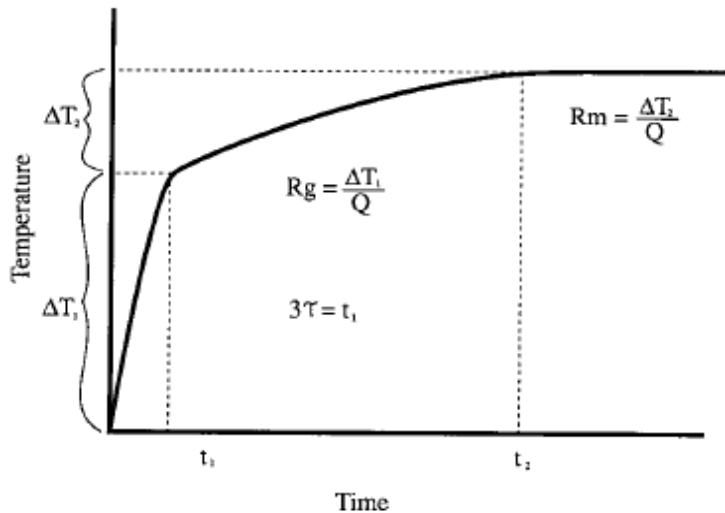


Abbildung 5: Temperaturverlauf nach dem Thermischen Modell nach Button [1]

3. Messung der Temperatur

Da die Messung der Temperatur mit einem Thermometer bei einem Lautsprecher nur schwer realisiert werden kann, wird meistens der Weg über die Impedanz des Lautsprechers gewählt. Um die Impedanz eines Lautsprechers messen zu können, muss man die angelegte Spannung und den Strom durch den Lautsprecher messen. Dazu gibt es unterschiedliche Messmethoden, die weiters vorgestellt werden:

3.1. Grundsätzliche Messmethoden

3.1.1. Parallele Gleichstrommessung

Hier wird der Lautsprecher an das gewünschte Testsignal angeschlossen und zusätzlich wird eine Konstantstromquelle parallel geschaltet, die einen Gleichspannungsabfall am Lautsprecher verursacht.

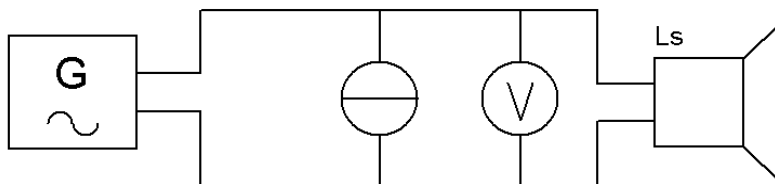


Abbildung 6: Blockschaltbild der parallelen Gleichstrommessung

Aus diesem Spannungsabfall und dem bekannten Gleichstrom durch den Lautsprecher kann man die Impedanz bei Gleichstrom, den R_{DC} errechnen. An diesem R_{DC} kann mit folgender Formel die Temperatur verfolgt werden:

$$R_{DC}(\vartheta) = R_{DC}(20^{\circ}\text{C}) * (1 + \alpha * (\vartheta - 20^{\circ}\text{C}))$$

$$U_{DC} = R_{DC} * I_{DC}$$

Wobei I nur der Gleichstromanteil ist, der von der Konstantstromquelle kommt. Man sieht somit direkt an dem messbaren Wert der Spannung die Temperatur.

Das Problem dabei ist, dass das Testsignal vollkommen frei von Gleichspannungs-Anteilen sein muss, da dieser Anteil die Messung sonst massiv verfälschen würde. Daher muss auf eine starke Trennung zwischen Gleich- und Wechselanteil geachtet werden.

Außerdem müsste eine zusätzliche Hardware gebaut werden, deren Aufwand für dieses Projekt zu groß wäre.

3.1.2. Auswertung des Gleichanteils

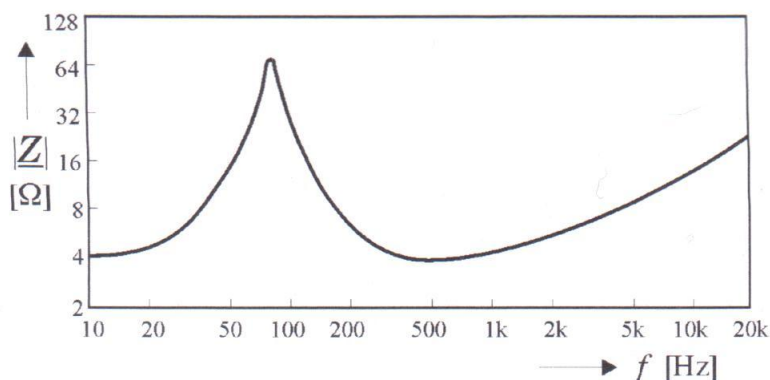


Abbildung 7: Impedanzkurve eines Lautsprechers [3]

Wenn man sich die Impedanzkurve eines herkömmlichen Lautsprechers ansieht, ändert sich die Impedanz bei sehr tiefen Frequenzen nur sehr wenig. Somit kann angenommen werden, dass bei einer sehr tiefen Frequenz nahezu der R_{DC} gemessen werden kann. Wird nun zum herkömmlichen Signal ein Pilotton mit einer tiefen Frequenz eingespeist, kann nach der FFT-Analyse genau dieser Wert ausgelesen werden, beziehungsweise wird die Frequenz so gewählt, sodass diese genau auf einen Punkt der FFT zu liegen kommt.

Die Frequenz des Pilottons wird ungefähr bei 5 Hz gewählt, weil diese Frequenz eine herkömmliche AC-Kopplung noch durchlässt, aber die Frequenz wie vorher erwähnt noch nahe genug bei 0 Hz ist um den R_{DC} messen zu können.

Der Vorteil dieser Methode ist, dass eine Messung auch ohne Testsignal funktioniert.

3.1.3. Auswertung der Resonanzfrequenz

Da ein Lautsprecher im Ersatzschaltbild als ein Parallelschwingkreis betrachtet werden kann (dies gilt nur im tiefen Frequenzbereich), kann bei der Resonanzfrequenz der Realteil der Impedanz, der dem R_{DC} entspricht, abgelesen werden. Dazu wird wie bei der Auswertung des Gleichanteils die Spannung und der Strom gemessen und mittels FFT die Impedanzkurve ermittelt. Aus dieser liest man den Wert bei der Resonanz aus und erhält den R_{DC} -Wert.

Das Problem dabei ist, dass sich diese Frequenz bei der Erwärmung ändert und man somit immer die Resonanzfrequenz bestimmen muss. Dazu muss der

Phasennulldurchgang detektiert werden, was kein leichtes Unterfangen ist, da man in einem breiten Frequenzbereich einen sehr hohen Signal-Stör-Abstand benötigt.

3.1.4. Gewählte Messmethode

Bei dieser Arbeit wurde die Messung mit einem Pilotton bei niedriger Frequenz gewählt. Die Methode mit der parallelen Gleichstrommessung wurde aufgrund ihres erhöhten Hardwarebedarfs ausgeschlossen. Bei der Auswertung aus der Impedanzkurve wurden beide Möglichkeiten getestet und aufgrund des breitbandigen SNR-Bedarfs die Auswertung bei der Resonanz ausgeschlossen. Die Auswertung bei einer tiefen Frequenz benötigt nur einen einzelnen Pilotton mit wenig Leistung und verfälscht damit das Ergebnis deutlich weniger.

3.2. Strommessung

Um die Impedanzkurve eines Lautsprechers messen zu können, ist die Spannung am Lautsprecher und der Strom der durch ihn fließt notwendig. Die Spannung lässt sich mit herkömmlichen Messgeräten leicht messen, der Strom hingegen muss zuerst in eine Spannung umgewandelt werden, die dann gemessen werden kann. Hier wurden 2 verschiedene Methoden untersucht, die im folgenden Teil kurz erklärt werden und später im Kapitel **Error! Reference source not found.** verglichen werden.

3.2.1. Strommessung über einen Shunt-Widerstand

Bei Serienschaltung eines reellen Widerstands zu einem Lautsprecher entsteht daran ein Spannungsabfall, der dem Strom durch den Lautsprecher entspricht. Somit wird eine stromproportionale Spannung erreicht, die mit herkömmlichen Messinstrumenten messbar ist und bei bekanntem Widerstand in einen Strom umgerechnet werden kann.

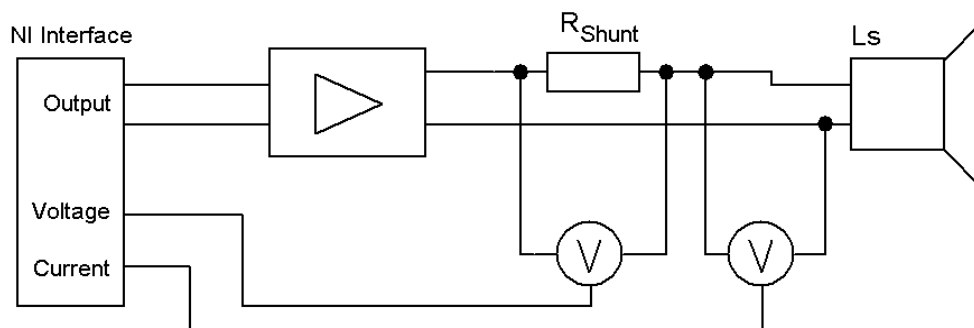


Abbildung 8: Strommessung mit einem Shunt-Widerstand

Problematisch dabei ist, dass sich die Ausgangsspannung auf den Lautsprecher und den Shunt-Widerstand aufteilt und somit nicht mehr die gesamte Ausgangsspannung

am Lautsprecher liegt. Darum muss ein Korrekturfaktor gemessen werden, der die Ausgangsspannung dementsprechend verstärkt. Außerdem muss die Erwärmung des Shunt-Widerstands bei großen Strömen bedacht werden, weshalb ein Leistungswiderstand zur Anwendung kommt.

3.2.2. Stromausgang des Verstärkers

Bei diesem Projekt wurde ein Leistungsverstärker der Firma G.R.A.S verwendet, welcher neben der Signalverstärkung auch einen Stromausgang hat, der eine Spannung liefert, die dem Ausgangsstrom proportional ist. Dieser Verstärker arbeitet intern auch mit einem Shunt-Widerstand, dieser hat jedoch einen viel kleineren Wert und wird mittels zusätzlichen Verstärkerschaltungen auf ein messbares Spannungspotential gebracht.

3.2.3. Gewählte Strommessung

Auf den ersten Blick wirkt es viel einfacher den Stromausgang des Verstärkers zu verwenden, da jedoch dieser Ausgang einige Probleme verursacht, wurde die Methode des externen Shunt-Widerstands gewählt. Dadurch muss zwar die Ausgangsspannung mittels Kalibrierprozedur korrigiert werden, jedoch liefert dieses Verfahren verlässlichere Ergebnisse.

3.3. Ermittlung der Impedanzkurve

Für die Ermittlung der Impedanzkurve eines Lautsprechers gibt es verschiedene Varianten. Es wurde hier die 2-Kanal FFT-Analyse verwendet welche folgendermaßen funktioniert. [3]

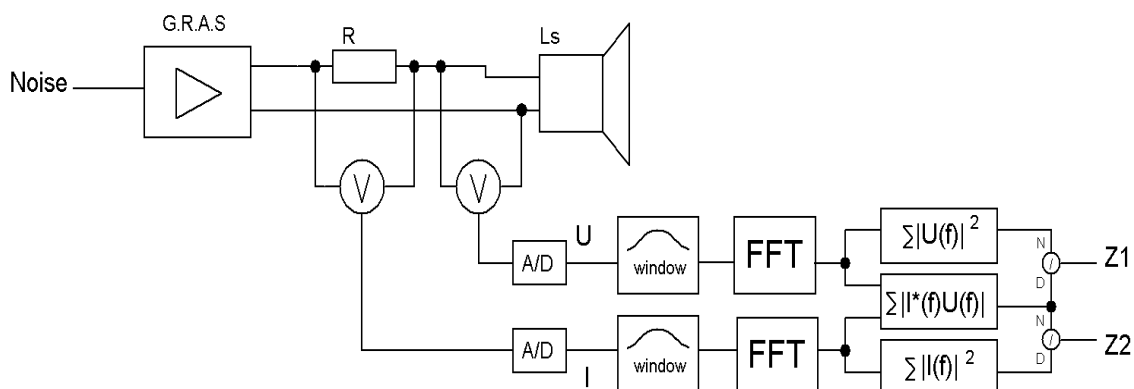


Abbildung 9: Messung der Impedanzkurve

Um die Impedanz messen zu können, muss der Lautsprecher mit einem Signal belastet werden, welches möglichst alle Frequenzen enthält. Bei einer Frequenz mit zu geringem Pegel, entsteht sonst ein zu geringer SNR und das Ergebnis wird

ungenau. Falls trotzdem ein Signal mit geringem Pegel verwendet werden soll, muss über mehrere Zyklen gemittelt werden.

Es wird einerseits die Klemmenspannung, andererseits auch der Strom durch den Lautsprecher gemessen. Dieser wird blockweise mit einem Fenster skaliert und mittels FFT in den Frequenzbereich transformiert. Um auch im tiefen Frequenzbereich eine ausreichende Auflösung zu erreichen, muss die Blockgröße im Zeitbereich lang genug sein. Das Fenster verringert die Transienten im Zeitbereich und verhindert somit Artefakte im Frequenzbereich, wobei auf die optimale Größe und Art des Fensters zu achten ist.

Anschließend werden die Spektren der Spannung und des Stroms autokorreliert und gemittelt.

$$G_{UU}(f) = \frac{1}{n} * \sum_n |U(f)|^2$$

$$G_{II}(f) = \frac{1}{n} * \sum_n |I(f)|^2$$

Zusätzlich wird die Kreuzkorrelation der beiden Signale gebildet.

$$G_{UI}(f) = \frac{1}{n} * \sum_n U^*(f) * I(f)$$

Die Autokorrelationen beinhalten die Leistung des Signals und des Rauschens und sind rein reellwertig. Die Kreuzkorrelation beinhaltet hingegen nur die Leistung des Signals und das unkorrelierte Rauschen wird über die Mittelungen immer weniger.

Die komplexe Impedanzkurve ist folgendermaßen definiert:

$$Z(f) = \frac{U(f)}{I(f)}$$

Durch Erweitern kann diese Beziehung auch durch die Korrelationen ausgedrückt werden.

$$Z_1(f) = \frac{U(f) * I^*(f)}{I(f) * I^*(f)} = \frac{G_{UI}(f)}{G_{II}(f)} \quad \text{oder}$$

$$Z_2(f) = \frac{U(f) * U^*(f)}{I(f) * U^*(f)} = \frac{G_{UU}(f)}{G_{UI}(f)}$$

Bei idealen Messungen ohne Rauschen würden beide Berechnungen zum selben Ergebnis führen. Falls das Rauschen eher beim Ausgang auftritt, führt Variante 1 zu einem besseren Ergebnis, ansonsten Variante 2.

In dieser Arbeit soll jedoch mit jedem Signal gemessen werden können. Dadurch kann nicht bei allen Frequenzen ein ausreichender SNR gewährleistet werden. Deshalb wird ein Pilotton zum Signal addiert und die Impedanzkurve wird auch nur bei der Frequenz des Pilottons ausgewertet, wodurch ein ausreichender SNR sicher gestellt ist.

4. Simulation

Um mögliche Fehlerquellen auszuschließen, wird die Messprozedur davor mit einer Simulation getestet. Es wird dazu eine Simulationsfunktion verwendet, die gegebene Thiele-Small Parameter in Filterkoeffizienten umrechnet. Diese können dann wiederum in Matlab leicht verwendet werden um aus einem Spannungssignal das dazugehörige Stromsignal zu berechnen.

Es wurden die Thiele-Small Parameter von einem Handylautsprecher verwendet:

$$M_{ms} = 94.3 \cdot 10^{-6} \text{ kg}$$

$$C_{ms} = 0.0042 \text{ m/N}$$

$$R_{ms} = 0.064 \text{ kg/s}$$

$$R_e = 7.18 \text{ } \Omega$$

$$L_e = 0.5 \text{ mH}$$

$$B_l = 0.72 \text{ Tm}$$

4.1. Impedanzkurve

Um eine komplette Impedanzkurve zu ermitteln, wurde separat zu bestimmten Frequenzen ein Sinussignal eingespeist und der Strom dazu simuliert. Die Simulation erfolgte über den gesamten relevanten Frequenzbereich, der einer FFT-Analyse der Impedanzkurve ähnlich ist.

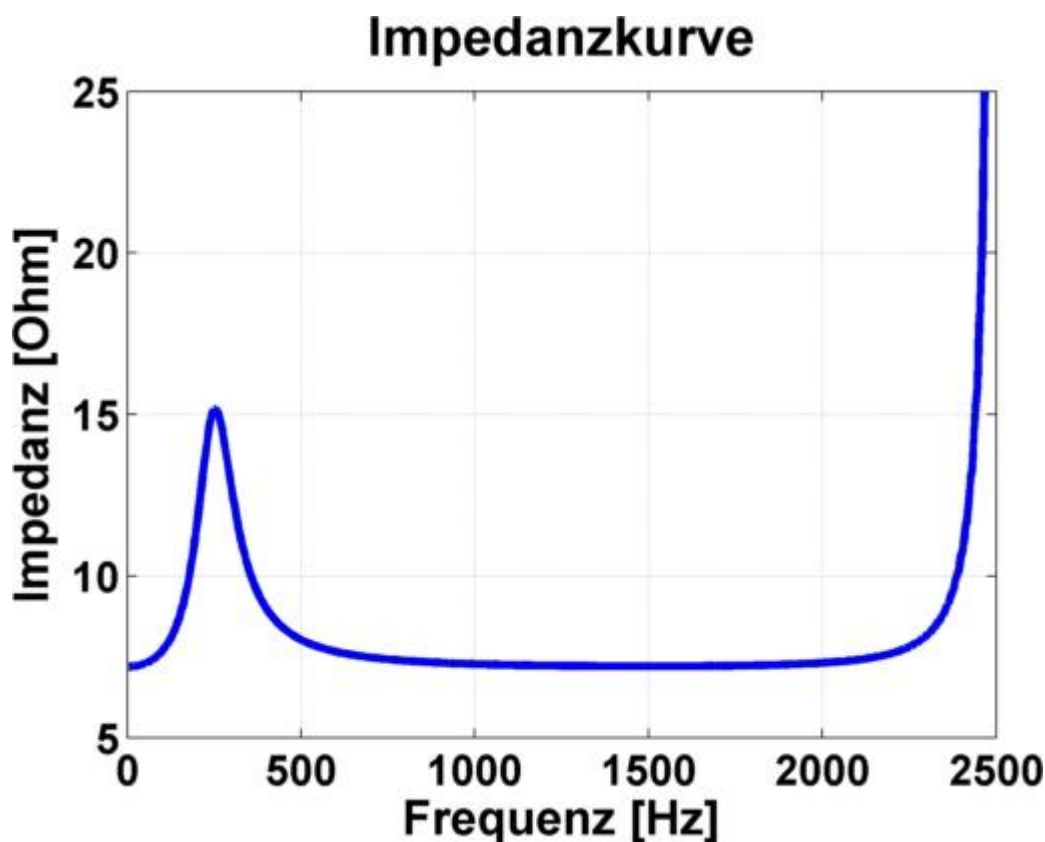


Abbildung 10: Impedanzkurve eines Lautspecher bei einer Simulation mit MATLAB

Es wurde die Spannungs- und Stromkurve mit einem Hann Fenster zu 0,1% multipliziert und daraus eine FFT mit 2^{10} (=1024) Punkten berechnet. Anschließend wurde wie oben beschrieben mittels Korrelationen die Übertragungsfunktion berechnet. Daraus wurde jedoch nur die Frequenz ausgelesen, bei der auch ein Signal aufgetreten ist, da bei den anderen Frequenzen nur Randeffekte durch das Hann Fenster auftreten.

Die Impedanz kann sehr schön und ohne Störungen gemessen werden. Hier sieht man auch deutlich bis zu welchen Frequenzen noch der R_{DC} gemessen werden kann.

$$R_{DC}=7,18 \Omega$$

Frequenz [Hz]	Impedanz [Ω]
4,8	7,197
9,7	7,195
14,6	7,189
19,5	7,214
24,4	7,209
29,2	7,217
34,1	7,245

5. Messung mit National Instruments Interface

5.1. Messaufbau

Für den Messaufbau wurden folgende Geräte verwendet:

- National Instruments USB-6216 Interface
- PC mit MATLAB mit Data Acquisition Toolbox
- Audio-Verstärker von G.R.A.S
- 1 Ohm Widerstand
- Lautsprecher

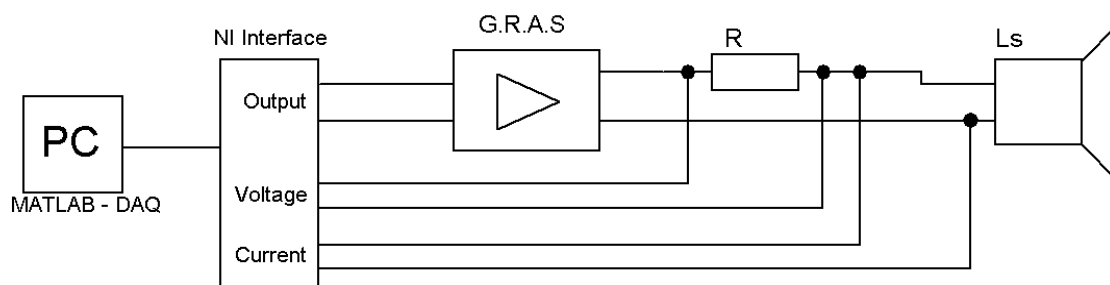


Abbildung 11: Blockschaltbilde des Messaufbaus

5.2. Probleme mit der Hardware

5.2.1. Speicherung des letzten Werts

Mit der NI gibt es ein Problem wegen eines Offsets.

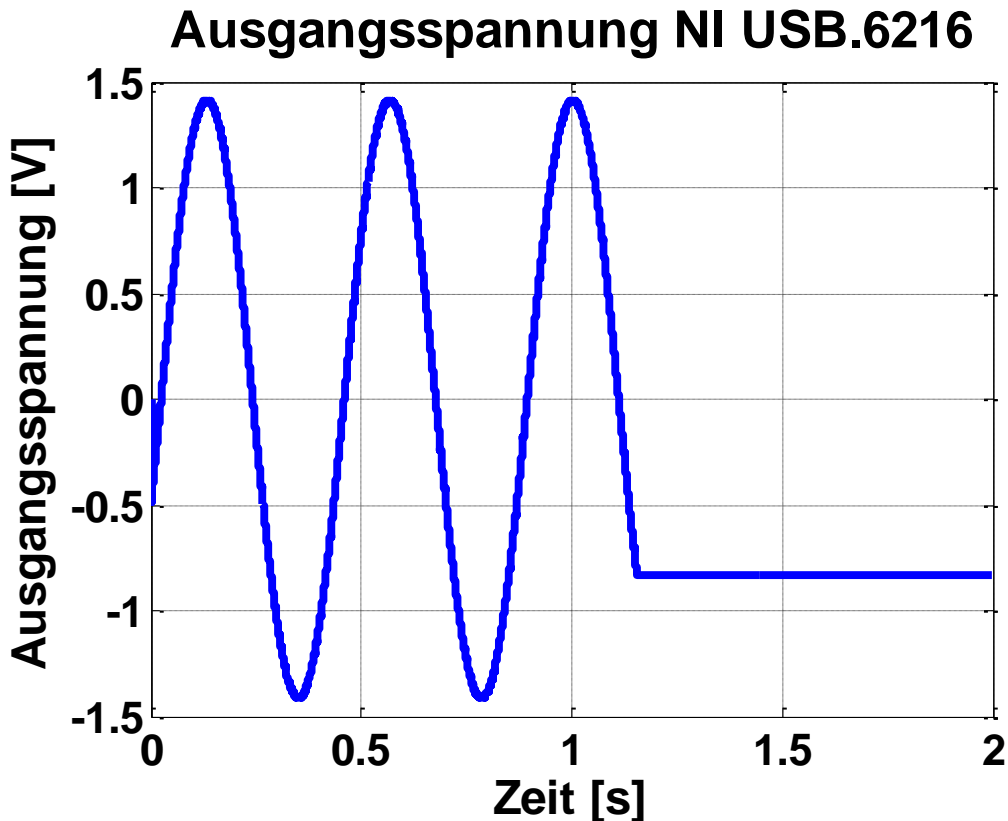


Abbildung 12: Ausgangsspannung mit NI USB-6216

Anscheinend merkt sich die NI Karte den letzten ausgegebenen Wert und behält ihn bis ein neuer Wert anliegt. Diese Spannung liegt auch zu Beginn des nächsten Messzyklus noch an und ist auch mit einem Multimeter messbar, in diesem Fall 38,8mV.

5.2.2. Trigger

Bei der Messung mittels Matlab und NI Karte entsteht auch ein Synchronisationsproblem, die Datenausgaben und das Einlesen erfolgt nämlich nicht gleichzeitig.

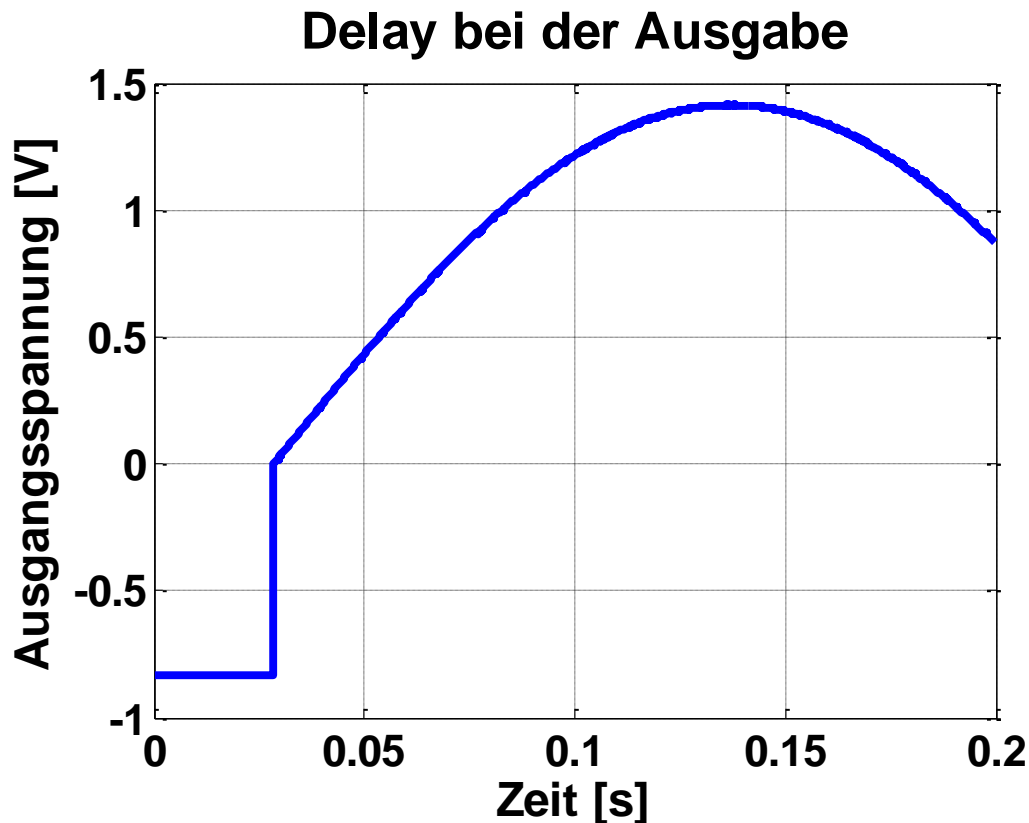


Abbildung 13: Auswertung des Delays bei Ausgabe mit NI USB-6216

Die Datenausgabe erfolgt erst ca. 15ms nach Beginn des Dateneinlesens. Übliche Werte der Delays von D/A- bzw. A/D-Wandler liegen im 100 μ s-Bereich. Daher kann ein Hardwareproblem ausgeschlossen werden, wodurch nur mehr ein Software- bzw. Ansteuerungsproblem in Frage kommt.

Sieht man sich die Zeiten der Trigger bei den Kanälen an, sind diese nahezu ident (Differenz von 100 μ s).

5.2.3. Vergleich der Methoden der Strommessung

Mit der in diesem Projekt verwendeten gibt es wie in 3.2 erklärt zwei Messmethoden, wobei der Leistungsverstärker zwei verschiedene Ausgänge für den Strommesskanal hat. Daher werden hier drei Arten miteinander verglichen:

- Current Output
- Monitor Output mit Einstellung Power Current
- Spannungsabfall über einen Shunt-Widerstand

Es wurde ein linearer Sweep an einen Lautsprecher und einen 1 Ohm Shunt-Widerstand angelegt. Dabei wurde mit allen drei Methoden gleichzeitig der Strom gemessen.

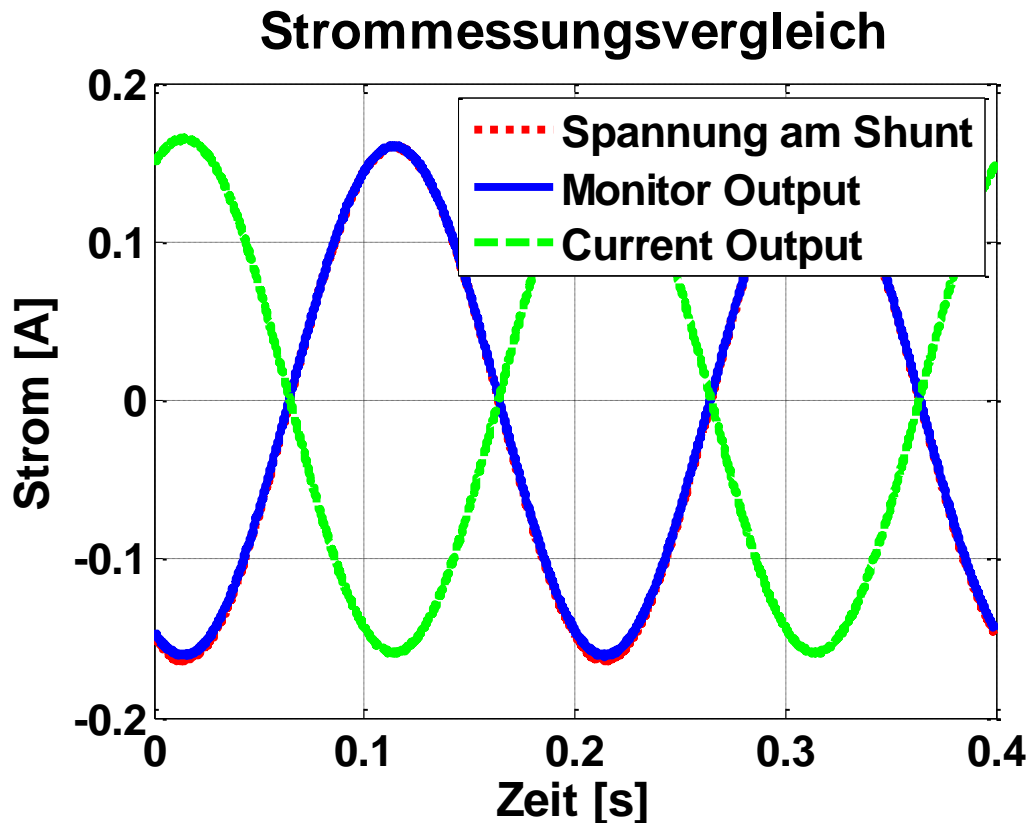


Abbildung 14: Strommessungsvergleich

Auf den ersten Blick sieht man sehr ähnliche Signale, jedoch nur mit unterschiedlichem DC Offset, wobei die Messung über den Shunt fast kein Offset hat, was eigentlich auch zu erwarten ist. Die anderen beiden Messungen haben einen großen Gleichanteil, der jedoch in umgekehrte Richtung zu sein scheint. Die Vermutung liegt nahe, dass ein invertierender Verstärker die beiden Signale unterscheidet.

Die Berechnung des Gleichanteils ergibt folgende Werte:

Shunt Widerstand: -0,0001 A
 Monitor Output: -0,0019 A
 Current Output: 0,0029 A

Bei anderen Messungen wurde zusätzlich noch ein kleines Delay des G.R.A.S-Verstärkers gemessen, das jedoch auch keine größeren Auswirkungen hatte.

5.2.4. Amplitudenermittlung des Pilotton

Bei der Höhe der Amplitude des Pilottons ist das richtige Verhältnis zu wählen. Umso kleiner die Amplitude, desto schlechter ist der Signal-Rausch-Abstand und somit die Genauigkeit der Messung. Andererseits bei einer hohen Amplitude ist die zusätzliche Leistung des Pilottons schon entscheidend und heizt den Lautsprecher zusätzlich zum eigentlichen Nutzsignal, was wiederum auch das Messergebnis verfälscht. Optimal wäre eine möglichst geringe Amplitude welche ausreichenden SNR bringt, aber noch in einem Leistungsbereich fällt, der thermisch keine Rolle spielt.

Die folgenden Diagramme zeigen die Erwärmung mit unterschiedlichen Amplituden des Pilottons. Damit soll die größtmögliche Amplitude ermittelt werden, wobei noch eine tolerierbare Erwärmung stattfindet und die kleinstmögliche Amplitude, wo noch genug SNR vorhanden ist um ein ausreichend genaues Ergebnis zu erzielen.

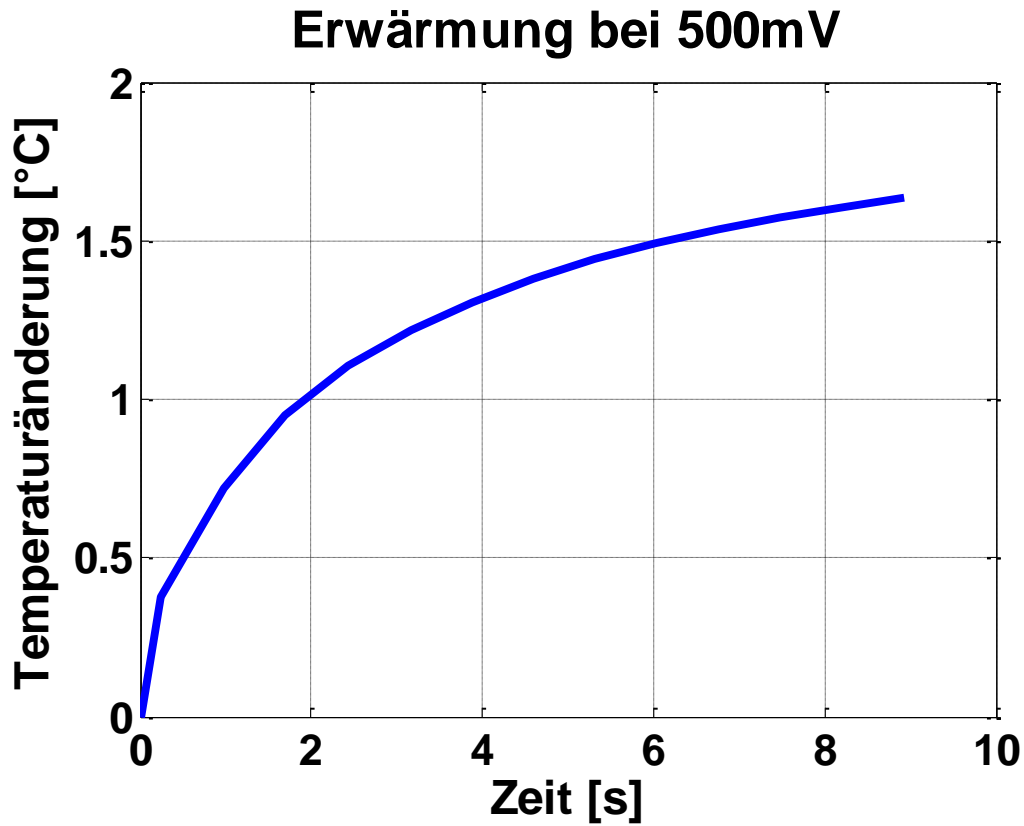


Abbildung 15: Erwärmung mit Pilotton von 500mV

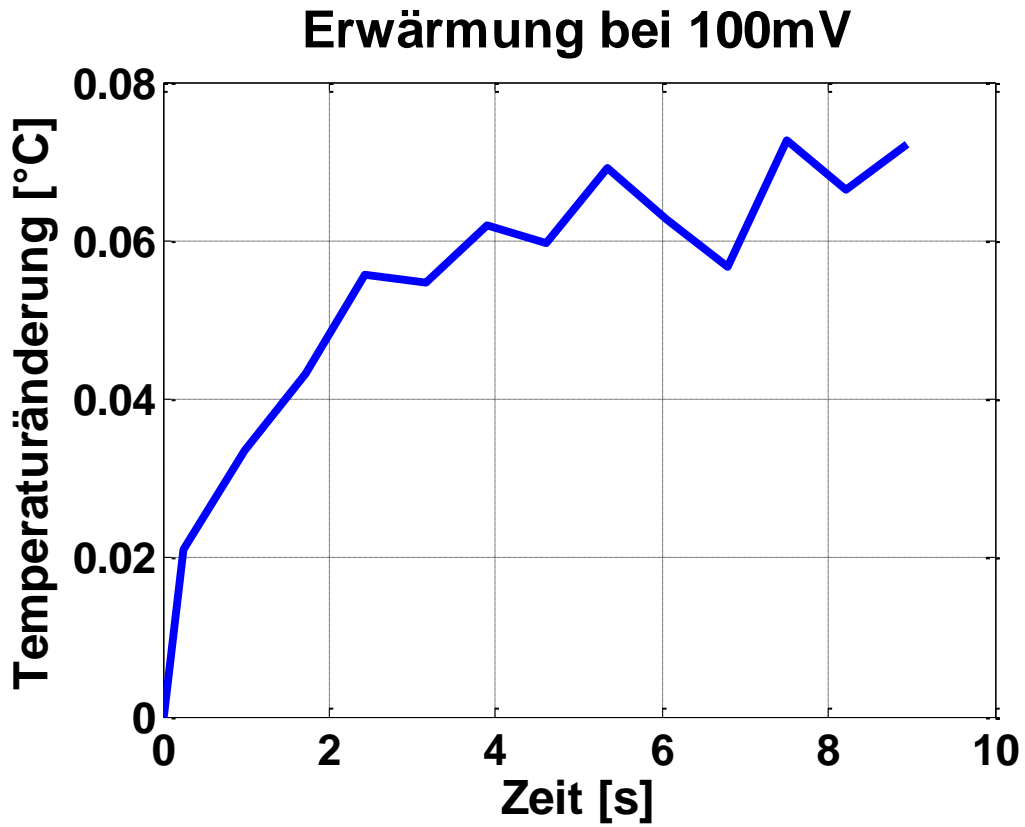


Abbildung 16: Erwärmung mit Pilotton von 100mV

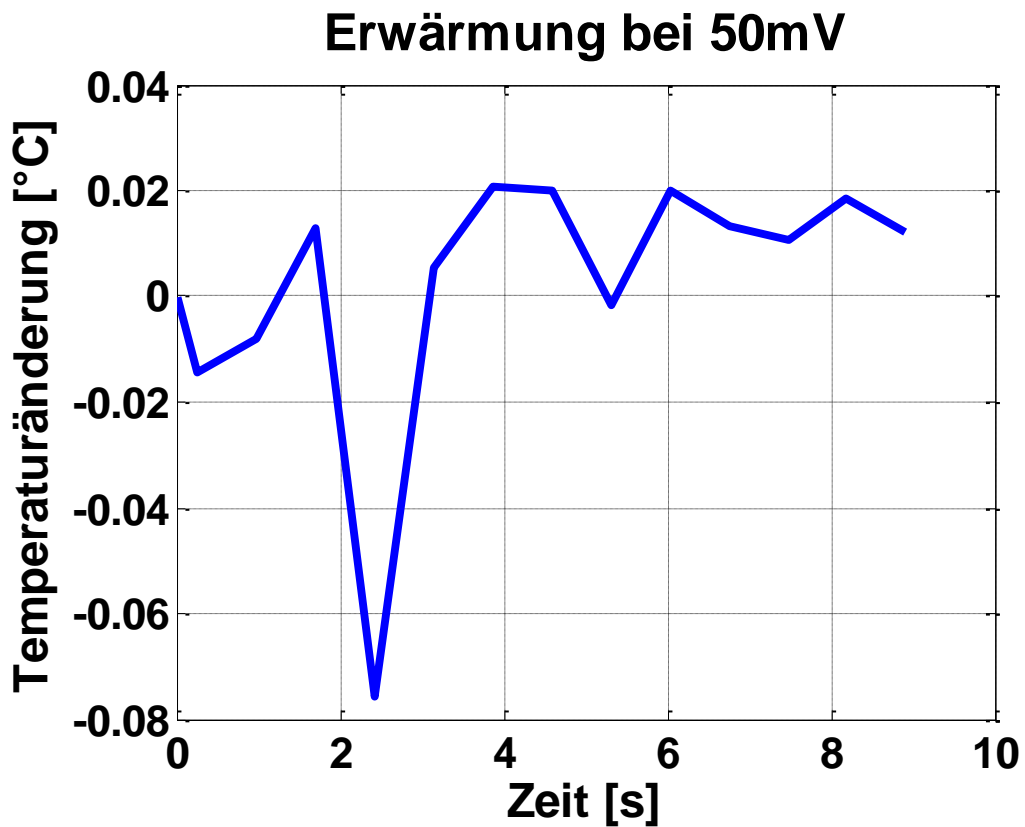


Abbildung 17: Erwärmung mit Pilotton von 50mV

Mit einem Pilotton von 500mV sieht man, dass eine Erwärmung stattfindet, die schon das Ergebnis markant verfälscht. Eine Amplitude von 50mV hingegen hat schon einen zu kleinen Signal-Stör-Abstand und liefert daher keine ausreichend genaue Messung. Daher wurde eine Amplitude von 100mV gewählt

5.2.5. Datenausgabe in einer Schleife

Um ein echtzeitähnliches System zu erzeugen, muss die Datenausgabe in Form von Blöcken erfolgen. Dazu werden kleine Zeitblöcke übergeben und separat ausgegeben. Dies wird in Form von Schleifen abgearbeitet.

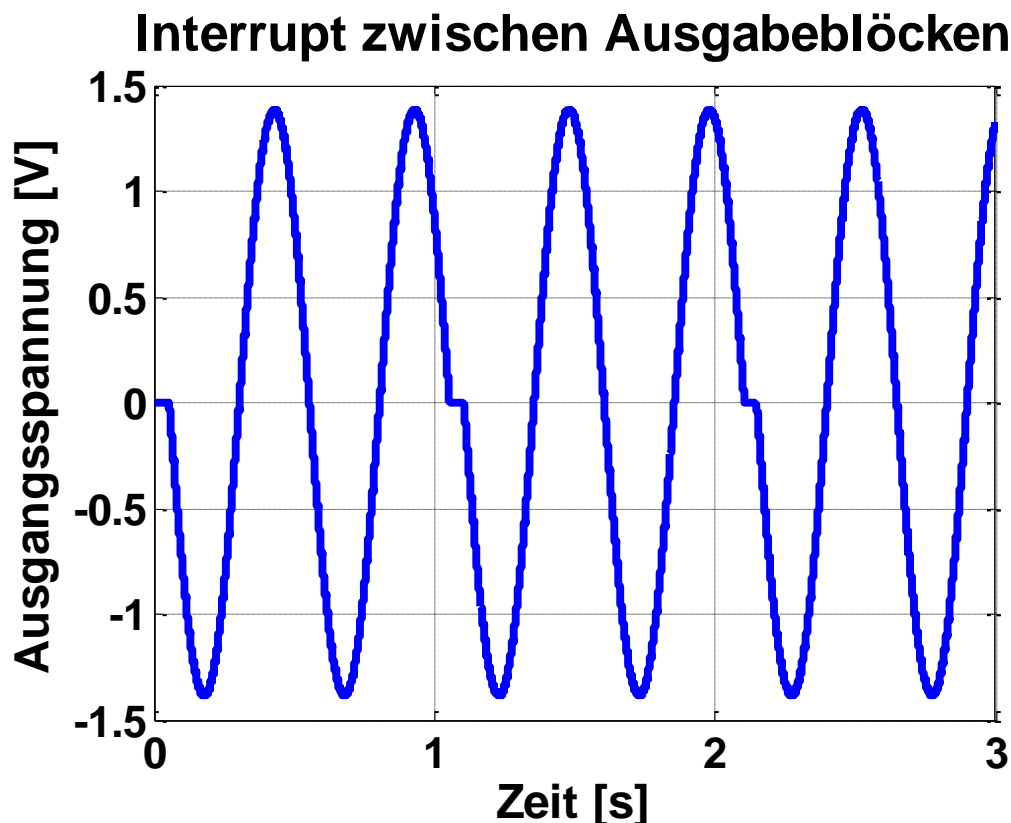


Abbildung 18: Ausgabe von 3 Zeitblöcken a 1 Sekunde bei 2 Hz

Hier wurden 3 Zeitblöcke bei niedriger Frequenz ausgegeben. Bei genauerer Betrachtung ist zu sehen, dass die Dauern der Interrupts nicht ident sind.

Zusätzlich wurde der Versuch auch bei höherer Frequenz durchgeführt. Die Ausgabe erfolgte mit einer Schleife, die bei jedem Durchlauf 1 Sekunde lang einen 3 kHz Ton ausgab.

Interrupt zwischen Ausgabeblocken

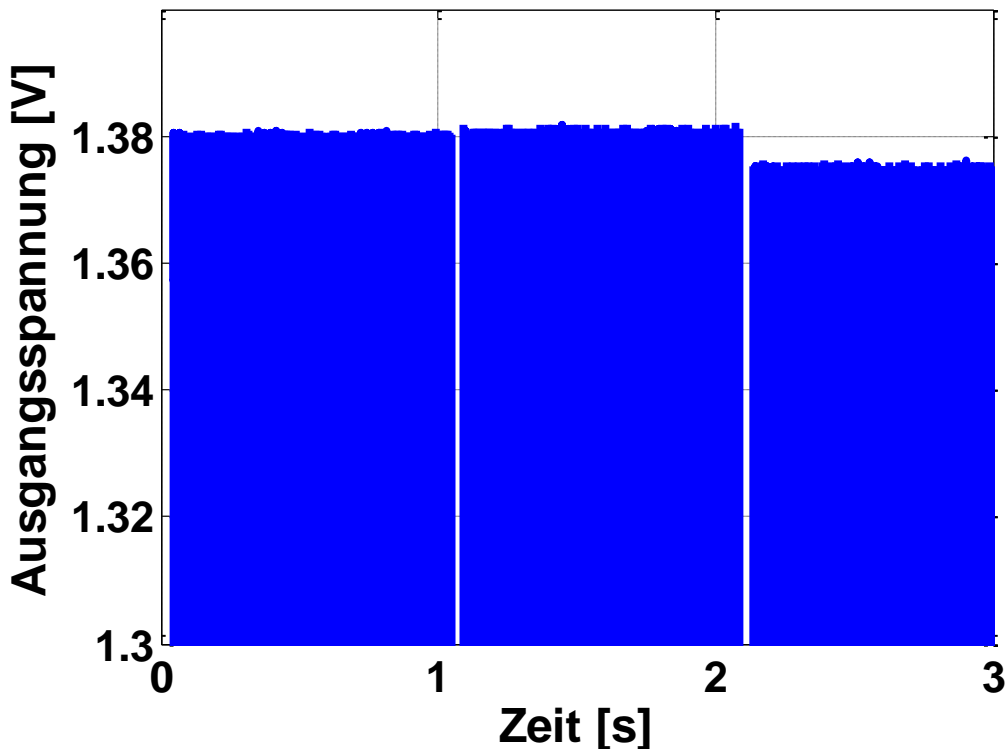


Abbildung 19: Ausgabe von 3 Zeitblöcken a 1 Sekunde bei 3 kHz

Beim Zoom kann man die genaue Länge der Pause sehen. Bei diesem Durchgang schwankt der Wert zwischen 45 und 76 ms.

Ein anderer Effekt ist, dass bei jedem Ausgabeblock die Spitzenwerte des Sinus‘ unterschiedlich sind. Es schwankt zwar nur um 5 mV, jedoch ist es nicht wirklich erklärbar. Dieser Effekt tritt aber nicht bei jeder Frequenz auf, bei tiefen gar nicht und nahe der Nyquistfrequenz stark.

Um die Auswirkung der Pause zwischen den Blöcken möglichst klein zu halten, werden lange Blöcke von 1 Minute generiert, die „aufeinanderfolgend“ ausgegeben werden. Die Größe für die Ausgabe-Blöcke ist vom Speicher des Computers abhängig, da bei der Generierung von zu langen Signalen es sonst zu Speicherüberschreitungen kommen kann.

5.2.6. Hann-Fenstergröße

Um die Auswirkung der Transienten zu Beginn und am Ende zu verhindern, wird ein Hann Fenster mit dem Signal multipliziert. Dabei muss verifiziert werden über, wie viel Prozent des Signals sich das Fenster erstreckt.

1% Fenster:

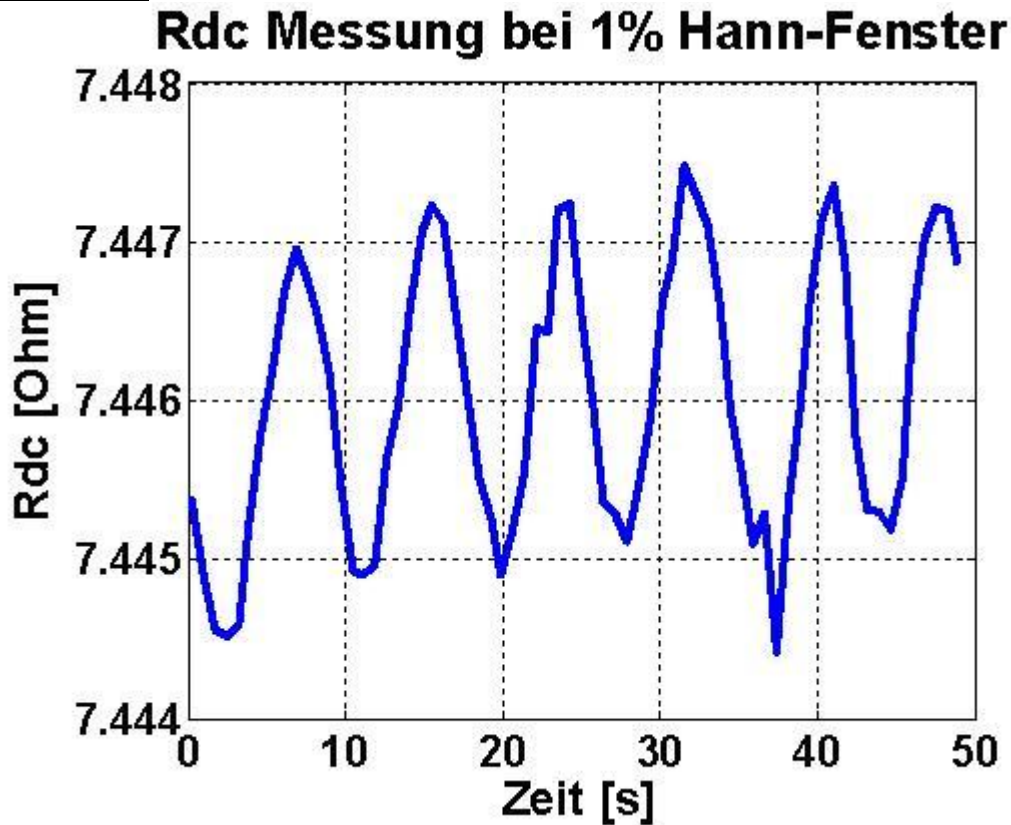


Abbildung 20: R_{DC} Messung mit einer Fensterung von 1%

0,1% Fenster:

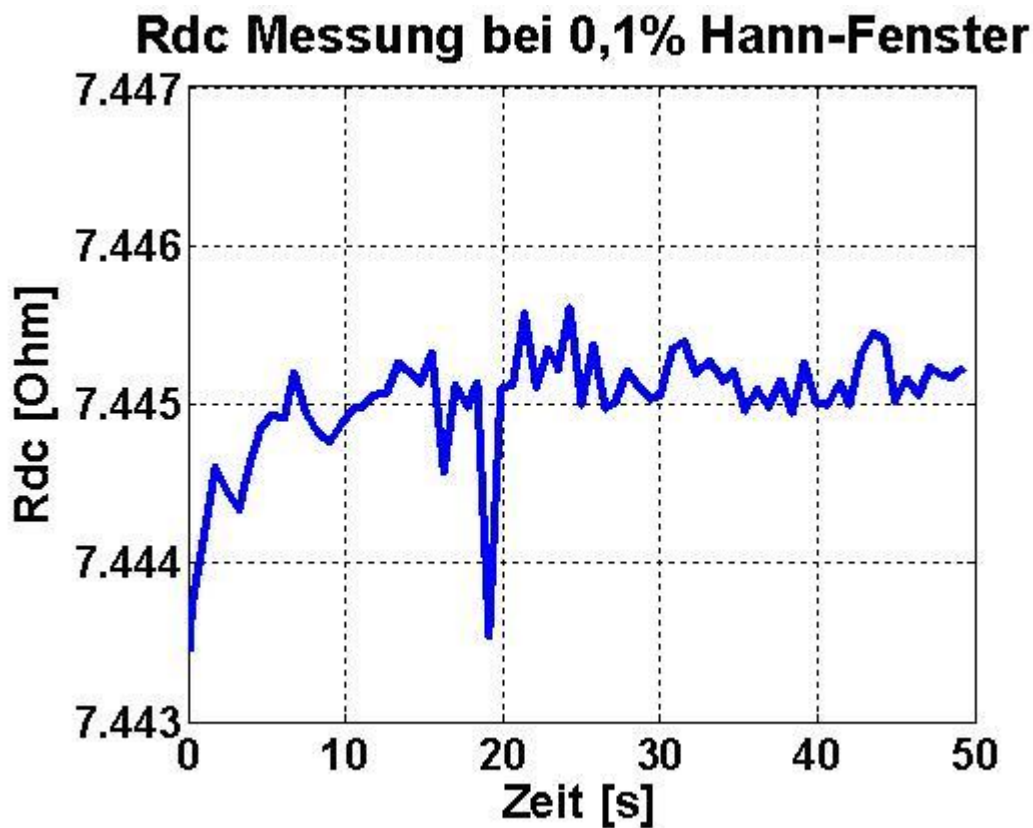


Abbildung 21: R_{DC} Messung mit einer Fensterung von 0,1%

Man sieht, dass bei kleinerem Anteil des Fensters die Welligkeit sinkt, daher wird ein kleiner Wert als default gewählt.

Grund für die große Welligkeit bei großer Fensterlänge liegt darin, dass sich die Maxima des Pilottons unterschiedlich im Fenster auswirken und sich daher die Energie verändert. Das würde zwar nichts ausmachen, weil man ja das Verhältnis von Spannung und Strom betrachtet und dort das Maximum gleich sein sollte. Das ist aber nicht der Fall, da der Strom in Abhängigkeit der Frequenz vor- bzw. nachsteilt und sich somit dieser Fehler unterschiedlich auswirkt.

Bei zu geringer Fenstergröße werden hingegen die Transienten problematisch und führen zur erhöhter Welligkeit. Eine andere Möglichkeit ist die Fensterfunktion über den kompletten Ausschnitt zu legen (50%), da sich dann die Phasenverschiebung aufhebt.

5.2.7. Messfehler bei der RDC-Bestimmung

Es wird generell ein ungenauer R_{DC} gemessen. In diesem Beispiel mit einem Lautsprecher, der einen wahren R_{DC} von $7,18\Omega$ hat, wird ein Wert von $7,8\Omega$ gemessen.

Um den Fehler zu verifizieren wurde eine Messung mit Gleichspannung durchgeführt und alle gemessenen Werte mit einem Fluke Multimeter kontrolliert, dabei wurden auch die Klemmenwiderstände mit berücksichtigt.

Gleichstromwiderstände mit Fluke gemessen:

$$R_{\text{Shunt}}=1,07\Omega$$

$$R_{\text{Speaker}}=7,18\Omega$$

$$R_{\text{Ges}}=8,24\Omega$$

Ausgangsspannung bei 100mV_{DC}

Multimeter	NI Eingang in Matlab	Differenz
97,59mV	97mV	0,59mV

Spannung am Shunt Widerstand bei unterschiedlichen Ausgangsspannungen:

Ausgangsspannung	Multimeter	NI Eingang in Matlab	Differenz
20mV	2,36mV	1,9mV	0,46mV
100mV	12,03mV	11,5mV	0,53mV
1V	118,3mV	118mV	0,3mV

Man sieht, dass eigentlich immer annähernd der gleiche Fehler auftritt. Bei der 1V Messung kann durch die Erwärmung des Widerstands während der Messung eine Ungenauigkeit aufgetreten sein.

Das Problem ist, dass die Genauigkeit der NI Karte nicht hoch genug ist. Der Eingang rauscht nämlich um etwa $200\mu\text{V}$ und die Ungenauigkeiten bewegen sich in diesem Bereich. Um dieses Problem zu lösen, bzw. das Ergebnis zu verbessern, müsste die stromproportionale Spannung vergrößert werden. Dazu gibt es mehrere Ansätze:

5.2.7.1. Shuntwiderstand vergrößern

Um die Spannung am Shunt zu vergrößern wird ein größerer Widerstandswert verwendet. Dadurch soll sich der Signalstörabstand bei der „Strommessung“ verbessern.

Es wird ein 18Ω Widerstand verwendet und bei 100mV Ausgangsspannung gemessen.

	R_{DC}	Multimeter	NI Eingang in Matlab	Differenz
20mV	$7,39\Omega$	13,8mV	13,2mV	0,6mV
100mV	$7,29\Omega$	70,3mV	69,6mV	0,7mV
1V	$7,25\Omega$	703,3mV	701,7mV	1,6mV

Hier sieht man deutlich, dass der Fehler zwischen den beiden Messungen zwar absolut gleich groß ist, jedoch relativ deutlich geringer. Daher wird bei größerer Spannung auch R_{DC} immer genauer.

5.2.7.2. NI Input Range auf $\pm 1\text{V}$ umstellen

Um das Rauschen des NI Eingangs zu verringern, wird ein kleinerer Bereich eingestellt. Die Messungen sind bei $R_{\text{Shunt}}=17,9\Omega$ durchgeführt worden.

	R_{DC}	Multimeter	NI Eingang in Matlab	Differenz
20mV	$7,35\Omega$	13,8mV	13,5mV	0,3mV
100mV	$7,243\Omega$	70,3mV	70mV	0,3mV
1V	$7,24\Omega$	703,3mV	702mV	1,3mV

Die Spannungsdifferenz zwischen Multimeter und NI Messung sind deutlich geringer. Die Ergebnisse beim R_{DC} sind aber immer noch nicht wirklich zufriedenstellend.

5.2.7.3. Zusätzliche Verstärkerschaltung

Eine weitere Möglichkeit die Spannung des Shunt-Widerstands zu vergrößern wäre eine zusätzliche Verstärkerschaltung, die hier aber noch nicht getestet wurde. Dies könnte in Zukunft bei zu geringer Messgenauigkeit noch erfolgen.

5.2.8. Vormessungsvergleich

Um herauszufinden auf welche Art und mit welchen Parametern die besten Ergebnisse bei der Vormessung zu erzielen sind, werden ein paar Messungen verglichen.

Vorher wurden die einzelnen Teile mit einem Multimeter gemessen und anschließend berechnet, welcher Wert bei der Messung mit der NI Karte heraus kommen sollte.

R_{DC} Sambo	7,45 Ω
R_{Shunt}	1,07 Ω
Leitungsstrippen	0,7 Ω

Daraus berechnet sich der zu erwartende Wert:

$$R_{erwartet} = R_{DC} + 3 \cdot R_{Leitung} = 7,66 \Omega$$

Leistung	Bin	Auswertung	Polung*	Messung 1	Messung 2	Messung 3	Mittelwert	Standardabweichung
3mW	1	abs	richtig	7,8283	7,8314	7,8376	7,832	0,005
3mW	2	abs	richtig	7,8104	7,8164	7,8193	7,815	0,005
3mW	1	abs	falsch	7,7938	7,7965	7,783	7,791	0,007
3mW	2	abs	falsch	7,8423	7,8251	7,8348	7,834	0,009
3mW	1	real	richtig	7,8499	7,8536	7,8505	7,851	0,002
3mW	2	real	richtig	7,8333	7,8339	7,8343	7,834	0,000
3mW	1	real	falsch	-9,9545	-9,9487	-9,9448	-9,949	0,005
3mW	2	real	falsch	-9,9856	-9,9890	-9,9921	-9,989	0,003
5mW	2	real	richtig	7,8392	7,8389	7,8381	7,839	0,001

* Polung der Spannungsmessung am Shunt Widerstand

Zuerst wurde verglichen, ob der Absolutbetrag oder der Realteil der Impedanz den besseren Wert liefert. Beim Bin 1 gibt es eigentlich keinen Unterschied zwischen den beiden Auswertungsmethoden, was ja auch zu erwarten war. Beim Bin 2 wird jedoch deutlich, dass es sinnvoller ist den Realteil auszuwerten. Theoretisch ist dieser Effekt klar, da der Realteil im Smith-Diagramm deutlich weniger mit der Frequenz steigt als der Absolutbetrag. Da dieses Ergebnis auch in der Praxis gilt, wird ab nun der Realteil betrachtet.

Wenn man den Realteil betrachtet, spielt jedoch auch die Polung bei der Messung eine Rolle. Daher sind die verpolten Realteile auch negativ. Zusätzlich kommt auch noch der Fehler hinzu, dass bei der zusätzlichen Berechnung der Shunt Widerstand nochmals subtrahiert statt addiert wird und somit der Wert auch verfälscht wird.

Interessant ist, warum auch beim Absolutbetrag die Verpolung der Spannungsmessung am Shunt Widerstand eine Veränderung bringt.

Die gewählte Variante ist somit die Auswertung des Realteils beim Bin 2. Hier wurde auch noch eine höhere Leistung des Pilottons getestet, was jedoch zu keinem besseren Ergebnis geführt hat. Daher bleibt es bei 3mW.

Es bleibt jedoch, dass selbst bei der Vormessung mit niedriger Leistung der Widerstandswert um $0,17 \Omega$ zu hoch gemessen wird.

5.2.9. Dauer der Vormessung

Wie in 6.15 erkannt, hat die Dauer der Vormessung bereits erheblichen Anteil auf die Genauigkeit der Messung. Umso länger die Messung, desto wärmer wird der Lautsprecher während dieser Zeit. Deswegen wird nun verifiziert bei welcher Länge die Vormessung die besten Ergebnisse liefert. Dabei ist die Auswertung immer bei 2^{14} Samples, was bei einer Sample Rate von 40kHz ungefähr 0,4s entspricht.

Dauer	Messung 1	Messung 2	Messung 3	Mittelwert	Standardabweichung
2s	7,8558	7,8556	7,8543	7,855	0,001
1s	7,8546	7,8547	7,8551	7,855	0,000
0,5s	7,8550	7,8538	7,8551	7,855	0,001
0,1s	7,8301	7,8280	7,8264	7,828	0,002
0,07s	7,8333	7,8349	7,8270	7,832	0,004
0,06s	7,8453	7,7594	7,8184	7,808	0,044
0,05s	7,7943	7,6956	7,7356	7,742	0,050
0,04s	7,2856	7,5290	8,3207	7,712	0,541
0,03s	3,8020	-1,1056	2,5487	1,748	2,550

Der zu erwartende Wert liegt wieder bei $7,66 \Omega$.

Bei längeren Dauern, wird zwar der Pilotton länger eingespielt, ausgewertet wird aber nur wieder die Dauer von 0,4s. Dauern darüber würden das Ergebnis verschlechtern, deswegen wurden diese nicht untersucht.

Wird nun nur ein Teil der Messung ein Pilotton eingespielt, hat das eine Verringerung der Erwärmung zu Folge, dafür verschlechtert sich der SNR immer mehr, weil nicht mehr die ganze Zeit ein Signalanteil bei der gewünschten Frequenzen vorhanden ist. Zu sehen ist dies deutlich bei den Parametern Mittelwert und Standardabweichung. Am Durchschnitt lässt sich die Erwärmung erkennen. Je näher er bei $7,66 \Omega$ liegt, desto weniger hat sich der Lautsprecher während der Messung erwärmt.

Die Standardabweichung gibt den SNR wieder. Umso höher der Wert, desto schlechter sind die Ergebnisse reproduzierbar, was auf den schlechten SNR zurückzuführen ist.

Bei der Änderung der Dauer von 0,07s auf 0,06s gibt es einen deutlichen Sprung in der Standardabweichung, aber keine große Verbesserung im Durchschnitt, deswegen wird die Dauer von 0,7s gewählt.

5.3. Vergleichsmessung

Um die Ergebnisse der Messungen zu vergleichen wurde mit einer anderen Messroutine eine Vergleichsmessung mit genau denselben Bedingungen durchgeführt. Diese Messroutine verwendet das Messinterface Audio Precision, das speziell für Audiozwecke entwickelt ist. Es wurde dafür der gleiche Lautsprecher mit demselben Testsignal verwendet.

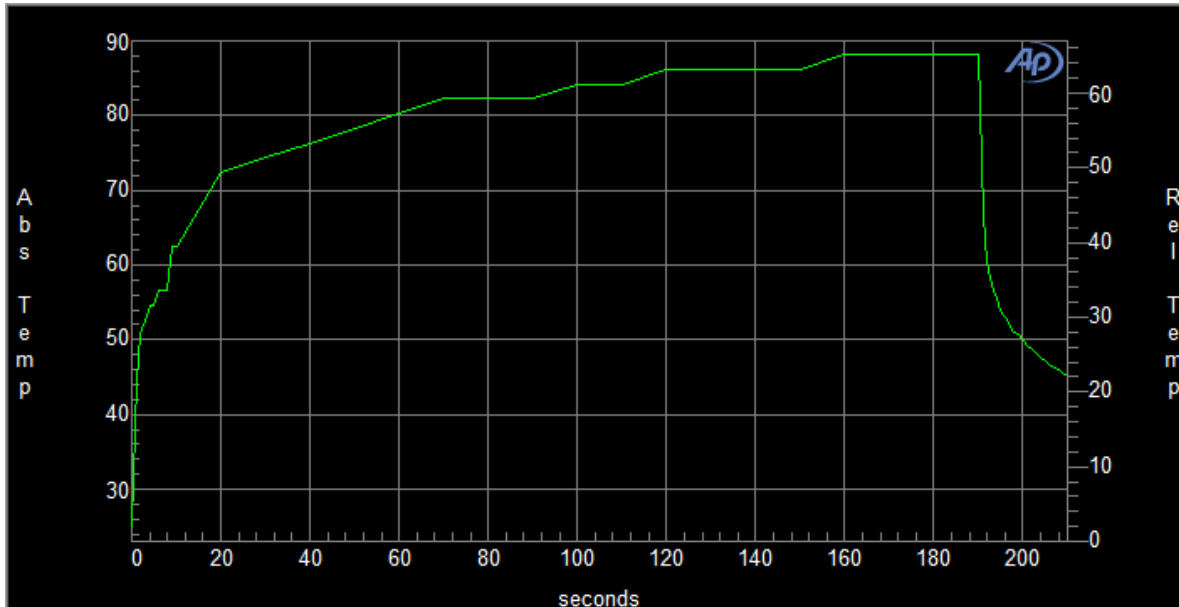


Abbildung 22: Vergleichsmessung der Erwärmungskurve mit Audio Precision

Das Problem bei dieser Messroutine ist die Umsetzung der Blockverarbeitung, da immer nur nach einem Ausgabeblock der Widerstandswert gemessen wird. Während der Messung des Widerstands liegt jedoch kein Testsignal an, wodurch in dieser Zeit eine Abkühlung stattfindet. Deswegen wird zu Beginn immer 1 Sekunde und ab 10 Sekunde immer 10 Sekunden lang der 3kHz Ton abgespielt und dazwischen wird eine herkömmliche 4-Draht-Messung zur Widerstandsbestimmung durchgeführt. Dadurch gibt es immer Pausen im Signal, welche das Ergebnis verfälschen. Zur groben Orientierung dient es jedoch um einen Vergleich zu ziehen.

Bei der Messung im Matlab wurde eine andere Klemmenspannung gemessen, da bei dem Shunt Widerstand auch ein Teil der Ausgangsspannung abfällt. Deswegen muss ein Korrekturfaktor eingeführt werden, der durch eine Kalibrierfunktion dann später immer neu eingestellt wird. Hier wird er händisch ermittelt.

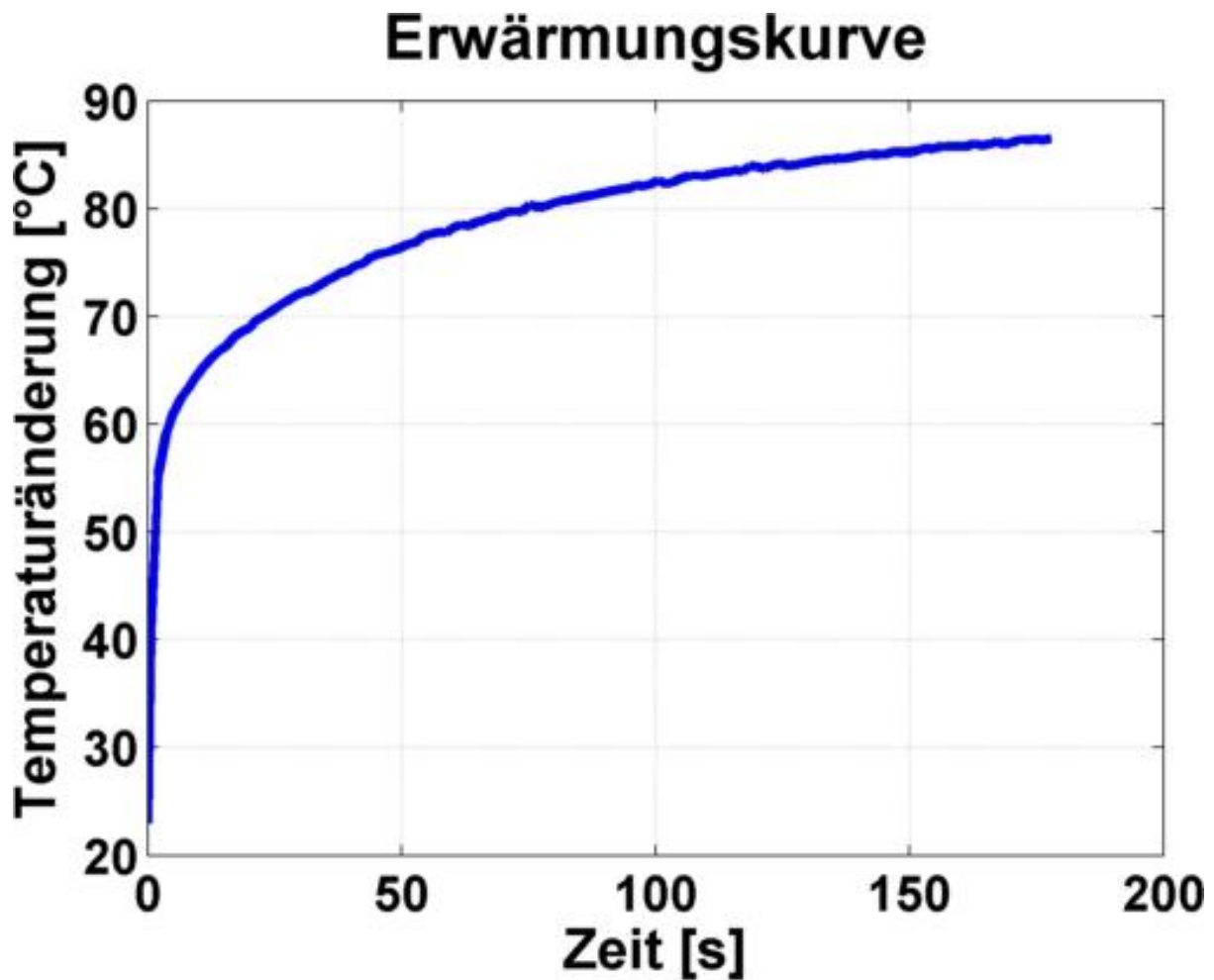


Abbildung 23: Erwärmungskurve des gleichen Lautsprechers mit der entwickelten Routine

Da man bei der Messung im AP auch nicht sicher sein kann, ob die Werte zu 100% stimmen und der Vergleich nur der groben Orientierung dient, kann man sagen, dass der Vergleich übereinstimmt.

6. Funktionsstruktur

Die Messung erfolgt mit einer Steuerung über Matlab. Dazu wurde der gesamte Ablauf in einzelne Funktionen aufgeteilt die folgendermaßen zusammenhängen:

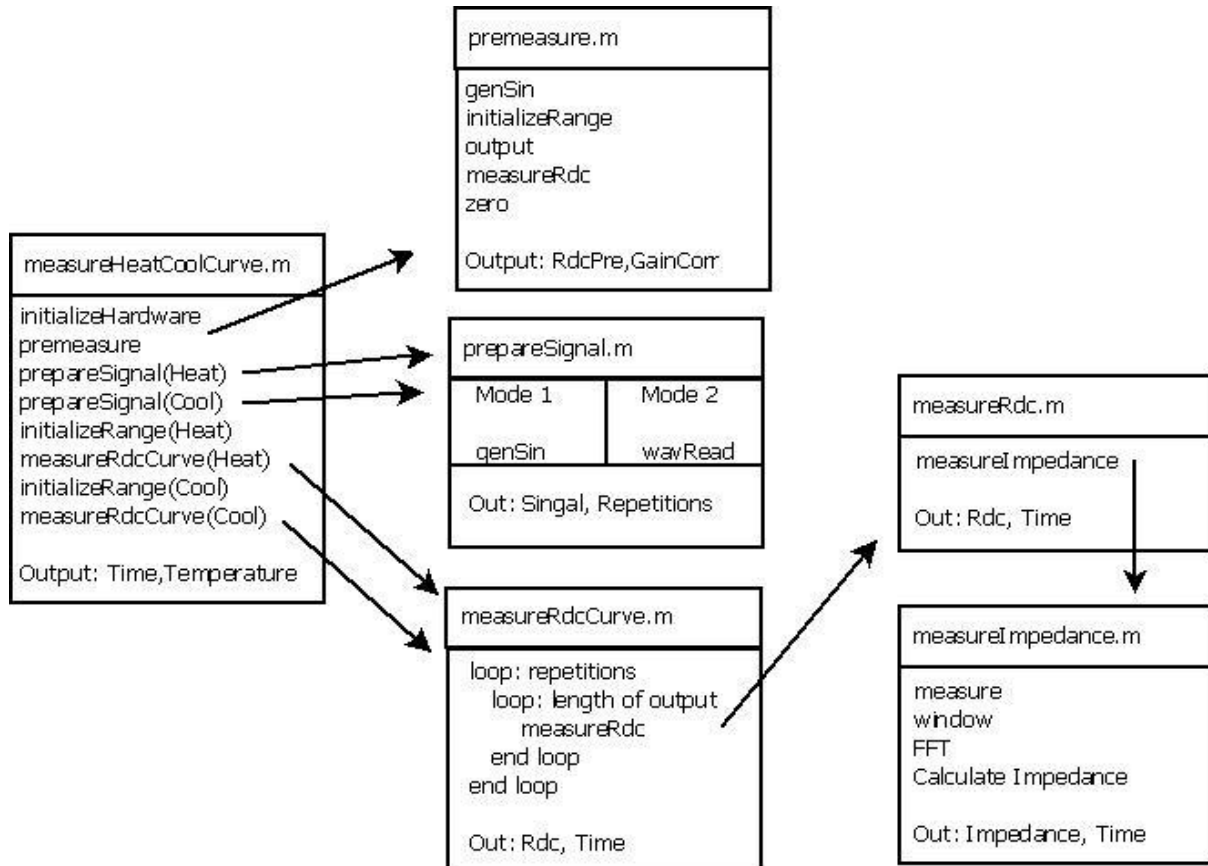


Abbildung 24: Aufbau der Funktionsstruktur

Zum Starten der Messung wird die Funktion `measureHeatCoolCurve.m` aufgerufen, die alle weiteren Schritte durchführt bzw. Funktionen aufruft. Nach dem Initialisieren der Hardware wird eine Vormessung mit der Funktion `premeasure.m` durchgeführt. Anschließend werden mit `prepareSignal.m` die Signale für die Erwärmungs- und Abkühlkurve vorbereitet. Mit `measureRdcCurve.m` wird eine Prozedur aufgerufen, die in mittels Schleifenbefehl die Funktion `measureRdc.m` aufruft um zu mehreren Zeitpunkten den Widerstandswert des Lautsprechers zu messen. Der R_{DC} wird aus der Impedanzkurve, die mit `measureImpedance.m` gemessen wird, ausgelesen. Anschließend wird nochmals `measureRdcCurve.m` für die Abkühlkurve aufgerufen, die dann dasselbe nochmals, jedoch ohne Testsignal, sondern nur mit Pilotton, durchführt. Danach werden die R_{DC} -Werte in Temperaturwerte umgerechnet und ausgegeben.

7.Anhang: Matlab-Funktionen

measureHeatCoolCurve.m

Beschreibung	Führt die gesamte Messprozedur inklusive Erwärmungs- und Abkühlkurve mit dem gewünschten Testsignal durch.	
Output	TimeHeat	Zeitvektor der Messung der Erwärmungskurve [s]
	TempHeat	Temperaturwerte der Erwärmungskurve [Ω]
	TimeCool	Zeitvektor der Messung der Abkühlkurve [s]
	TempCool	Temperaturwerte der Abkühlkurve [Ω]
Input	Mode	Gewünschter Modus, 1 für Messung mit einem Sinussignal, 2 für ein externes Wave-File
	RNom	Nominal-Widerstand des Lautsprechers [Ω]
	Alpha	Temperaturkoeffizient des Spulendrahts [Ω/K]
	Fs	Gewünschte Sample Rate [Hz]
	‚Frequency Sinus‘	Frequenz des generierenden Sinussignals [Hz] (Modus 1)
	‚Amplitude Sinus‘	Amplitude des zu generierenden Sinussignals [V] (Modus 1)
	‚Duration‘	Dauer der Messung mit Sinus (Modus 1)
	‚File‘	Adresse des Wave-Files (Modus 2)
	‚Gain‘	Verstärkungsfaktor für das Wave-File (Modus 2)
	‚Frequency Pilot‘	Frequenz des Pilottons [Hz]
	‚Amplitude Pilot‘	Amplitude des Pilottons [V]
	‚FrameLen‘	Länge des Analyse-Frames
	‚CoolingLength‘	Länge der Abkühlkurve [s]
	‚RShunt‘	Widerstandswert des Shunt-Widerstands [Ω]
	‚OutputBlockLen‘	Länge des maximalen Ausgabeblocks [s]
	‚Periods‘	Anzahl der Perioden, die bei der FFT analysiert werden
	‚WinRatio‘	Welcher Anteil des Frames mit einem Hann-Fenster überlegt wird
	‚AdjustmentCurve‘	Korrekturkurve, die man bei einer Vormessung bestimmt hat um die Fehler bei der Messung zu korrigieren

premeasure.m

Beschreibung	Führt eine Vormessung durch, die den R_{DC} im kalten Zustand misst und die Korrekturfaktor für die Ausgangsspannung bestimmt	
Output	RdcPre	R_{DC} im „kalten“ Zustand [Ω]
	GainCorr	Verstärkungskorrekturfaktor, der die Beziehung zwischen Ausgangsspannung und Klemmenspannung am Lautsprecher berücksichtigt
	‚UPre‘	Spannungsverlauf aus der Vormessung [V]
	‚IcPre‘	Stromverlauf aus der Vormessung [A]
Input	OutputObject	Initialisiertes Ausgabe-Objekt für das Interface
	InputObject	Initialisiertes Einlese-Objekt für das Interface
	InputChannels	Kanäle für die Messung

	UPilot	Amplitude des Pilottons [V]
	FPilot	Frequenz des Pilottons [Hz]
	PreMeasLen	Länge der Vormessprozedur
	RNom	Nominal-Widerstand des Lautsprechers [Ω]
	RShunt	Widerstandswert des Shunt-Widerstands [Ω]
	WinRatio	Welcher Anteil des Frames mit einem Hann-Fenster überlegt wird
	PilotBin	An welchem Bin der FFT der Pilotton ausgewerten (abhängig von der Framelänge)
	Fs	Gewünschte Sample Rate [Hz]

prepareSignal.m

Beschreibung	Bereitet das gewünschte Signal für die Messung vor, bzw. generiert es erst.	
Output	Signal	Fertiges Signal für die Messung
	Rep	Anzahl der Wiederholungen, die mit dem Signal durchgeführt werden sollen
Input	Mode	Gewünschter Modus, 1 für Messung mit einem Sinussignal, 2 für ein externes Wave-File
	AmplitudePilot	Amplitude des Pilottons [V]
	FrequencyPilot	Frequenz des Pilottons [Hz]
	GainCorr	Verstärkungskorrekturfaktor, der die Beziehung zwischen Ausgangsspannung und Klemmenspannung am Lautsprecher berücksichtigt
	OutputBlockLen	Länge des maximalen Ausgabeblocks [s]
	AddPar	Cell-Array mit den zusätzlichen Parametern aus der übergeordneten Funktion measureHeatCoolCurve.m

measureRdcCurve.m

Beschreibung	Misst den R_{DC} eines Lautsprechers in einer Schleife, um eine Kurve darstellen zu können	
Output	Rdc	Die R_{DC} Werte der Messung [Ω]
	Time	Zeitvektor der Messung [s]
Input	Signal	Fertiges Signal für die Messung
	RdcPre	R_{DC} im „kalten“ Zustand [Ω]
	FrameLen	Länge des Analyse-Frames
	OutputObject	Initialisiertes Ausgabe-Objekt für das Interface
	InputObject	Initialisiertes Einlese-Objekt für das Interface
	RShunt	Widerstandswert des Shunt-Widerstands [Ω]
	WinRatio	Welcher Anteil des Frames mit einem Hann-Fenster überlegt wird
	PilotBin	An welchem Bin der FFT der Pilotton ausgewerten (abhängig von der Framelänge)
	Fs	Gewünschte Sample Rate [Hz]

measureRdc.m

Beschreibung	Führt eine Messung des R_{DC} durch	
Output	Rdc	R_{DC} Wert
	StartTime	Zeitpunkt des Beginns der Messung
	UTerminal	Klemmenspannungsverlauf der Messung
	Ic	Stromverlauf der Messung
Input	InputObject	Initialisiertes Einlese-Objekt für das Interface
	RShunt	Widerstandswert des Shunt-Widerstands [Ω]
	WinRatio	Welcher Anteil des Frames mit einem Hann-Fenster überlegt wird
	PilotBin	An welchem Bin der FFT der Pilotton ausgewerten (abhängig von der Framelänge)
	AdjustmentCurve	Korrekturkurve, die man bei einer Vormessung bestimmt hat um die Fehler bei der Messung zu korrigieren

measureImpedance.m

Beschreibung	Führt eine Messung der Impedanzkurve durch	
Output	Impedance	Impedanzkurve des Lautsprechers
	StartTime	Zeitpunkt des Beginns der Messung
	UTerminal	Klemmenspannungsverlauf der Messung
	Ic	Stromverlauf der Messung
Input	InputObject	Initialisiertes Einlese-Objekt für das Interface
	RShunt	Widerstandswert des Shunt-Widerstands [Ω]
	WinRatio	Welcher Anteil des Frames mit einem Hann-Fenster überlegt wird
	AdjustmentCurve	Korrekturkurve, die man bei einer Vormessung bestimmt hat, um die Fehler bei der Messung zu korrigieren

genSin.m

Beschreibung	Generiert ein Sinussignal mit einem Pilotton	
Output	Signal	Das gewünschte Sinussignal
Input	USin	Frequenz des generierenden Sinussignals [Hz]
	FSin	Amplitude des zu generierenden Sinussignals [V]
	UPilot	Frequenz des Pilottons [Hz]
	FPilot	Amplitude des Pilottons [V]
	OutputLen	Dauer des Signal [s]
	Fs	Sample Rate [Hz]

hann.m

Beschreibung	Generiert ein Hann-Fenster-Verlauf	
Output	out	Generiertes Signal
Input	length	Anzahl der Samples des generierten Signal

initializeHardware.m

Beschreibung	Initialisiert das National Instruments Interface USB-6216 mit der MATLAB Data Acquisition Toolbox	
Output	OutputObject	Initialisiertes Ausgabe-Objekt für das Interface
	InputObject	Initialisiertes Einlese-Objekt für das Interface
	OutputChannel	Ausgabekanal
	InputChannels	Messkanäle
	FsNew	Neue Sample Rate, mit der die Hardware arbeitet [Hz]
Input	Fs	Sample Rate [Hz]
	FrameLen	Länge des Analyse-Frames

initializeRange.m

Beschreibung	Initialisiert den richtigen Arbeitsbereich der Hardware	
Output	InputChannels	Messkanäle
Input	InputChannels	Messkanäle mit richtiger Bereichseinstellung
	OutputSignal	Signal für die Messung
	RNom	Nominal-Widerstand des Lautsprechers [Ω]
	RShunt	Widerstandswert des Shunt-Widerstands [Ω]

output.m

Beschreibung	Startet die Ausgabe des Signal	
Input	OutputObject	Initialisiertes Ausgabe-Objekt für das Interface
	Signal	Signal für die Messung

window.m

Beschreibung	Überlegt einen Teil des Signals mit einem Hann-Fenster	
Output	Output	Gefensterter Signal
Input	Input	Signal das gefenstert werden soll
	WinRat	Welcher Anteil des Frames mit einem Hann-Fenster überlegt wird

zero.m

Beschreibung	Gibt eine Reihe von Nullen aus	
Input	OutputObject	Initialisiertes Ausgabe-Objekt für das Interface

8. Literaturverzeichnis

[1] BUTTON Douglas J.: "*Heat Dissipation and Power Compression in Loudspeakers*" aus dem "Journal of the Audio Engineering Society", Vol. 40, No 1/2, 1992

[2] MUELLER Swen: "*Sweep Measurements*" aus dem "Journal of the Audio Engineering Society", Vol. 49, No 6, 2001

[3] GRABER Gerhard, WESELAK Werner: "Elektroakustik" Version 8.5, Skriptum zur gleichnamigen Vorlesung, TU Graz, 2010

[4] ZUCCATTI Carlo: "*Thermal Parameters and Power Ratings of Loudspeakers*" aus dem "Journal of the Audio Engineering Society", Vol. 38, No 1/2, 1990