

Aufbau einer robusten pneumatischen Volumensensorik für mobile Anwendungen

Diplomarbeit

durchgeführt von
Rainer Winzer

Institut für Elektrische Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung
der Technischen Universität Graz
Leiter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Georg Brasseur



Begutachter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Georg Brasseur
Betreuer: Dipl.-Ing. Dr.techn. Gert Holler

Graz, im März 2011

Kurzfassung

In dieser Diplomarbeit wurde ein Messaufbau verwirklicht, der die Füllmenge eines Tanks mittels pneumatischer Volumensensorik bestimmt. Diese Methode hat im Gegensatz zu den üblicherweise im Kfz-Bereich verwendeten Schwimmern zur Füllstandsmessung den Vorteil, dass sie das freie Volumen unabhängig von der Tankgeometrie misst und zugleich robuster gegen äußere Einwirkungen ist. Zur Bestimmung des Volumens müssen in einen geschlossenen Tank definierte Druckschwankungen eingepreßt werden. Dies erfolgt mit Hilfe eines Lautsprechers, der das Tankvolumen periodisch verändert. Im Rahmen der Arbeit wurde eine Hardware realisiert, die sowohl die Regelung des Lautsprechers wie auch alle relevanten Messaufgaben bewältigt. Da der Aufbau mobil einsetzbar sein soll, wurde die Versorgung der einzelnen Bauteile auf ein Spannungsniveau von 12V ausgelegt. Als Leistungsstufe für den Lautsprecher wurde eine Klasse D Endstufe an den geforderten Frequenzbereich angepasst. Da der verwendete Frequenzbereich (1 bis 30 Hz) nicht dem üblichen Betriebsbereich des Lautsprechers entspricht, ergibt sich ein nichtlineares Verhalten der Membranbewegung. Um systematische Messfehler durch diese Nichtlinearität zu vermeiden, wurde ein analoger Regler für die Steuerspannung des Lautsprechers entworfen, der eine sinusförmige Bewegung der Membran erzwingt. Die gesamte Messeinrichtung wurde für Funktionstests an einem herkömmlichen Kfz-Tank angebracht. Dabei erfolgten die Ansteuerung der Hardware sowie die Messdatenerfassung über eine Steuerkarte, die mit einem Personal Computer verbunden ist.

Abstract

In this diploma thesis a measurement system was realized, which detects the capacity of tanks exploiting a pneumatic sensing principle. The common method to measure the liquid level in vehicles is the flush type fluid inductor. In contrast, the implemented system measures the free volume and offers the advantage, that the geometry of the tank and external impact can't affect the result of the measurement negatively. In order to measure the volume, a pressure difference has to be created. This is done by using a speaker, which changes the tank volume periodically. During this thesis hardware for the speaker-controller and a board to measure all relevant physical quantities was built. The system serves mobile applications and therefore is the device designed for 12V DC power supply. The speaker uses a class-d power stage that was adapted to a utilized frequency range. The used frequency ranges from 1 to 30 Hz, which is not the common range of the speaker. Therefore a nonlinear membrane movement occurs. In order to avoid systematic errors in measurement caused by nonlinear membrane movement, an analog controller which corrects the signal of the speaker was designed. This controller enforces a sinusoidal movement of the membrane. The whole measuring system was developed for function tests on conventional vehicle-tanks. For this purpose, data acquisition and control are performed by a control card, which is connected with a Personal Computer.

Deutsche Fassung:
Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008
Genehmigung des Senates am 1.12.2008

EIDESSTÄTTLICHE 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 entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....

(Unterschrift)

Englische Fassung:

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

Danksagung

Diese Diplomarbeit wurde im Jahr 2010/2011 am Institut für Elektrische Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung an der Technischen Universität Graz durchgeführt.

Zu Beginn möchte ich mich bei meinen beiden Betreuern Rudolf Brunnader und Gert Holler für ihre Unterstützung bedanken, welche mir zu jeder Zeit mit hilfreichen Ideen und Anregungen zur Verfügung gestanden sind. Ebenfalls will ich meinen Dank an Bernhard Schweighofer und Hannes Wegleiter richten, die mir beim Entwurf der Hardware mit ihrer Erfahrung und wichtigen Tipps maßgeblich weitergeholfen haben. Ein Dank gebührt natürlich auch Werner Schwatz und Karl Lambauer, die mir mit ihren präzisen handwerklichen Fähigkeiten zur Seite gestanden sind. Für die Möglichkeit meine Diplomarbeit am institutseigenen Labor durchzuführen zu können und Geldmittel zur Beschaffung der Bauteile zur Verfügung gestellt bekommen zu haben möchte ich natürlich auch einen besonderen Dank an das Institut für Elektrische Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung richten.

An dieser Stelle auch einen herzlichen Dank an meine Eltern, ohne deren Unterstützung mein Studium nicht möglich gewesen wäre.

Graz, im März 2011

Rainer Winzer

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Theorie	3
2.1	Tank - Füllstandsmessung	3
2.1.1	Füllstandmessung mittels Schwimmer	3
2.1.2	Kapazitive Füllstandsmessung	4
2.1.3	Füllstandsmessung mit thermischen Verfahren	5
2.1.4	Füllstandsmessung mittels Schall- und Ultraschall	6
2.1.5	Füllstandsmessung mit optischen Verfahren	6
2.1.6	Füllstandsmessung mit Mikrowellen nach dem Radar-Prinzip	7
2.1.7	Füllstandsmessung mit vibrierenden Aufnehmer	7
2.1.8	Eigenschaften der Füllstandsmessungen	7
2.2	Massen -bzw. Volumenmessung	8
2.2.1	Füllstandsmessung über Kraft und Drucksensoren	8
2.2.2	Helmholtz-Resonator	9
2.2.3	Pneumatische Volumenmessung	11
2.3	Thermodynamische Grundlagen	12
2.3.1	Erster Hauptsatz der Thermodynamik	12
2.3.2	Spezifische Wärme	12
2.3.3	Adiabate/Isentrope	14
2.4	Lautsprechermodell	16
2.4.1	Lautsprecher in unendlicher Schallwand	16
2.4.2	Ersatzschaltbild nach Thiele und Small	19
2.4.3	Impedanzfunktion im geschlossenen Gehäuse nach THIELE und SMALL	22
2.4.4	Typische Übertragungsfunktion nach THIELE und SMALL	23
3	Implementierung einer pneumatischen Volumensensorik	25
3.1	Aufbau	27
3.2	Reglerentwurf	30
3.2.1	Vektorbasierte Regler	30
3.2.2	Regler mit Fast-Fourier-Transformation	32

3.2.3	Analoger Regler	34
4	Hardware	40
4.1	Lautsprecher	40
4.1.1	Charakteristika der umgebauten Lautsprecher	42
4.2	Verstärker	43
4.2.1	Mikrofonvorverstärker für MV 201	43
4.2.2	Class-d Verstärker von ELV	45
4.3	Platinen	47
4.3.1	Basisplatine	47
4.3.2	Mikrofoneingang	51
4.3.3	Differenzdrucksensor mit Sensorplatine	52
4.3.4	Thermoelement mit Sensorplatine	54
4.3.5	Sensorplatine mit Strom/Spannungsmessung	56
4.3.6	Platine für die induzierte Spannung	57
4.3.7	Analogplatinen	60
4.3.8	Analogregler	62
5	Messungen	65
5.1	Software zur Messdatenerfassung	65
5.2	Messen des Koppelfaktors der Lautsprecherspulen	66
5.3	Messen der Regelstrecke	67
6	Ausblick/Zusammenfassung	75
Anhang		77
	Literaturverzeichnis	77
	Abbildungsverzeichnis	81
	Tabellenverzeichnis	82
	Verwendete Laborgeräte	83
A	Elektroakustische Grundlagen	84
	Mechanische Grundlagen	84
	Umrechnung mechanischer Größen	86
	Elektromechanische Wandler	87
	Akustische Elemente	88
B	Layouts der Schaltungen	93

1 Einleitung

Vor über 50 Jahren hielt die Elektronik ihren Einzug in Kraftfahrzeugen. In den frühen Jahren war es die elektrische Zündung, welche uns die mühsame Arbeit des Ankurbelns erleichterte. Auch im Innenraum hat sich einiges getan. Elektrische Fensterheber, Zigarettanzünder, Radio oder sogar eine Sitzheizung sind in den meisten Autos Stand der Technik. In Sachen Sicherheit hat die Elektronik im Auto ebenfalls vieles bewegt. Antiblockiersystem, elektronische Fahrhilfe und Airbags haben dabei maßgeblich mitgeholfen. Man sieht, dass die Elektronik im Kraftfahrzeug nicht mehr wegzudenken ist. Es soll nun eine elektrische Applikation zum Zuge kommen, die eine alternative Tankmessung anbietet. Es handelt sich hierbei um eine pneumatische Volumensensorik. Wie zuvor die restlichen Innovationen, bietet sie eine Verbesserung des Automobils. Die meisten herkömmlichen Verfahren funktionieren indem sie den Füllstand des Tanks messen. Anders als die Füllstandsmethoden, misst die Applikation der pneumatischen Volumensensorik das freie Volumen, welches dem luftgefüllten Teil des Tanks entspricht.

Natürlich benötigt man das ganze Füllvermögen des Behälters, um am Ende die tatsächliche Menge des Mediums im Behälter zu erhalten. Um eine solche Messung überhaupt möglich zu machen, bedient man sich der Grundgleichungen der Thermodynamik. Dabei ist es notwendig im Tankraum eine Volumenänderung herbeizuführen. Strömt während der Volumenänderung kein Gas bzw. Sauerstoff aus dem Tankraum aus, so werden sich die Temperatur und der Druck im luftgefüllten und im gefüllten Teil des Tanks ändern. Die Volumenänderung, die Druckänderung und die Temperaturänderung sind schlussendlich jene Faktoren, die für die thermodynamischen Gleichung bekannt sein müssen, um das freie Volumen im Tank zu bestimmen.

Idealisiert betrachtet, kann ausgehend von der Gasgleichung dieser Prozess abgebildet werden. Dabei geht man davon aus, dass mit der Umgebung kein Energieaustausch stattfindet. Will man die thermodynamischen Gleichungen lösen, so wird ein Volumenunterscheid benötigt. Es wird also eine Vorrichtung eingerichtet, die eine Volumenänderung hervorruft. Aufgrund seiner Einfachheit und Verfügbarkeit bietet sich ein Lautsprecher an, welcher an den Tank angebracht wird. Um die Änderung der physikalischen Eigenschaften des Mediums zu detektieren, wird eine geeignete Sensorik benötigt. Sie misst die Temperatur und den Druck vor und nach dem Eingreifen des Lautsprechers. Sind alle Werte mit ausreichender Genauigkeit aufgezeichnet, so kann die Berechnung mit dem Modell der Thermodynamik gemacht werden. Dies funktioniert in diesem Aufbau mit einer Messkarte von National Instruments und könnte in späterer Folge auf einem Mikrocontroller geschehen.

Eine solche Messung ist überhaupt erst möglich, wenn der Lautsprecher im Tank mit einer Frequenz von 1 bis 30 Hz betrieben wird. Der Grund dafür ist, dass sich im Innenraum bei höheren Frequenzen Resonanzen ausbilden, die für dieses Modell ungeeignet sind. Wird der Lautsprecher im zuvor genannten Frequenzbereich betrieben, ergibt sich eine nichtlineare Membranbewegung, da weder der Lautsprecher noch der Verstärker für so einen Betrieb ausgelegt sind. Man will eine Membranbeschleunigung die bestmöglich der Vorgabe entspricht. Hierfür wird ein analoger Regler verwendet, der diese Abweichung vom Wunschverhalten behandeln soll.

In dem nachfolgenden Kapitel 2 (*Theorie*) werden die gängigen Methoden erläutert, die für eine solche Messung verwendet werden. Ebenso werden Grundlagen der Thermodynamik, ein entsprechendes Lautsprechermodell und akustische Modelle erläutert, die in der pneumatischen Volumensensorik zum Tragen kommen. Im Kapitel 3 (*Implementierung einer pneumatischen Volumensensorik*) wird gezeigt, wie der Aufbau realisiert wird und welche Bauteile sich für diesen Aufbau eignen oder nicht. Ebenso befasst sich dieses Kapitel mit dem Reglerentwurf für die Membran und beschreibt, warum dieser so wichtig für dieses Messverfahren ist.

2 Theorie

2.1 Tank - Füllstandsmessung

Die Erläuterung der bestehenden oder herkömmlichen Verfahren wurden in Anlehnung der Bücher [4] [6] in diesem Kapitel wiedergegeben.

Hier unterscheidet man zwischen zwei Arten der Messung des Tankvolumens. Die direkte Methode gibt unmittelbar die gesuchte Größe wieder. Unter der indirekten Methode versteht man Verfahren, anhand deren, mittels Messung einer oder mehrerer physikalischen Größen, auf die gesuchte Größe rückgeschlossen werden kann.

Da der Großteil der Methoden zur Mengenbestimmung im Tank über den Füllstand funktioniert, wird zuerst darauf eingegangen. Unter dem Begriff Füllstand versteht man den Höhenstand eines Gutes in einem Behälter. Das Gut kann aus Flüssigkeit, Schüttgut oder anderen ähnlichen Materialien bestehen. Der akkurate Füllstand eines Behälters wird ermittelt, um den Nutzinhalt festzustellen. Im Großteil der Fälle ist die Geometrie des Tanks bekannt und daher ist ein Bestimmen der Menge des Inhaltes möglich.

Füllstandssensoren im Kraftfahrzeug sind Sensoren, die eine kontinuierliche Messung durchführen und zur Verbrauchermittelung dienen. Diese Information wird später als Eingangsgröße zur Betriebsüberwachung verwendet. Um einen groben Überblick zu vermitteln werden als erstes die aktuell verwendeten Methoden erläutert und deren Funktionsprinzip betrachtet. Jene Erläuterung dient dazu, um zu zeigen, wo das Messprinzip der Volumensensorik ihre Vor- und Nachteile besitzt.

2.1.1 Füllstandmessung mittels Schwimmer

Diese Vorrichtung ist ein Höhenstandsmesssystem, bei dem ein Schwimmer als Messaufnehmer in die Oberfläche bzw. in die Trennschicht der Flüssigkeit eintaucht. Als Schwimmer werden vorwiegend kugel- oder linsenförmige Hohlkörper verwendet, deren spezifisches Gewicht geringer als das der Flüssigkeit ist und die somit auf der Oberfläche schwimmen.

Im einfachsten Fall wird der Schwimmer an einem Seil, einem Band oder einer Kette befestigt und läuft über eine Rolle oder ein Zahnrad. Für eine kontinuierliche Führung befindet sich am anderen Ende des Seils oder der Kette meist ein Gegengewicht, wie es in *Abbildung 2.1* zu sehen ist. Sowohl die Verschiebung des Gegengewichtes als auch der Drehwinkel der Führungsrolle sind proportional zur jeweiligen Flüssigkeitsstandänderung. Im Kraftfahrzeug, wird üblicherweise ein Stab

am Schwimmer angebracht. Der Messwert wird zunächst nur rein mechanisch übertragen. Am anderen Ende des Stabes befindet sich ein Potentiometer, welches die mechanische Kraft zur Beeinflussung der Potentiometerstellung verwendet. Aufgrund seiner Position stellt sich ein Widerstand ein, der ein Maß für die Füllmenge im Tank ist.

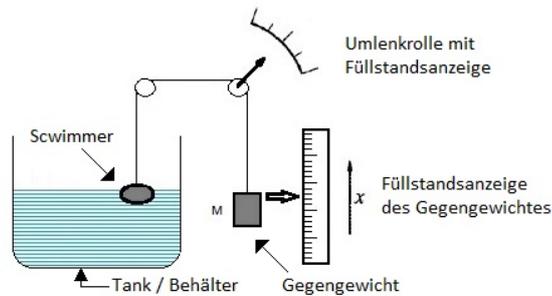


Abbildung 2.1: Füllstandsmessung mit Schwimmer

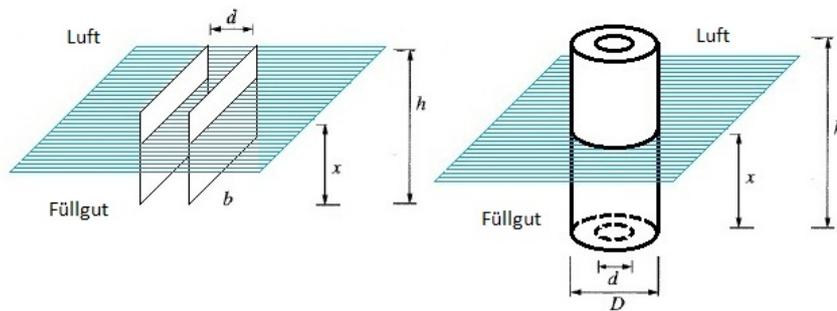
So einfach die Methode sein mag, hat sie viele Nachteile. Tanks, die im Kraftfahrzeug verbaut sind, erfahren Kräfteinwirkungen von außen. Fährt ein Auto über eine unruhige Straße, dann wirken sich die hervorgerufenen Vibrationen auf die Flüssigkeitsoberfläche im Tank aus. Durch diese Vibrationen kann es dazu kommen, dass der Schwimmer kurzzeitig abhebt und eine nicht korrekte Messgröße ist die Folge. Ein weiterer unerwünschter Effekt ist Schaumbildung des Füllgutes. Zum Beispiel neigt Diesel von Natur aus zur Schaumbildung, was eine inhomogene Oberfläche zur Folge hat, die bei diesem Messverfahren zu Ungenauigkeiten führt. Genauso beeinflusst die Temperatur das zu messende Medium. Betrachtet man das Volumen, das sich aus den zwei Teilvolumina (Füllgut und Luft) zusammensetzt, so besitzen die beiden Medien unterschiedliche Dichten ρ . Die Änderung der Temperatur beeinflusst die Eigenschaften der Medien und es kommt zur Veränderung der Auftriebskraft des Schwimmers und daher zur Veränderung der Eindringtiefe.

Die Schwimmermethode an sich besitzt einen sehr einfachen und übersichtlichen Aufbau. Wegen der Einfachheit und der geringen Elektronik, die benötigt wird, stellen sich sehr geringe Produktionskosten gegenüber anderen Verfahren ein. Vorwiegend im Kraftfahrzeug wird die Schwimmerstellung mit einem Potentiometer detektiert. Dabei entspricht der ganze Messhub der Versorgungsspannung und eine weitere Signalaufbereitung bleibt erspart. Die Einrichtung der Schwimmermethode ist robust gegen Temperaturveränderungen und besitzt einen weiten Messbereich. Jedoch kann die Schwimmermethode aufgrund der Eindringtiefe des Schwimmers nicht den ganzen Höhenstandsbereich des Tanks abdecken, da dieser bei geringem Füllstand am Tankboden ansteht.

2.1.2 Kapazitive Füllstandsmessung

Die kapazitive Füllstandsmessung ist zwar kein Verfahren, welches häufig Anwendung im Kraftfahrzeug findet, wird aber der Vollständigkeit halber kurz erläutert. Um auf das Füllvolumen eines Tanks

zu schliessen wird eine Kapazität als Maß für die Füllhöhe verwendet. Ein homogenes Füllgut ist die Voraussetzung für ein richtiges Messen, da Schwankungen der Permittivitätszahl ϵ_r das Ergebnis beeinflussen. Da das Füllgut in unserem Fall ein leitendes Medium ist, müssen die Pole eines Plattenkondensators mit einer dielektrischen Isolierschicht geschützt werden. Die Isolation beugt ein Kurzschließen des Kondensators vor. Oft werden einfach die Behälterwände und eine eingebaute Messsonde als Pole verwendet, die den Kondensator bilden. Eine weitere Ausführungsform der kapazitiven Füllstandsmessung ist der Zylinderkondensator. Dieser wird mit seinem offenen Ende senkrecht in die Flüssigkeit eingetaucht und gibt eine Kapazität wieder, die der Füllhöhe im Zylinder entspricht. Eine bildliche Darstellung beider Ausführungsformen ist in *Abbildung 2.2* zu sehen.



Formelzeichen	Beschreibung
A	Kondensatorplattenfläche
b	Breite der Kondensatorplatte
h	Höhe der Kondensatorplatte
d	Abstand der Kondensatorplatte / Innendurchmesser des Zylinderkondensators
ϵ_r	Permittivität des Füllgutes
x	Höhenstand des Füllgutes

Abbildung 2.2: Kapazitive Füllstandsmessung; Plattenkondensator bzw. Zylinderkondensator

Für die Gesamtkapazität ergibt sich für beide Ausführungsformen eine lineare Funktion des Füllstands x :

Plattenkondensator:

$$C_{PK} = \epsilon_0 \cdot A/d + \epsilon_0 \cdot (\epsilon_r - 1) \frac{b}{d} \cdot x \quad (2.1)$$

Zylinderkondensator:

$$C_{ZK} = \frac{2\pi}{\ln(D/d)} \cdot [\epsilon_0 \cdot h + \epsilon_0 \cdot (\epsilon_r - 1) \cdot x] = C_0 + C_x \quad (2.2)$$

2.1.3 Füllstandsmessung mit thermischen Verfahren

Wird ein Thermowiderstand mit konstanter Leistung aufgeheizt, hängt seine Temperatur (Eigenerwärmung) von der Wärmeableitung an das umgebende Medium ab. Beim Übergang von Gasen in

Flüssigkeiten nimmt die Wärmeübergangszahl stark zu und der Widerstand kühlt ab. Dies kann sowohl höhenkontinuierlich an ausgedehnten Widerstandsdrähten als auch diskret mit einer segmentierten Sonde mit einzelnen Widerständen über einen Multiplexer ausgewertet werden.

2.1.4 Füllstandsmessung mittels Schall- und Ultraschall

Diese Messung beruht auf der Laufzeit eines Schallimpulses oder einer Schallabsorption. Laufzeitverfahren arbeiten nach dem Prinzip des Echolots. Ein elektrischer Impuls wird durch einen am Behälterboden angebrachten piezoelektrischen Schwinger in einen Ultraschallimpuls umgewandelt. Dieser wird in eine Flüssigkeit ausgesendet und von der Grenzschicht (Flüssigkeit- Luft) teilweise reflektiert. Dieses Echo trifft auf einen gleichartigen oder sogar denselben piezoelektrischen Schwinger und wird erneut in einen elektrischen Impuls umgewandelt. Aus der Laufzeit des Schallimpulses und der Schallgeschwindigkeit ergibt sich die gesuchte Füllhöhe. Nach demselben Prinzip lässt sich auch der Füllstand messen, wenn Schallsender und Empfänger im Luftraum über der Flüssigkeitsoberfläche angeordnet sind. Allerdings muss dann mit größeren Verlusten gerechnet werden, da die Schwächung an den Grenzflächen und in der Luft größer ist. Weil die Schallgeschwindigkeit temperaturabhängig ist, muss für genaue Messungen die Temperatur gemessen und ihr Einfluss korrigiert werden. Bei Gasen mit unbekannter Gaskonzentration oder Zusammensetzung können mit einem Referenzbügel, der ein Echo in einem bekannten Abstand erzeugt, die Laufzeit und damit die jeweilige Schallgeschwindigkeit ermittelt werden. Als Störgrößen ergeben sich Rauschanteile und Nebenechos im Schallfeld (z.B.: durch Verstreubungen, Rührwerk, etc.). Hier müssen dann spezielle Filter oder Detektionsalgorithmen verwendet werden. Schall -und Ultraschallsysteme unterscheiden sich in den Schallfrequenzen. Der Ultraschall bildet sich geradliniger aus und erreicht bei kleineren Reichweiten eine bessere Auflösung. Niederfrequenter Schall ist weniger empfindlich bei Oberflächen, die uneben sind.

2.1.5 Füllstandsmessung mit optischen Verfahren

Im optischen Bereich gibt es drei Varianten zur Ermittlung des Füllstandes:

- **Interferometrische Abstandsmessung:** Hierbei wird entweder die Entfernung eines reflektierenden Schwimmers ermittelt oder man verwendet die Reflektionen der Flüssigkeitsoberfläche. Als Messsignal wird entweder die Phasendifferenz zwischen reflektiertem und nichtreflektiertem modulierten Laserstrahl ausgewertet, oder es erfolgt die Messung der Verschiebung des Reflektors mit einem zählenden Laserinterferometer.
- **Triangulationsprinzip:** Die Füllhöhe wird auf eine Wegmessung zurückgeführt. Ein Laser muss unter einem typischerweise spitzen Winkel auf die Flüssigkeitsoberfläche treffen. Dieser Strahl wird reflektiert und aufgrund der Füllhöhe mehr oder weniger von seiner Quelle entfernt auftreffen. Diese Position des reflektierten Strahls wird mit einer CCD - Zeile detektiert und ist ein Maß für die Füllhöhe.

- **Laser-Laufzeitverfahren:** Es kann eine direkte Laufzeitmessung eines Lichtimpulses oder eine Phasenmessung erfolgen. Bei Phasenmessung wird das Sendesignal auf ein Trägersignal im MHz-Bereich aufmoduliert. Nach der Demodulation im Empfänger erfolgt die Messung der Phasenverschiebung. Die Laufzeitmessung misst die Zeitdifferenz zwischen Senden und Empfangen, aus der die entsprechende Distanz berechnet wird.

2.1.6 Füllstandsmessung mit Mikrowellen nach dem Radar-Prinzip

Dieses Prinzip funktioniert ähnlich wie die optischen Verfahren. Hier werden am Deckel des Behälters ein Mikrowellensender und Empfänger mit Horn und Stabantenne angebracht. Dieser Sender strahlt auf die Flüssigkeitsoberfläche. Das reflektierte Signal ist ein frequenzmodulierte Welle oder ein Impuls. Nach dem Radarprinzip wird die Distanz zwischen Antenne und Flüssigkeitsoberfläche gemessen. Beim frequenzmodulierten Dauerstrichradarverfahren wird ein Mikrowellensignal konstanter Amplitude abgestrahlt und nach der Reflektion wieder empfangen und mit einem Teil des Sendesignals gemischt. Die Frequenz des Mischer- Ausgangssignals ist proportional zur Laufzeit und damit ein Maß für die Entfernung zwischen Sender und Messstoffoberfläche.

2.1.7 Füllstandsmessung mit vibrierenden Aufnehmer

Das Messprinzip beruht auf einer Stimmgabel die mit Resonanzfrequenz betrieben wird. Der Antrieb erfolgt meistens piezoelektrisch. Wird die Stimmgabel in das Medium im Behälter eingetaucht, so verändern sich die Schwingfrequenz, sowie die Amplitude der Schwingungen. Beide Änderungen, die Abhängig vom Füllstand sind, werden aufgenommen, um auf die Füllhöhe zurückzuschließen. Diese Methode kann abgleich- und wartungsfrei betrieben werden. Vorteile zeigt dieser Aufnehmer bei Flüssigkeiten mit Absatzbildung, Turbulenzen oder Luftblasen, da sich diese entweder gar nicht oder nur geringfügig auf das Messergebnis niederschlagen. Auch gegen elektrisch leitfähiges Medium ist dieses Messprinzip unempfindlich. Wie bei allen Messverfahren, die auf die Füllhöhe regieren, treten grundlegende Probleme auf, die im Unterkapitel 2.1.8 (*Eigenschaften der Füllstandsmessung*) behandelt wird.

2.1.8 Eigenschaften der Füllstandsmessungen

Alle auf der Ermittlung des Füllstandes basierenden Methoden, besitzen gemeinsame Nachteile, da sie das Volumen nicht direkt messen. Zum Beispiel kann ein Kippen des Tanks zu Fehlern führen. Angenommen ein Auto fährt bergauf/bergab oder steht nicht waagrecht, so kommt es an unterschiedlichen Stellen im Tank zu verschiedenen Höhenständen. Der Höhenstand wird üblicherweise aber nur an einer Stelle gemessen und der aktuelle Füllstand stimmt daher nicht mit dem Gemessenen überein (Abbildung 2.3 A *Fehlmessung durch Kippen*). Allerdings kann durch mehrere an verschiedenen Stellen im Tank angeordnete Füllstandsmessungen der Fehler durch eine Mittelung bis zu einem gewissen Grad getilgt werden. Ein Restfehler bleibt jedoch immer bestehen und die parallele

Führung von mehreren Sensoren ist zugleich teuer. Ein weiteres Problem, das auftreten kann, liegt an der Form des Tanks: Der ermittelte Höhenstand für ein bestimmtes Füllvolumen, hängt von der Geometrie des Tanks ab und der Zusammenhang dieser beiden Größen ist zumeist nichtlinear. Dies ist ein Effekt, der berücksichtigt werden muss, um an eine annähernd richtige Verbrauchermittteilung zu kommen (Abbildung 2.3 B *Fehlmessung durch Tankform*). Bei einer Fahrt mit einem Kraftfahrzeug muss mit Straßen mit schlechtem Untergrund rechnen (z.B. Schlaglöcher). Sie wirken sich direkt auf das Kraftfahrzeug aus und zugleich auf den Tank. Diese abrupte Einwirkungen, kann im Tank zu Wellenbildung führen und bewirkt eine Fehlmessung, welche mit ΔS in der Abbildung gekennzeichnet ist (Abbildung 2.3 C *Fehlmessung durch Oberfläche*).

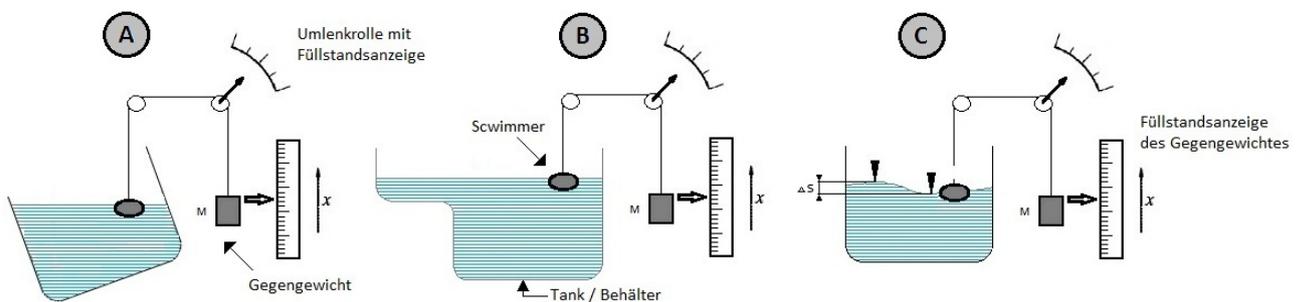


Abbildung 2.3: Fehler Füllstandsmessung (A: Fehlmessung durch Kippen, B: Fehlmessung durch Tankform, C: Fehlmessung durch Oberfläche)

Die Füllstandsmessung, hat den großen Vorteil, dass die notwendige Instrumentierung bzw. Elektronik einfach gegenüber anderen Messprinzipien ist. Aufgrund dessen kann die Sensorik billig produziert werden. Aus diesem Grund wird sie nach wie vor häufig eingesetzt.

2.2 Massen -bzw. Volumenmessung

2.2.1 Füllstandsmessung über Kraft und Drucksensoren

Es gibt prinzipiell drei unterschiedliche Möglichkeiten:

- **Füllstandmessung über eine Wägung:** Eine Messung des Gesamtgewichts erfolgt über eine Wägezelle oder mit einem Kraftaufnehmer. Diese Methode ist anwendbar, solange das Aufhängen des Behälters keine konstruktiven Schwierigkeiten bietet. Kennt man das Gesamtgewicht und das Gewicht des leeren Behälters, ergibt eine einfache Subtraktion die Masse des Inhaltes. Weiß man über die Dichte des Füllgutes Bescheid, kann daraus das Volumen berechnet werden (siehe Abbildung 2.4).
- **Füllstandmessung mit Veränderungsmethoden:** Durch Verwenden eines stabförmigen Auftriebskörpers in einer Flüssigkeit kann mit Hilfe der Auftriebskraft auf die Füllhöhe geschlossen

werden. Nach dem archimedischen Prinzip wird ein in eine Flüssigkeit eintauchender Körper um das Gewicht der von ihm verdrängten Flüssigkeitsmenge leichter. Mit der Wahl eines entsprechend langen, stabförmigen Tauchkörpers, der den Messbereich bestimmt, lässt sich die Gewichtsabnahme messen und bei homogener Flüssigkeit in den Füllstand umrechnen.

- **Füllstandmessung über Druckmessung:** Die Druckmessung zur Bestimmung des Füllstandes wertet die Kraft, die ein Behälter auf eine Unterlage ausübt, oder den Druck, der erforderlich ist, um die Flüssigkeit aus einem unten offenen und bis zum Boden des Behälters eintauchenden Rohr zu verdrängen, aus. Der füllstandsabhängige Bodendruck wird meistens über einen Druckaufnehmer mit frontbündiger Membran verwendet. Die Membranverformung wird beispielsweise durch DMS in ein elektrisches Signal umgeformt und ist ein Maß für den Füllstand.

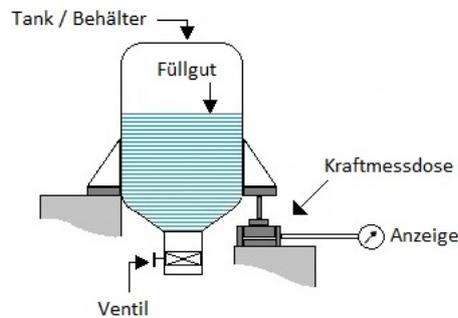


Abbildung 2.4: Füllstandmessung mit Kraftmessdose

2.2.2 Helmholtz-Resonator

Die folgende Herleitung des Helmholtz-Resonators stützt sich auf die Bücher [8] [12] und dessen Implementierung auf das Paper [7]. Die verwendeten Variablen für die Herleitung sind in Tabelle 2.1 ersichtlich.

Formelzeichen	Beschreibung	Einheit
f	Resonator-Frequenz	Hz
c	Schallgeschwindigkeit in der Luft	m/s
W	Flaschenvolumen ohne Flaschenhals	m^3
V	Objektvolumen	m^3
l	Länge der Flaschenausladung	m
l_c	Mündungskorrektur	m
S	Querschnittsfläche der Flaschenausladung	m^2

Tabelle 2.1: Volumenmessung mit Helmholtz-Resonator

Ein Helmholtz Resonator ergibt sich bei Querschnittsverengungen, die mit Hohlräumen (z.B. einem Tank) verbunden sind (Abbildung 2.5). Dabei bildet die Hohlraummasse M (Luft in der Verengung) und die Hohlraumfeder (Tankvolumen) ein Masse-Feder-System. Je nach Größe von der Masse und Feder ergeben sich unterschiedliche Resonanzkreisfrequenzen ω_0 .

$$\omega_0 = \frac{K}{M} \quad (2.3)$$

wobei K die Federkonstante ist. Die Federkonstante selbst kann durch die Querschnittsfläche des Resonatorhalses S und dem eingeschlossenen Volumen W berechnet werden.

$$K = \frac{\rho c^2 S^2}{W} \quad (2.4)$$

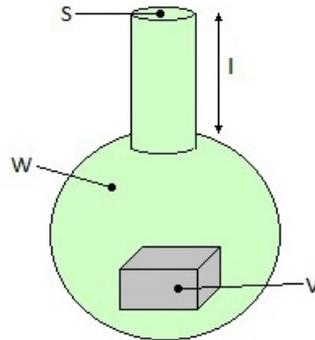
Durch Einsetzen ergibt sich

$$\omega_0 = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{Vl}} \quad (2.5)$$

Es stellt sich eine andere Strömungsgeschwindigkeit am Resonanzhals ein, was zur Folge hat, dass sich die Resonanzlänge an den Enden um den Betrag l_c , der sogenannten Mündungskorrektur, verändert. Sie ist abhängig von der Form der Mündung. Mit der Berücksichtigung der Mündungskorrektur ergibt sich für die Resonanzfrequenz

$$f = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{(W - V)(l + l_c)}} \quad (2.6)$$

Die Helmholtz-Resonator-Frequenz entspricht der Eigenfrequenz des schwingenden Systems und hängt von freiem Volumen im Gefäß und von der Masse in deren Verengung ab. Wird ein Testobjekt in das Gefäß eingebracht, so ändern sich das freie Volumen und dadurch die Frequenz. Sie ermöglicht es, auf das Volumen des Testobjektes zurückzuschließen. Dieses Verfahren eignet sich für Testobjekte mit fester, gelförmiger oder flüssiger Konsistenz und der maximal auftretende Messfehler ist geringer als 3 Prozent (Quelle: [7]). Unbrauchbar wird diese Methode, wenn das Messobjekt im Gefäß Einschlüsse bildet oder der Aggregatzustand des Testobjektes gasförmig ist.



Formelzeichen	Beschreibung
S	Querschnittsfläche der Flaschenausladung
I	Länge der Flaschenausladung
W	Flaschenvolumen ohne Flaschenhals
V	Objektvolumen

Abbildung 2.5: Helmholtz-Resonator-Volumenmessung

2.2.3 Pneumatische Volumenmessung

Eine Volumenmessung nach dem pneumatischen Prinzip wird über ein geschlossenes Gehäuse vollzogen. Eine solche Messung stützt sich auf die Grundgleichungen der Thermodynamik. In einem abgeschlossenen Gefäß wird kontrolliert eine periodische Volumenänderung herbeigeführt. Als Beispiel stelle man sich einen idealen Zylinder mit einem beweglichen Kolben vor, der sich auf und ab bewegt und vollkommen abgeschlossen ist. Dabei kommt es innerhalb des Zylinders zu einer Temperatur- und Druckänderung. Diese Änderungen können mit Sensoren aufgenommen werden. Wird keine Wärme mit der Umgebung ausgetauscht, kann der Zusammenhang zwischen Druck, Temperatur und Volumen im Zylinder durch sogenannte adiabatische Zustandsgleichungen beschrieben werden. Bedeutend für dieses Messprinzip, ist zu wissen wie groß die Änderung des Volumens innerhalb des Zylinders ist. Denn das freie Volumen lässt sich aufgrund des Formelapparates des adiabatischen Druckprozesses, nur durch die Änderung im Volumen und der Werte von Druck und Temperatur vor und nach der Änderung bestimmen. Dieses Modell lässt sich auch auf einen Tank projizieren. Statt eines Zylinders mit Kolben der sich auf und ab bewegt, verwendet man einen Lautsprecher, der im vom Prinzip her nichts Anderes bewirkt. Fällt der Füllstand im Tank ab, so wird sich das freie Volumen im Tank ändern. Die Veränderung der Umgebung wirkt sich auf die Änderung von Druck und Temperatur aus und dient als Maß für das freie Volumen. Die gesuchte Größe ist allerdings das Füllgut des Tanks und nicht das freie Volumen. Es wird also die Vorkenntnis benötigt, wie groß das Füllvermögen des Tanks ist, um tatsächlich auf das Volumen des im Tank befindlichen Mediums zu schließen. Die genaue Herleitung ist im Kapitel 3 (*Implementierung einer pneumatischen*

Volumensensorik) zu finden und ist jenes Prinzip auf das die Diplomarbeit stützt.

2.3 Thermodynamische Grundlagen

Der folgende Formelapparat zur Herleitung der spezifischen Wärme bis zum adiabatischen Druckprozess wird in Anlehnung an das Skriptum [1] erläutert.

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, nutzen pneumatische Volumenmessmethoden thermodynamische Gleichungen, um das freie Volumen zu bestimmen. Meist handelt es sich um einen adiabatischen Druckprozess, den wir bestimmen wollen. Zuerst werden aber noch einige Grundlagen erläutert, die für die Herleitung benötigt werden.

2.3.1 Erster Hauptsatz der Thermodynamik

Dieser Hauptsatz wird als Energieerhaltungssatz der Thermodynamik bezeichnet. Wird einer Gasmasse eine Wärmemenge dq zugeführt, so führt das zu einer Zunahme der inneren Energie du oder zu einer nach außen abgeführten Arbeit dw .

$$dq = du + dw \quad (2.7)$$

Dabei kann sich die abgeführte Arbeit in zwei Formen zeigen, einerseits in der Veränderungsarbeit w_v oder andererseits in der Strömungsarbeit w_p . Abhängig von der geleisteten Arbeit unterscheidet man zwischen Volumenänderung dV und Druckänderung dp . Der Wärmeaustausch mit der Umgebung wird bei diesem Modell idealisiert als null angenommen und daher ist die innere Energie gleich der nach außen abgeführten Arbeit. Der adiabatische Druckprozess gibt dieses Verhalten wieder.

2.3.2 Spezifische Wärme

Unter der spezifischen Wärme versteht man eine physikalische Eigenschaft die beschreibt, wie viel Energie benötigt wird, um eine Masse von 1kg des Stoffes um ein Kelvin zu erwärmen. Hier unterscheidet man grundsätzlich zwischen der Wärmezuführung bei konstanten Volumen c_v und der Wärmezuführung bei konstanten Druck c_p .

1. **Wärmezuführung bei konstantem Volumen:** Durch die Zuführung eines Gases mit der Masse m bei konstantem Volumen V , stellt sich eine Änderung der Wärmemenge dq ein. Dabei ergibt sich eine Änderung der Temperatur dT . Dieser Zusammenhang lässt sich durch die spezifische Wärme c_v wiedergeben in

$$c_v = \frac{1}{m} \left(\frac{dq}{dT} \right)_V \quad (2.8)$$

(wobei Index V die Konstanthaltung des Volumens bezeichnet). Ausgehend vom ersten thermodynamischen Hauptsatz $dq = du + pdV$ bildet man das totale Differential für die innere

Energie u

$$du = \left(\frac{\delta u}{\delta V} \right)_T dV + \left(\frac{\delta u}{\delta T} \right)_V dT \quad (2.9)$$

Durch Einsetzen in den ersten Hauptsatz erhält man die Wärmemenge

$$dq = \left(\frac{\delta u}{\delta V} \right)_T dV + \left(\frac{\delta u}{\delta T} \right)_V dT + pdV = \left(\frac{\delta u}{\delta T} \right)_V dT + \left[\left(\frac{\delta u}{\delta V} \right)_V + p \right] dV \quad (2.10)$$

Da es sich um ein konstantes Volumen handelt, ist die Änderung des Volumens $dV = 0$. Damit vereinfacht sich der vorherige Term zu

$$dq = \left(\frac{\delta u}{\delta T} \right)_V dT \quad (2.11)$$

Schlussendlich ergibt sich für die spezifische Wärme c_V

$$c_V = \frac{1}{m} \left(\frac{dq}{dT} \right)_V \quad (2.12)$$

Bei einem konstanten Volumen V und einer Energiezuführung dq kann es nur zu einer Änderung der inneren Energie u kommen.

2. **Wärmezuführung bei konstantem Druck:** Der Ablauf der Herleitung ist analog zu *Wärmezuführung bei konstantem Volumen*. Durch die Zuführung eines Gases mit der Masse m bei konstantem Druck p , stellt sich eine Änderung der Wärmemenge dq ein. Dabei ergibt sich eine Änderung der Temperatur dT . Dieser Zusammenhang lässt sich durch die Spezifische Wärme c_p wiedergeben in

$$c_p = \frac{1}{m} \left(\frac{dq}{dT} \right)_p \quad (2.13)$$

Ausgehend vom ersten thermodynamischen Hauptsatz $dq = dh - Vdp$ bildet man das totale Differential für die Enthalpie h

$$dh = \left(\frac{\delta h}{\delta T} \right)_p dT + \left(\frac{\delta h}{\delta p} \right)_T dp \quad (2.14)$$

Durch einsetzen in den ersten Hauptsatz erhält man die Wärmemenge

$$dq = \left(\frac{\delta h}{\delta T} \right)_p dT + \left(\frac{\delta h}{\delta p} \right)_T dT - Vdp = \left(\frac{\delta h}{\delta T} \right)_p dT + \left[\left(\frac{\delta h}{\delta p} \right)_T - V \right] dp \quad (2.15)$$

Da es sich um einen konstanten Druck handelt, ist die Änderung des Drucks null $dp = 0$. Damit

wird sich der vorherige Term vereinfachen zu

$$dq = \left(\frac{\delta h}{\delta T} \right)_p dT \quad (2.16)$$

Schlussendlich ergibt sich für die Spezifische Wärme c_p

$$c_p = \frac{1}{m} \left(\frac{dq}{dT} \right)_p \quad (2.17)$$

Bei einem konstanten Druck p und einer Energiezuführung dq ergibt sich eine Änderung der Enthalpie h . Daraus resultieren eine Erhöhung der inneren Energie u und eine Verdrängungsarbeit pdV .

2.3.3 Adiabate/Isentrope

Man spricht von einer adiabatischen Zustandsänderung, wenn kein Wärmeaustausch mit der Umgebung stattfindet. $dq = 0$ Bei der isentropen Zustandsänderung von 1 nach 2 (Abbildung 2.6 *Adiabatische Zustandsänderung*) führt das Gas eine Arbeit $w|_1^2$ in Form einer Volumenvergrößerung nach außen ab, die aus der Verringerung der inneren Energie $u|_1^2$ bezogen wird. Der Druck fällt steiler ab, als bei einer isothermen Zustandsänderung, weil die Arbeitsabgabe nicht durch eine Wärmezuführung kompensiert wird. Bei einer isentropen Zustandsänderung von 1 nach 2 sinkt der Druck erstens aufgrund der Volumenvergrößerung und zweites wegen der durch die Arbeitsabführung sinkenden Temperatur. Aus dem ersten Hauptsatz $dq = du + pdV$ erhält man mit $dq = 0$

$$-du = pdV \quad (2.18)$$

Die abgeführte Verdrängungsarbeit pdV entspricht dem Verlust an innerer Energie $-du$. Die Enthalpieänderung ist

$$dh = du + pdV + Vdp \quad (2.19)$$

woraus man mit $dq = du + pdV$

$$dh = Vdp \quad (2.20)$$

erhält. Die Änderung der Enthalpie dh ist gleich der dem Druckabfall entsprechenden Abnahme an potentieller Energie $-dp$. Die isentrope Zustandsänderung kann so wie in der Abbildung gezeigt, zerlegt werden in

a.) Volumenänderung bei konstanten Druck (isobar)

$$dq_p = m \cdot c_p \cdot dT_p \quad (2.21)$$

b.) Druckänderung bei konstanten Volumen (isochor)

$$dq_v = m \cdot c_v \cdot dT_v \quad (2.22)$$

Die Summe der ausgetauschten Wärmemengen soll nach Voraussetzung Null ergeben.

$$dq = dq_p + dq_v = 0 \quad (2.23)$$

$$c_p \cdot dT_p + c_v \cdot dT_v = 0 \quad (2.24)$$

Aus der Gasgleichung erhält man a.)

$$dT_p = \frac{p \cdot dV}{m \cdot R} \quad (2.25)$$

und b.)

$$dT_v = \frac{V \cdot dp}{m \cdot R} \quad (2.26)$$

Durch Einsetzen ergibt sich

$$c_p \cdot \frac{p \cdot dV}{m \cdot R} + c_v \cdot \frac{V \cdot dp}{m \cdot R} = 0 \quad (2.27)$$

und

$$\frac{dp}{dV} = \frac{c_p}{c_v} \cdot \frac{p}{V} = -\kappa \cdot \frac{p}{V} \quad (2.28)$$

Die differentielle Druckänderung entlang einer Isotropen ist um den Faktor κ größer als auf der Isothermen. Die Integration ergibt den Verlauf der isentropen Zustandsänderung

$$\ln(p) = -\kappa \cdot \ln V + \text{const.} \quad (2.29)$$

oder

$$p \cdot V^\kappa = \text{const.} \quad (2.30)$$

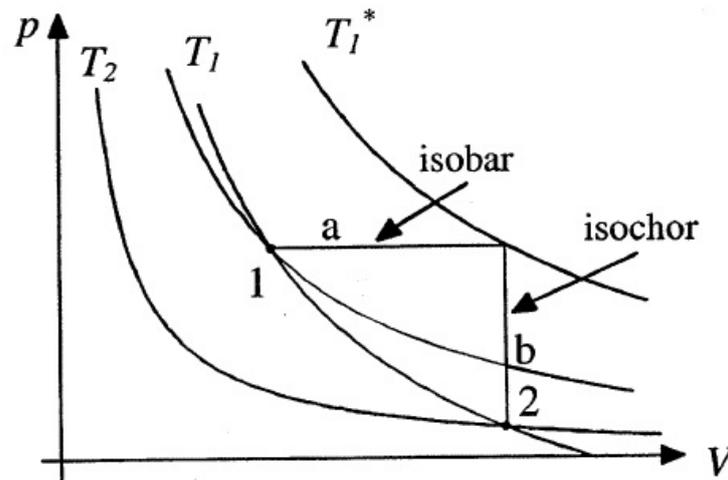


Abbildung 2.6: Adiabatische Zustandsänderung (Quelle: Skriptum Kraftfahrzeugmesstechnik [1])

- isobar: Beschreibt eine Zustandsänderung, bei der der Druck konstant bleibt
- isochor: Beschreibt eine Zustandsänderung, bei der das Volumen konstant bleibt

2.4 Lautsprechermodell

Ausgehend vom Lautsprechermodell in der unendlichen Schallwand, soll die Modellierung für den Lautsprecher im geschlossenen Gehäuse abgebildet werden. Die nachfolgenden Herleitungen im Unterkapitel 2.4.1 *Lautsprecher in unendlicher Schallwand*, 2.4.2 *Ersatzschaltbild nach Thiele und Small* und 2.4.3 *Impedanzfunktion im geschlossenen Gehäuse nach Thiele und Small* sind in Anlehnung an das Skriptum [3] gestaltet worden.

2.4.1 Lautsprecher in unendlicher Schallwand

Als erstes wird das Augenmerk auf den Frequenzgang des Lautsprechers gerichtet und dessen abgestrahlte Wirkleistung. Es wird angenommen, dass eine starre Kolbenmembran verwendet wird, welche gegen eine unendliche Schallwand arbeitet. Wird in einem Schallfeld der Schalldruck bestimmt, so muss auch die abgestrahlte Wirkleistung bekannt sein, die folgenderweise bestimmt wird:

$$P = A_M \tilde{v}_M^2 \operatorname{RE} \{ \underline{Z}_{Ko} \} \quad (2.31)$$

In der Gleichung 2.31 beschreibt A_M die effektive Membranfläche, \tilde{v}_M die mittlere Geschw. der Membran und \underline{Z}_{Ko} die Strahlenimpedanz. Aufgrund der unendlichen Schallwand kann die Dämpfung der

Luft vernachlässigt werden. Es gilt für eine Halbkugel mit dem Radius r im Fernfeld mit ungerichteter Abstrahlung:

$$P_{HKu} = \frac{\tilde{p}^2(r)v}{Z_0} \cdot 2\pi r^2 \quad (2.32)$$

Durch Gleichsetzen der Wirkleistung ergibt sich:

$$A_M \tilde{v}_M^2 RE \{Z_{Ko}\} = \frac{\tilde{p}^2(r)v}{Z_0} \cdot 2\pi r^2 \quad (2.33)$$

Eine Forderung nach einem frequenzabhängigen Schalldruck führt zugleich auf eine frequenzabhängige Membranschnelle (siehe Gleichung 2.33).

$$\tilde{v}_M^2 RE \{Z_{Ko}\} = const. \quad (2.34)$$

Zudem muss die Membranresonanz an das untere Ende des Übertragungsbereichs gelegt werden, damit eine frequenzabhängige Kraft $a = F/m$ auf die Membran eingepreßt wird. Die frequenzabhängige Membranschnelle nimmt mit steigender Frequenz bis zur Resonanzfrequenz des mechanischen Systems zu und oberhalb der Resonanzfrequenz aufgrund der zunehmenden Massenträgheit wieder ab. Es kommt zu einer Erhöhung des Strahlungswiderstandes der durch die Membranschnelle wieder kompensiert wird. Sollte die Membrangeschwindigkeit und dadurch der Strahlungswiderstand sinken, dann sinkt auch die abgestrahlte Leistung. Es stellt sich eine Bandpasscharakteristik des Übertragungsverhaltens ein.

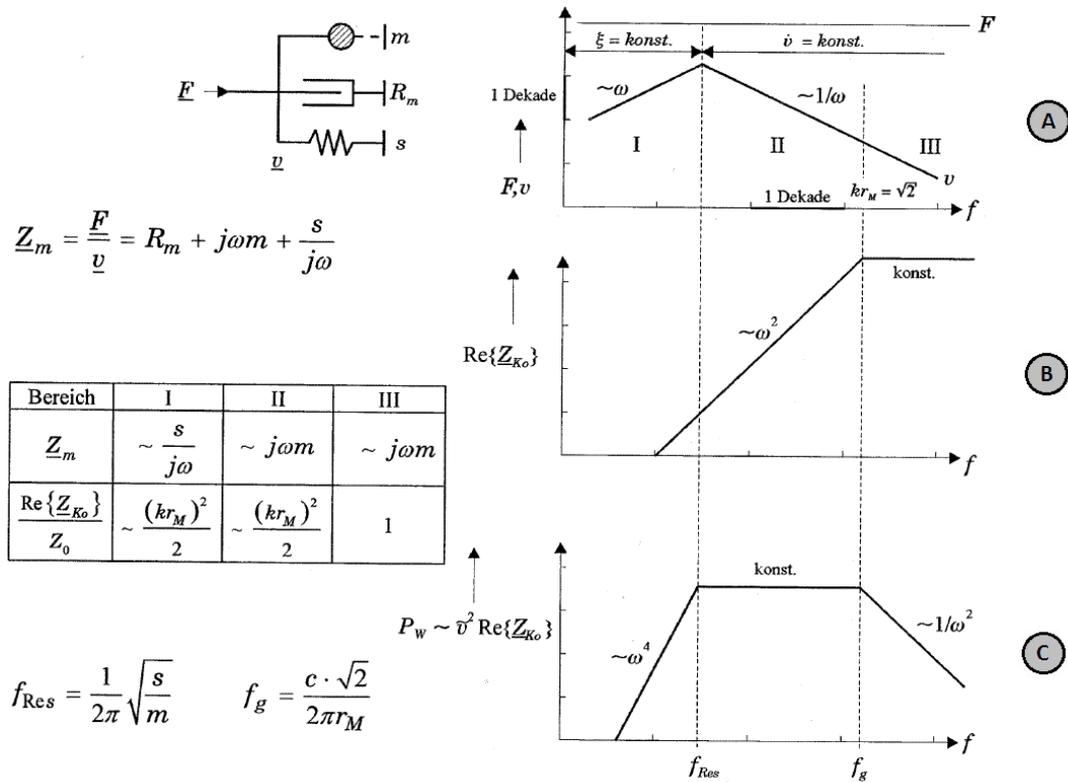


Abbildung 2.7: Abschätzung des Frequenzganges der abgestrahlten Leistung in unterschiedlichen Frequenzbereichen; Übertragungsfunktion A: Frequenzgang des mechanischen Modells der Membran; Übertragungsfunktion B: Akustischer Frequenzgang des Lautsprechers gegen eine unendlicher Schallwand; Übertragungsfunktion C: Resultierende Gesamtübertragungsfunktion des Lautsprechers gegen eine unendliche Schallwand (Quelle: Elektroakustik [3])

Formelzeichen	Beschreibung
\underline{Z}_m	mechanische Impedanz
\underline{Z}_{KO}	Strahlungsimpedanz
k_{rm}	Parameter für gerichtete/ungerichtete Abstrahlung der Kolbenmembran
P_w	abgestrahlte Wirkleistung
s	mechanische Steifigkeit
R_m	Reibungswiderstand

Tabelle 2.2: Parameterbeschreibung; Abbildung 2.7: Abschätzung des Frequenzganges der abgestrahlten Leistung in unterschiedlichen Frequenzbereichen

Der vorgesehene Arbeitsbereich des Lautsprechers liegt zwischen Resonanzfrequenz und der Grenzfrequenz

quenz, die vom Durchmesser bestimmt ist. Wird der Lautsprecher bei niedrigen Frequenzen oder sogar im Subherzbereich verwendet so zeigt sich ein Abfall von -40 dB/Dek. bei der abgestrahlten Wirkleistung. Bei zu hohen Frequenzen, also über der Grenzfrequenz, zeigt sich eine Abschwächung von -20 dB/Dek. Wirft man einen genaueren Blick auf die Abbildung 2.7, so stellt man fest, dass ein linearer Frequenzgang zwischen Resonanzfrequenz und Grenzfrequenz zu erwarten ist. Ab der Grenzfrequenz setzt die Bündelung ein und der Schalldruck hängt nicht mehr ausschließlich vom Messabstand r ab, sondern auch von der Richtung. In den Abschnitten I und II schwingt die Lautsprechermembran als Kolbenstrahler, dabei kommt es zu einem nahezu rückwirkungsfreien Schall.

2.4.2 Ersatzschaltbild nach Thiele und Small

Thiele und Small Parameter (Tabelle 2.3) beschreiben in der Nähe der Resonanzfrequenz die Parameter eines dynamischen Lautsprechers[3]. Das Ersatzschaltbild nach Thiele und Small beschreibt sowohl die Umsetzung der elektrischen Energie in Bewegungsenergie, wie auch das Verhalten eines gedämpften harmonischen Oszillators. Elektromechanische bzw. elektroakustische Parameter sind weltweit die Gängigsten, um Lautsprechercharakteristika zu beschreiben.

Die Bestimmung der Parameter des Thiele-Small-Modells erfolgt über eine Impedanzmessung. Diese Messung lässt sich auch relativ leicht durchführen und muss idealerweise in unendlicher Schallwand durchgeführt werden. Damit ist gemeint, dass sich keine mechanischen Widerstände in der Umgebung des Lautsprechers auswirken dürfen. Um die Komponenten des Ersatzschaltbildes zu bestimmen, wird die Impedanzfunktion in eine rationale s -Funktion gebracht. Die daraus gewonnenen Koeffizienten sind die Grundlage für die Parameter, welche üblicherweise in den Datenblättern der Lautsprecher ausgeführt sind.

Im behandelten Fall (Tank) ist das Modell in einem geschlossenen Gehäuse interessant. Dieses kann aus dem Modell mit unendlicher Schallwand, unter Berücksichtigung der Einwirkungen des Gehäuses, abgeleitet werden. In Abbildung 2.8 ist das ganze Modell dargestellt. Dabei unterscheidet man drei miteinander gekoppelte Teilsysteme:

- das elektromechanische Wandlersystem
- das mechanische Schwingsystem
- die Abstrahlung des Lautsprechers

Formelzeichen	Beschreibung	SI-Einheit
elektrische Komponenten		
L_s	Schwingspuleninduktivität	H
R_s	Schwingspulenwiderstand	Ω
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis	–
U_g	Quellspannung	V
mechanische Komponenten (Membran)		
$C_{m,Ma} = \frac{1}{sMa}$	Nachgiebigkeit der Membranaufhängung	$\frac{m}{N}$
$R_{m,Ma}$	Reibungswiderstand der Membranaufhängung	N
m_{Mk}	Masse der Membrankonstruktion	kg
v_m	Membranschnelle	$\frac{m}{a}$
F_m	auf die Membran wirkende Kraft	N
akustische Komponenten		
$\mathfrak{R}_{a,gG,A}$	akustischer Strahlungswiderstand auf der Außenseite des Gehäuses	–
$\mathfrak{R}_{a,gG,I}$	akustischer Strahlungswiderstand auf der Innenseite des Gehäuses	–
$m_{a,gG,A}$	gesamte akustisch bewegte Masse an der Außenseite	kg
$m_{a,gG,I}$	gesamte akustisch bewegte Masse im Gehäuse	kg
$C_{a,gG}$	akustische Nachgiebigkeit der Luft im geschlossenen Gehäuse	$\frac{m}{N}$

Tabelle 2.3: Thiele-Small-Parameter

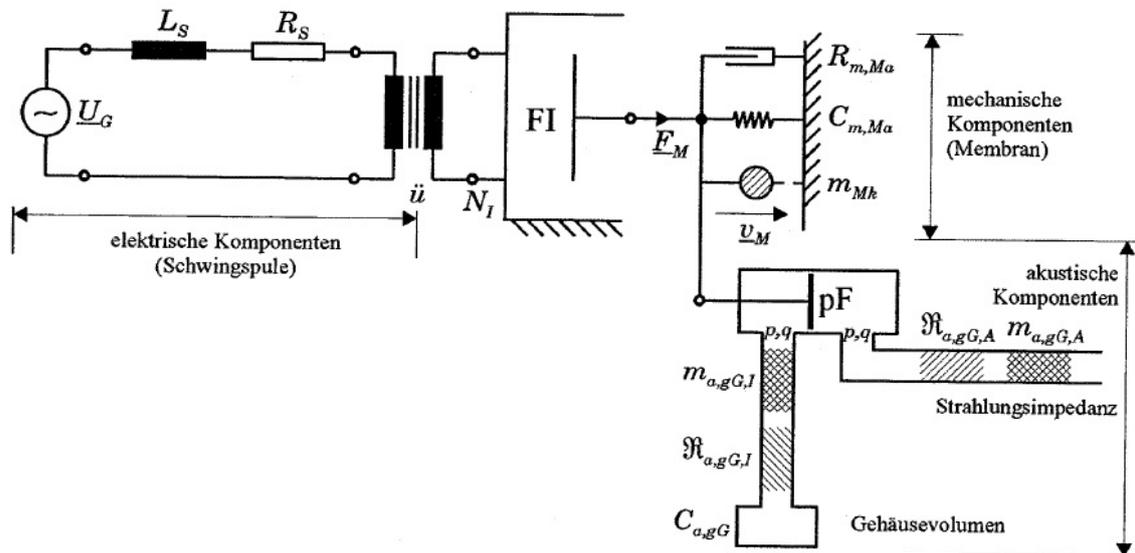


Abbildung 2.8: Ersatzschaltbild des dynamischen Lautsprechers im geschlossenen Gehäuse (Quelle: Elektroakustik [3])

Akustischer Strahlenwiderstand

Der akustische Strahlungswiderstand beschreibt das Verhältnis von Kraft (oder Druck) und Schnelle von Teilchen auf einer gedachten oder tatsächlich vorhandenen Oberfläche. Der Begriff ist wesentlich für die Ermittlung des Energieflusses und damit auch des Wirkungsgrades bei akustischen Strahlungsvorgängen.

Der Strahlungswiderstand in der Akustik ist vergleichbar mit der Impedanz in der Elektrotechnik. So kann der akustische Strahlenwiderstand, wie in der Elektrotechnik, in einen Wirk und Blindanteil aufgeteilt werden. Bezogen auf einen Lautsprecher, beschreibt der Widerstand, wie effizient der Lautsprecher Energie in Wärme umwandeln oder abstrahlen kann. Bei Lautsprechern steigt der akustische Strahlungswiderstand mit steigender Frequenz. Ebenfalls gilt: je größer die Membranfläche, desto größer ist auch der Strahlungswiderstand.

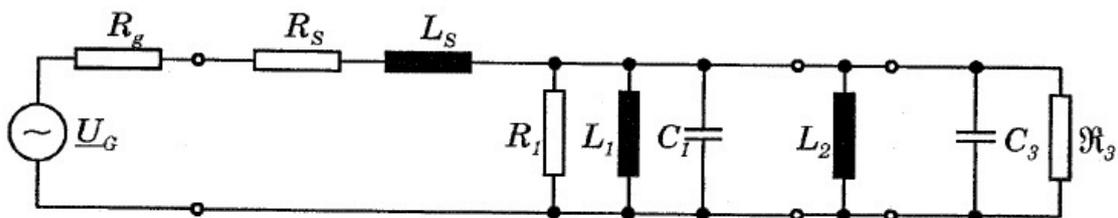


Abbildung 2.9: Elektrisches Ersatzschaltbild des dynamischen Lautsprechers im geschlossenen Gehäuse (Quelle: Elektroakustik [3])

Durch Zusammenfassen der einzelnen elektrischen Bauteile kann das elektrische Ersatzschaltbild weitervereinfacht werden und ist in Abbildung 2.10 dargestellt.

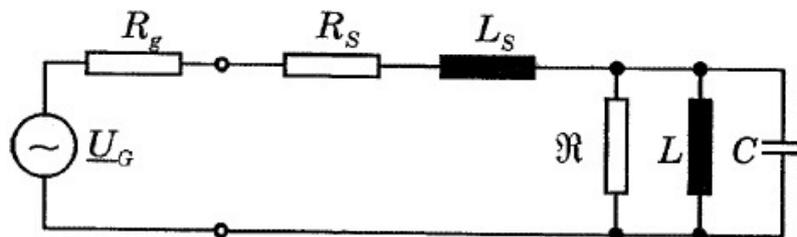


Abbildung 2.10: Zusammengefasstes elektrisches Ersatzschaltbild des dynamischen Lautsprechers im geschlossenen Gehäuse (Quelle: Elektroakustik [3])

2.4.3 Impedanzfunktion im geschlossenen Gehäuse nach THIELE und SMALL

In der Nähe der Resonanzfrequenz gilt:

$$Z(s) = R_s + \frac{1}{\frac{1}{\Re} + \frac{1}{sL} + sC} = R_s + \frac{sL\Re}{s^2\Re LC + sL + \Re} \quad (2.35)$$

Für die mechanische Güte der Membrankonstruktion gilt (es werden nur die Reibungsverluste betrachtet):

$$Q_{m,gG} = \omega_{gG} C \Re = \frac{\Re}{\omega_{gG} L} \quad (2.36)$$

mit ω_{gG}

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = \Re \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.37)$$

Bei Annahme einer idealen Spannungsquelle wird der Innenwiderstand zu null und es bleiben nur mehr die Spulenverluste über. Die elektrische Güte der Membranfunktion stellt sich dar als

$$Q_{e,Mk} = \omega_{gG} C R_s \quad (2.38)$$

Unter Verwendung einer realer Spannungsquelle verändert sich stattdessen die Gleichung zu

$$Q_e = \omega_{gG} C (R_g + R_s) = Q_{e,Mk} \frac{R_g + R_s}{R_s} \quad (2.39)$$

Die Gesamtgüte der Membrankonstruktion ergibt sich bei idealer Spannungsquelle (es bleibt eine Parallelschaltung von R_s mit \Re , da L_s wegen $\omega L_s \ll R_s$ vernachlässigt werden kann) zu:

$$Q_{g,Mk} = R_s \parallel \Re \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R_s \Re}{R_s + \Re} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{C}{L}}}{\sqrt{\frac{C}{L}}} = \frac{Q_{e,Mk} \cdot Q_{m,gG}}{Q_{e,Mk} + Q_{m,gG}} \quad (2.40)$$

und mit realer Spannungsquelle

$$Q_g = \frac{Q_e \cdot Q_{m,gG}}{Q_e + Q_{m,gG}} \quad (2.41)$$

Die charakteristische Zeitkonstante ist

$$T_{gG} = \frac{1}{\omega_{gG}} \quad (2.42)$$

Mit den neuen Größen lautet die Impedanz:

$$Z(s) = R_s + \frac{sL \frac{\omega_{gG} \Re}{\omega_{gG} \Re}}{s^2 LC + s \frac{\omega_{gG} L}{\omega_{gG} \Re} + 1} \quad (2.43)$$

Mit $\frac{\omega_{gG} \cdot L}{Q_{m,gG}}$ und $T_{gG} = \frac{1}{\omega_{gG}}$ ergibt sich:

$$Z(s) = R_s + \Re \cdot \frac{s \frac{T_{gG}}{Q_{m,gG}}}{s^2 T_{gG}^2 + s \frac{T_{gG}}{Q_{m,gG}} + 1} \quad (2.44)$$

$$Z(s) = R_s + \frac{\Re}{1 + Q_{m,gG} \cdot \left(s T_{gG}^2 + s \frac{1}{s T_{gG}} \right)} \quad (2.45)$$

$$Z(s) = \frac{\Re + R_s \cdot \left[1 + Q_{m,gG} \cdot \left(s T_{gG} + \frac{1}{s T_{gG}} \right) \right]}{1 + Q_{m,gG} \cdot \left(s T_{gG} + \frac{1}{s T_{gG}} \right)} \quad (2.46)$$

$$Z(s) = R_s \cdot \frac{\frac{\Re}{R_s} + 1 + Q_{m,gG} \cdot \left(s T_{gG} + \frac{1}{s T_{gG}} \right)}{1 + Q_{m,gG} \cdot \left(s T_{gG} + \frac{1}{s T_{gG}} \right)} \quad (2.47)$$

Definition eines normierten Scheinwiderstandes:

$$r_0 = \frac{Z(j\omega_{gG})}{R_s} = \frac{R_s + \Re}{R_s} = 1 + \frac{\Re}{R_s} \quad (2.48)$$

Somit heißt das Ergebnis für die Impedanz schlussendlich:

$$Z(s) = R_s \cdot \frac{r_0 + Q_{m,gG} \cdot \left(s T_{gG} + \frac{1}{s T_{gG}} \right)}{1 + Q_{m,gG} \cdot \left(s T_{gG} + \frac{1}{s T_{gG}} \right)} \quad (2.49)$$

Dieses Ergebnis stellt eine messbare elektrische Impedanz der Membrankonstruktion eines Lautsprechers im geschlossenen Gehäuse dar und wird durch eine gebrochene rationale Funktion in s dargestellt.

2.4.4 Typische Übertragungsfunktion nach THIELE und SMALL

Die Abbildung 2.11 zeigt einen typischen Verlauf der Übertragungsfunktion des Schalldruckpegels eines Konuslautsprechers. Dabei sind folgende Verläufe zu erkennen:

- durchgezogene Linie: Übertragungsfunktion ohne Schallführung
- strichlierte Linie: Übertragungsfunktion in unendlicher Schallwand
- punktierte Linie: Übertragungsfunktion im geschlossenen Gehäuse

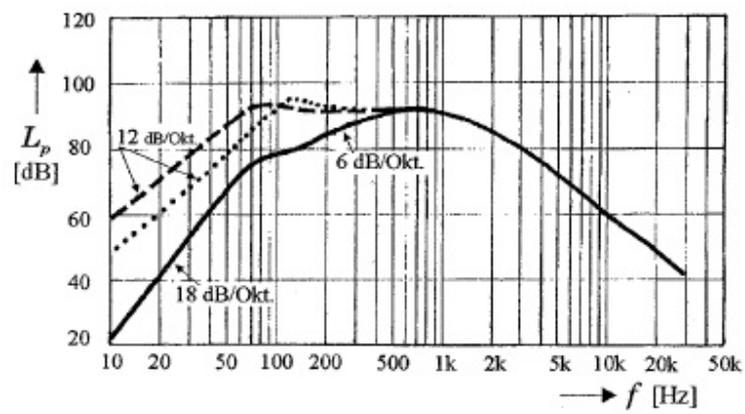


Abbildung 2.11: Typische Übertragungsfunktion des Schalldruckpegels nach Thiele und Small (Quelle: Elektroakustik [3])

3 Implementierung einer pneumatischen Volumensensorik

Im Folgenden wird behandelt, wie aus den thermodynamischen Gleichungen auf das freie Volumen geschlossen werden kann. Als Grundlage dafür dient die adiabatische Zustandsänderung, die in Kapitel 2.3.3 hergeleitet wurde. Unter der Verwendung der Gasgleichung

$$pV = m \cdot R \cdot T \quad (3.1)$$

wird die Schlussrechnung gebildet, die sich wie folgt darstellt:

$$\frac{p_1 \cdot V_1}{m \cdot R \cdot T_1} = \frac{p_2 \cdot V_2}{m \cdot R \cdot T_2} \quad (3.2)$$

In den Gleichungen 3.2, 3.3, 3.4 sind die Variablen mit dem Index 1 jene Größen, die den Wert vor der Volumenänderung wiedergeben. Variablen mit dem Index 2 geben den Wert nach der Volumenänderung wieder. V_1 ist das freie Volumen, welches berechnet werden soll.

Aus dem uns bekannten Volumenunterschied ΔV lässt sich das Volumen V_2 mit $V_1 + \Delta V$ substituieren. Dabei handelt es sich um ein Volumen, welches durch die Membranbewegung zusätzlich zum Tankvolumen hinzugefügt wird. Setzt man

$$V_2 = V_1 + \Delta V \quad (3.3)$$

in die Schlussrechnung ein, ergibt sich das zu bestimmende Volumen:

$$V_1 = \frac{p_2 \cdot \Delta V \cdot T_1}{p_1 \cdot T_2 - p_2 \cdot T_1} \quad (3.4)$$

Es zeigt sich in dieser Gleichung, welche Parameter bestimmt werden müssen, damit auf das freie Volumen im Tank geschlossen werden kann.

- T_1/T_2 Temperatur vor und nach der Volumenänderung
- p_1/p_2 Druck vor und nach der Volumenänderung
- ΔV Gesamter Volumenunterschied ($V_2 - V_1$)

Erzeugung des definierten Volumenunterschieds: Als einfacher Weg einen Volumenunterschied herbeizuführen, bietet sich ein Konuslautsprecher an. Da solche Lautsprecher in fast allen akustischen Bereichen eingesetzt werden, sind sie kostengünstig. Leider ist der Lautsprecher nicht in seiner eigentlich verwendeten Frequenz (16Hz - 16kHz) betreibbar, da sich sonst Resonanzen im Tankraum bilden.

In unserem Fall wird der Lautsprecher zwischen 1 Hz und 30 Hz betrieben und Masse, Membran, Zentriermembran und Randaufhängung sind nicht für diese Frequenz ausgelegt und die Lautsprecherschnelle weicht immer weiter von der Sollgröße ab, je niedriger die Frequenz wird. Um die Membranbewegung nach der gewünschten Sollgröße zu stellen, ist daher ein Regler nötig. Wie schon in Kapitel 2.4 (*Lautsprechermodell*) gezeigt, eignet sich das Modell von Thiele und Small, um die Übertragungsfunktion des Lautsprechers darzustellen. Mit der Veränderung des Füllstandes ändern sich im speziellen die Faktoren $C_{a,g}$ (akustischen Nachgiebigkeit der Luft im geschlossenen Gehäuse) und $m_{a,g,l}$ (die gesamte akustisch bewegte Masse im geschlossenen Gehäuse). Ebenfalls ändert sich die Übertragungsfunktion, da die Strahlenwiderstände, Kapazitäten und Induktivitäten frequenzabhängig sind.

Folgende Größen müssen zur Volumenbestimmung bzw. Regelung der Membranbewegung gemessen werden:

- **Messen der Lautsprecherschnelle:** Erfolgt durch Aufnahme der induzierten Spannung in der zweiten Lautsprecherspule $U_{ind} = BxL \cdot v$. Durch einfache Integration erhält man den Weg s der Membran.
- **Messen der Temperatur:** Es bieten sich 2 Möglichkeiten an. Einerseits mit einem NTC -bzw. PTC-Widerstand oder andererseits mit einem Thermoelement. Da der ausgewählte Temperatursensor LM335 zu träge ist, um die Temperaturschwankungen zu detektieren werden diese, bei Verwendung des LM335 vernachlässigt. Es geht nur die Durchschnittstemperatur in die Messung ein, um den Polytropen Exponenten κ zu bestimmen. Der dadurch entstehende Messfehler erlaubt noch Messungen mit einer Genauigkeit von 1 Prozent. Für die Detektion der Temperaturschwankungen im Innenraum steht ein Typ K Thermoelement zur Verfügung, welches sich durch die schnelle Ansprechzeit anbietet. Dieses Thermoelement kann diese Messaufgabe bewältigen, ist aber empfindlich gegen mechanische Einflüsse.
- **Messen des Drucks / Druckunterschiedes:** Der Druck kann entweder mit einem Mikrofon oder mit einem Drucksensor aufgenommen werden. Als Drucksensoren können Absolutdrucksensoren oder Differenzdrucksensoren eingesetzt werden.

3.1 Aufbau

Der vollständige Versuchsaufbau der pneumatischen Volumensensorik ist als Schema in Abbildung 3.1 und als realer Aufbau in Abbildung 3.2 zu sehen.

Das mögliche Einsatzgebiet der Volumensensorik ist breit aufgestellt, doch liegt das Interesse im KFZ- Bereich. Darum wurde für den Versuchsaufbau ein KFZ- Tank verwendet. Um verschiedene Pegelstände zu simulieren, kann der Tank mittels Wasseranschluss gefüllt werden und an der Unterseite mit einem Kugelhahn wieder entleert werden. Der Lautsprecher selbst wurde mit einer Platte abgeschlossen, worauf sich in der Mitte ein Abflussrohr befindet. Über dieses Abflussrohr wurde eine Verbindung mit dem Tank hergestellt. Natürlich darf die Länge des Rohres nicht besonders lang sein, um unerwünschte akustische Dämpfungen und Widerstände zu vermeiden. Das Rohr befindet sich auf der Oberseite des Tanks, damit das Rohr nicht mit Wasser oder mit Treibstoff gefüllt wird. Dies würde zu Einschlüssen von Luftblasen führen oder die Funktion des Lautsprechers beeinträchtigen. Wie schon im Theorieteil erwähnt, schränken abgeschlossene luftgefüllte Bereiche die Funktion der Volumensensorik ein, da diese nicht detektiert werden können.

Messung nicht-elektrischer Größen: Für das Messprinzip, benötigt man im Tankraum die Temperatur im luftgefüllten Teil und den Differenzdruck zwischen dem Innen - und Außenbereich. Im realistischen Versuchsaufbau stehen mehrere Möglichkeiten offen, diese Messgrößen aufzunehmen. So stehen für die Druckmessung

- ein Differenzdrucksensor,
- ein Mikrofon,
- oder ein Absolutdrucksensor

zur Verfügung. Für die Messung der Temperatur kann entweder ein Thermoelement oder ein PTC - Temperaturfühler verwendet werden.

Außerdem können nach Bedarf ein PTC - Temperatursensor und ein Absolutdrucksensor angesprochen werden, die außerhalb des Tanks angeordnet sind.

Messung elektrischer Größen: Abgesehen von Druck und Temperatur kann die aufgenommene Leistung des Lautsprechers gemessen werden. Dafür steht ein Strom -und Spannungsmessung zur Verfügung, die uns eine indirekte Leistungsmessung möglich macht. Das ist notwendig, um eine Überlastung des Lautsprechers zu verhindern, wenn die Steuerspannung des Lautsprechers bei geringen Füllständen erhöht wird (dies ermöglicht ausreichende Druckänderungen auch für große freie Volumina).

Von besonderem Interesse ist die Messung der induzierten Spannung. Durch Integration kann die Membranbewegung ermittelt werden. Sie ist essentiell für die Berechnung des Volumenunterschieds, der genau bekannt sein muss. Für die Messung ist kein spezieller Sensor nötig, da der Lautsprecher

zwei Spulen besitzt, die für den Antrieb der Membran gedacht sind. Eine Spule dient zur Versorgung und die Zweite kann als Sensor verwendet werden.

Alle erwähnten Messsignale, werden auf der Platine verarbeitet, gefiltert und im geeigneten Spannungsbereich aufbereitet. Diese Signale stehen dann der National Instruments USB-BNC-Box 6259 an ihren Eingängen zur Verfügung. Am Computer wird daraus das freie Volumen des Tanks berechnet.

Das anregende Signal für den Lautsprecher wird über den analogen Ausgang auf der USB-Box ausgegeben. Danach wird das Signal auf die Platine geleitet, wo sich der analoge Regler befindet. Dieser Regler erzeugt jenes Signal, welches später in die Regelstrecke gesendet wird. Sie setzt sich aus Verstärker und Lautsprecher zusammen. Die Istgröße (induzierte Spannung) steht bereits auf der Platine zur Verfügung (siehe Kapitel 4.3.6 *Platine für die induzierte Spannung*).

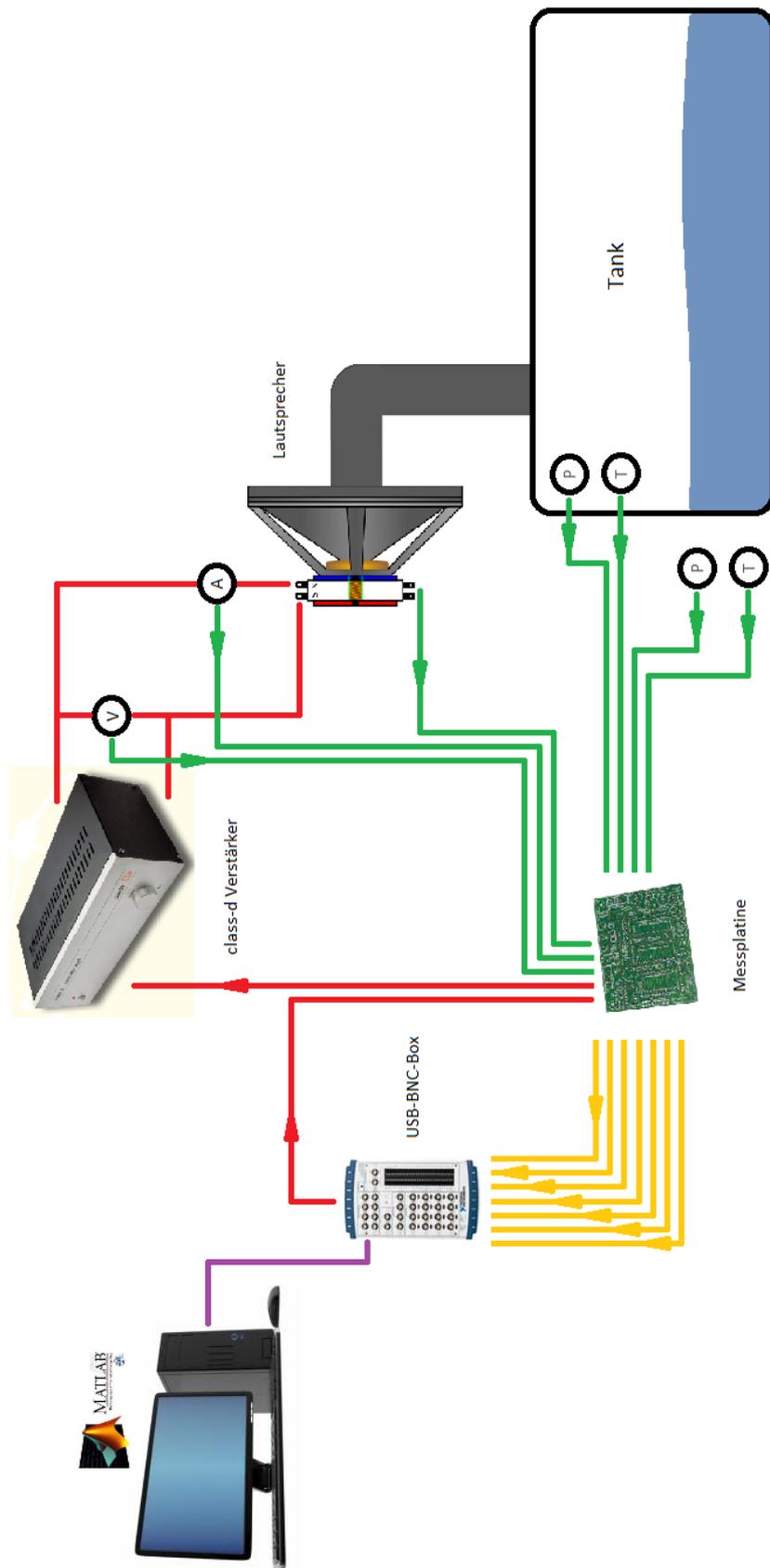


Abbildung 3.1: Schema des Versuchsaufbaus

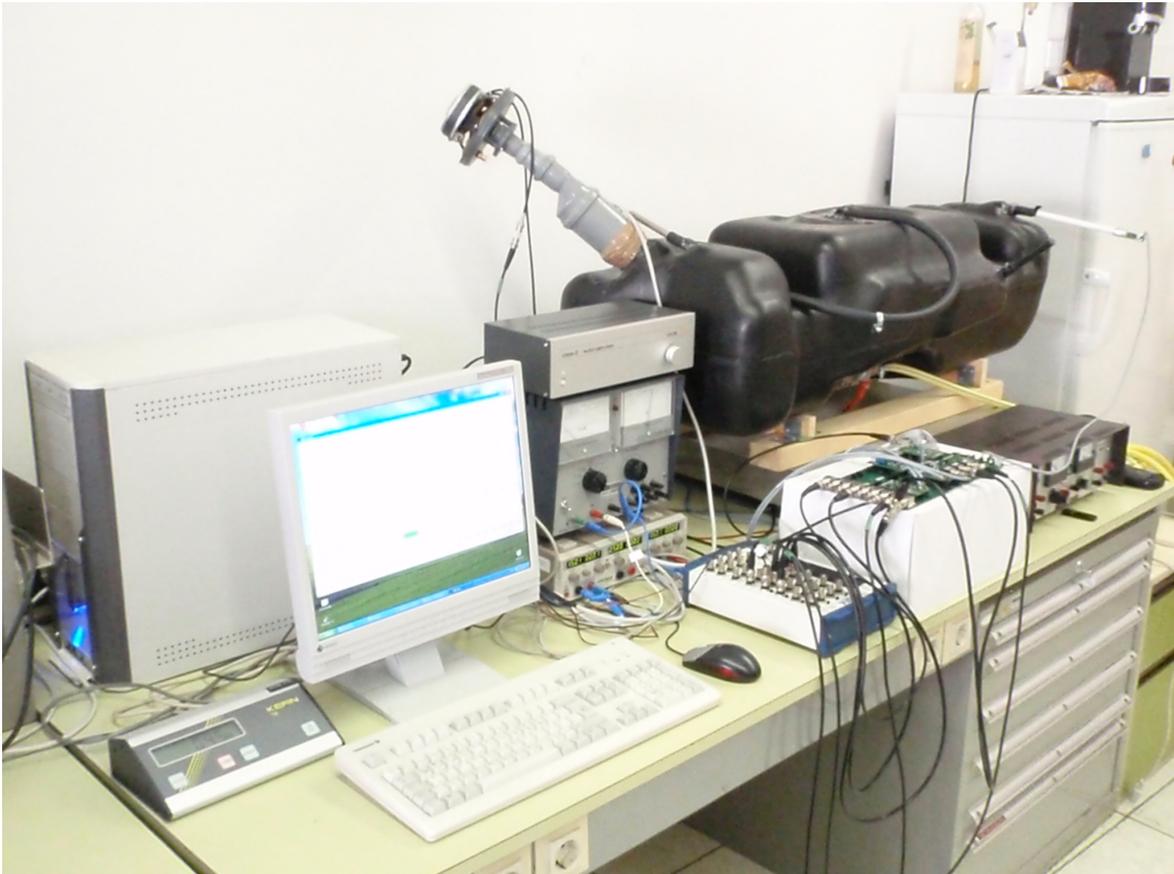


Abbildung 3.2: Realer Versuchsaufbau mit 100 Liter Kfz-Tank

3.2 Reglerentwurf

Ein Regeln der Lautsprecherschnelle erscheint auf den ersten Blick trivial. Wie aber herausgefunden wurde, ist speziell das System im verwendeten Frequenzbereich stark nichtlinear und besitzt zudem auch noch einen Offset. Um die Kurvenform regeln zu können, wurden nacheinander verschiedene Ansätze verfolgt, bis eine hinreichende Lösung gefunden wurde.

3.2.1 Vektorbasierte Regler

Die Realisierung des Messaufbaus wurde mithilfe der NI-Box bewerkstelligt. Dadurch lag es nahe, diesen Regler auf der entsprechenden Box zu entwerfen. Dabei hat dieses System einen entscheidenden Nachteil. Ein Echtzeitverhalten kann nicht ermöglicht werden, da die alternierende Ausgabe des Steuersignals und Messung der Sensordaten nicht genügend schnell ist. Die Geschwindigkeit der Aus- und Eingabe ist einerseits von der Vektorlänge der Signale abhängig und andererseits von der Sendezeit zwischen Computer und USB-BNC-Box. Will man ein Signal ausgeben, wird das ganze Signal als ein Datenvektor in den Puffer geschrieben. Die Wiedergabezeit kann durch die Samplerate der Box

vorgegeben werden. Das Einlesen von Daten funktioniert ähnlich. Dabei gibt man wieder vor, wie viele Samples man pro Sekunde einlesen will. Wird ein Signal über eine gewisse Zeit aufgenommen, dann wird wieder ein Datenvektor in den Puffer geschrieben, der später über einen Universal Serial Bus (USB) zum Computer gesendet wird. Jetzt erst kann die Verarbeitung des Datenvektors geschehen. Durch die große Verzögerung kann ein klassischer Regler auf diesem System nicht realisiert werden.

Beim eigentlichen Messverfahren, verwendet man aber permanent das gleiche Sinussignal und die Führungsgröße wird sich daher nicht ändern. Diese Vorkenntnis kann genutzt werden, um das fehlende Echtzeitverhalten der Box zu umgehen.

Grundidee: Hierbei wird zuerst die induzierte Spannung u_{ind} aufgenommen. Dabei wird darauf geachtet, dass die Aufnahme der induzierten Spannung mindestens eine Periode beinhaltet. Das aufgenommene Signal ist im Allgemeinen ein verzerrtes Sinussignal mit verringerter Amplitude und entspricht der Geschwindigkeit der Lautsprechermembran (Abbildung 3.3 A). Das Ziel ist es, dass diese induzierte Spannung sinusförmig wird, da der Membranhub h die Ableitung der Membranschnelle v ist. Dies soll durch geeignete Variation des Eingangsvektors erfolgen. Vorher wird aber die induzierte Spannung um $T/4$ verschoben und auf eins skaliert. Eine Verschiebung um $T/4$ wird deswegen vollzogen, da das Signal von Grund auf um ein Viertel der Periode verschoben ist und man sonst den gewünschten Fehlervektor (Abbildung 3.3 B) nicht bilden kann. Dieser wird wie folgt berechnet:

$$\text{Fehlervektor} = \text{Wunschfunktion} - \text{induzierteSpannung}(\text{skaliert} + \text{verschoben}) \quad (3.5)$$

Der Fehlervektor wird zum Eingangssignal addiert, um die neue Stellgröße zu erhalten (Abbildung 3.3 C). Man erwartete sich eine Struktur, die nicht besonders schnell ist, aber nach endlicher Zeit eine sinusförmige Bewegung der Membran ergibt. Leider stellte sich bei diesem Versuch nicht das gewünschte Ergebnis ein, weil das System zu stark nichtlinear ist. Dies ist aber nicht das einzige Problem. Bei der vektorbasierten Struktur, wurde durch das Eingreifen des Reglers die Stellgröße so beeinflusst, dass die Eingangsgröße nicht mit demselben Wert beginnt und endet. Dabei kommt es aufgrund des Sprungs der Eingangsgröße regelmäßig zu einem Peak in der induzierten Spannung.

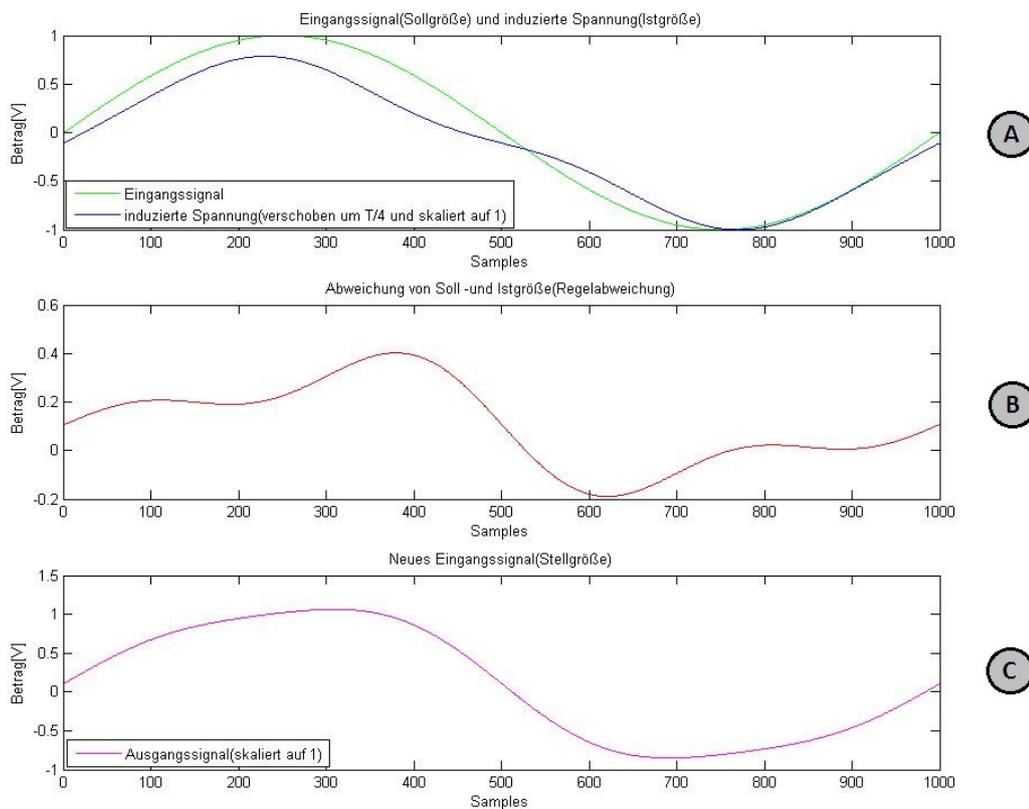


Abbildung 3.3: A Vergleich Soll -und Istgröße; B Abweichung von Soll -und Istgröße; C Variation des Eingangssignals

Fazit: Diese vektorbasierte Struktur kann nur so schnell sein, wie die Frequenz f des Signals, mit welcher man den Lautsprecher anregt. Man würde sich erwarten, dass sich der Fehlervektor nach gegebener Zeit gegen Null bewegt. Dies ist aber leider nicht der Fall und stattdessen entfernt sich die induzierte Spannung von der eigentlichen Wunschfunktion. Der Ansatz scheint für dieses spezielle System nicht anwendbar zu sein.

3.2.2 Regler mit Fast-Fourier-Transformation

Nach dem missglückten ersten Ansatz, stellt sich die Frage, wo und welcher Fehler gemacht wurde. Beginnt man mit der Fehlersuche, dann lohnt es sich, einen genaueren Blick auf die induzierte Spannung zu werfen. Bei der Berechnung der Fast-Fourier-Transformation zeigt gleich, mit welchem Problem zu kämpfen ist.

Als zweiter Ansatz wurde ein Konzept versucht, das im Frequenzbereich arbeitet. Das mit Hilfe einer Fast-Fourier-Transformation erhaltene Spektrum von der induzierten Spannung ist in Abbildung 3.4

dargestellt und zeigt eine Vergrößerung des relevanten Bereichs des Spektrums.

Zoomen in den interessanten Bereich:

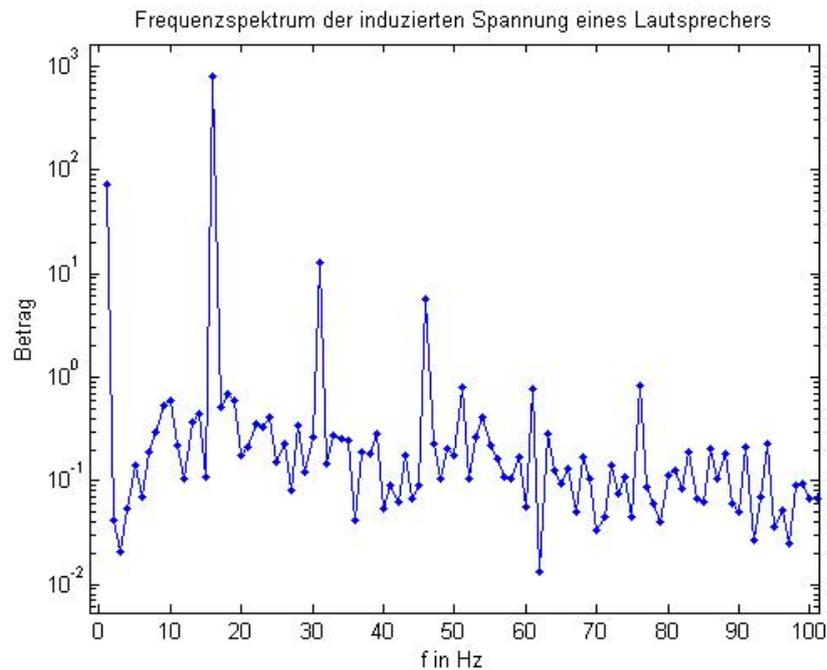


Abbildung 3.4: Frequenzspektrum der induzierten Spannung bei 15Hz; Frequenzbereich von 0-100Hz

Schickt man ein Sinussignal mit einer Frequenz von 15Hz in die Strecke (Strecke setzt sich aus Lautsprecher und Verstärker zusammen), dann bilden sich gleich mehrere Oberwellen in dem aufgenommenen Signal stärker aus (siehe Abbildung 3.3). Der Peak bei 50Hz lässt sich durch die Einkoppelung vom Netz in den Versuchsaufbau erklären. Wird der Aufbau kleiner oder befindet sich auf einer Platine, kann dieser Einfluss vermieden werden.

Grundidee: Unter Verwendung desselben Systems wie unter dem Ansatz 1, will man hier wiederum ein entsprechendes Eingangssignal entwerfen, welches die störenden Oberwellen in der induzierten Spannung tilgt. Es ist notwendig zumindest eine volle Periode aufzunehmen, um das ganze Frequenzspektrum der Fast-Fourier-Transformation zu erhalten. Daraus bestimmt der Regler die stärksten Oberwellen und bestimmt deren Betrag und Phase. In der Regel sind das die zweite, dritte und vierte Oberwelle. Die übrigen Frequenzen gehen im Rauschen unter und werden von dem Reglerkonzept vernachlässigt.

Um das gewünschte Eingangssignal zu erhalten, werden jetzt jene überlagerten Signale von dem alten Eingangssignal abgezogen, die unerwünscht sind. Der Grundgedanke liegt darin, im Vorhinein schon diejenigen Frequenzbänder zu löschen, die später störend werden können. Die Signale die

vom Eingangssignal abgezogen werden sollen, ergeben sich durch einen Schwellwert in der FFT, der überschritten wird. Die Signale die den Schwellwert überschreiten, werden vom Grundsignal abgezogen. Das neue Signal wird wieder in das vorliegende System hinein geschickt und der Vorgang zum Löschen der Frequenzbänder beginnt von neuem.

Fazit: Wie schon beim ersten Ansatz, ist diese Struktur nicht geeignet um das Problem zu lösen. Das Übertragungsverhalten der Regelstrecke ist stark nichtlinear. Durch diese Methode zeigt sich keine Unterdrückung der Oberwellen, es wird gegebenenfalls noch schlechter. Ein Lösen der Aufgabe auf diese Weise, kann möglicherweise durch Verwenden einer nichtlinearen Signalverarbeitung geschehen. Volterra-Reihen sind das mathematische Modell, die dies bewältigen könnten. Dabei handelt es sich um ein Modell für ein nichtlineares Verhalten, ähnlich der Taylor Reihe. Der Unterschied liegt darin, dass die Volterra-Reihen eine Art Gedächtnis besitzt. In Volterra Reihen hängt der Ausgang des nichtlinearen Systems vom Eingang des Systems zu ALLEN weiteren Versuchen ab. Vor diesem Ansatz wurde jedoch ein herkömmlicher Regler untersucht, da dieser schneller realisiert werden konnte.

3.2.3 Analoger Regler

Da die Ansätze mit der National Instruments USB-BNC Box nicht erfolgreich waren, wurde auf eine schnellere Variante zurückgegriffen, einen analogen Regler. Beim Entwurf eines klassischen Reglers, ist vorausgesetzt, die Regelstrecke des Systems zu kennen. Diese muss vorher durch eine Messung ermittelt werden. Dazu wurde ein Programm geschrieben, der die gewünschten Frequenzen des Systems durchläuft und später die Messwerte in einem Bode-Diagramm wiedergibt. Der genaue Vorgang dieser Messung wird im Kapitel 5 (*Messungen*) beschrieben. Die jeweiligen Messergebnisse der verschiedenen Lautsprecher sind ebenfalls Kapitel 5 zu finden. Ausgehend vom Standardregelkreis (Abbildung 3.5) und dem Frequenzkennlinienverfahren kann die Regelstrecke mit dem geeigneten Regler entworfen werden.



Abbildung 3.5: Standardregelkreis

Symbol	Beschreibung
$w(t)$	Führungsübertragungsgröße
$e(t)$	Regelabweichung
$u(t)$	Stellgröße
$d(t)$	Störgröße
$y(t)$	Regelgröße
R	Regler
P	Regelstrecke
T	Führungsübertragungsfunktion
S	Störübertragungsfunktion

Tabelle 3.1: Symboltabelle Standardregelkreis

Das Verhalten des Regelkreises wird durch die Betrachtung der Führungsübertragungsfunktion bestimmt. Sie spiegelt den offenen Regelkreis wieder und setzt sich aus Regler und Regelstrecke zusammen. Die Führungsübertragungsfunktion ist bedeutend für die Stabilitätsbetrachtungen im geschlossenen Regelkreises:

$$T = \frac{RP}{1 + RP} \quad (3.6)$$

Zur Vollständigkeit wird zusätzlich noch die Störübertragungsfunktion angegeben:

$$S = \frac{1}{1 + RP} \quad (3.7)$$

Mit Hilfe eines Bode - Diagramms, welches das Verhalten des offenen Regelkreises widerspiegelt, können Betrachtungen mit dem Frequenzkennlinienverfahren gemacht werden. Dabei ist es wichtig, dass bei der Durchtrittsfrequenz f_c (Betragsgang schneidet die 0dB Linie) die Phasenreserve ϕ_r (Winkelunterschied zwischen der -180 Linie und Phasengang bei der Durchtrittsfrequenz) positiv ist (siehe Abbildung 3.6). Diese Bedingung garantiert eine BIBO - Stabilität des Regelkreises (BIBO -> bounded input, boundet output -> begrenzter Eingang, begrenzter Ausgang).

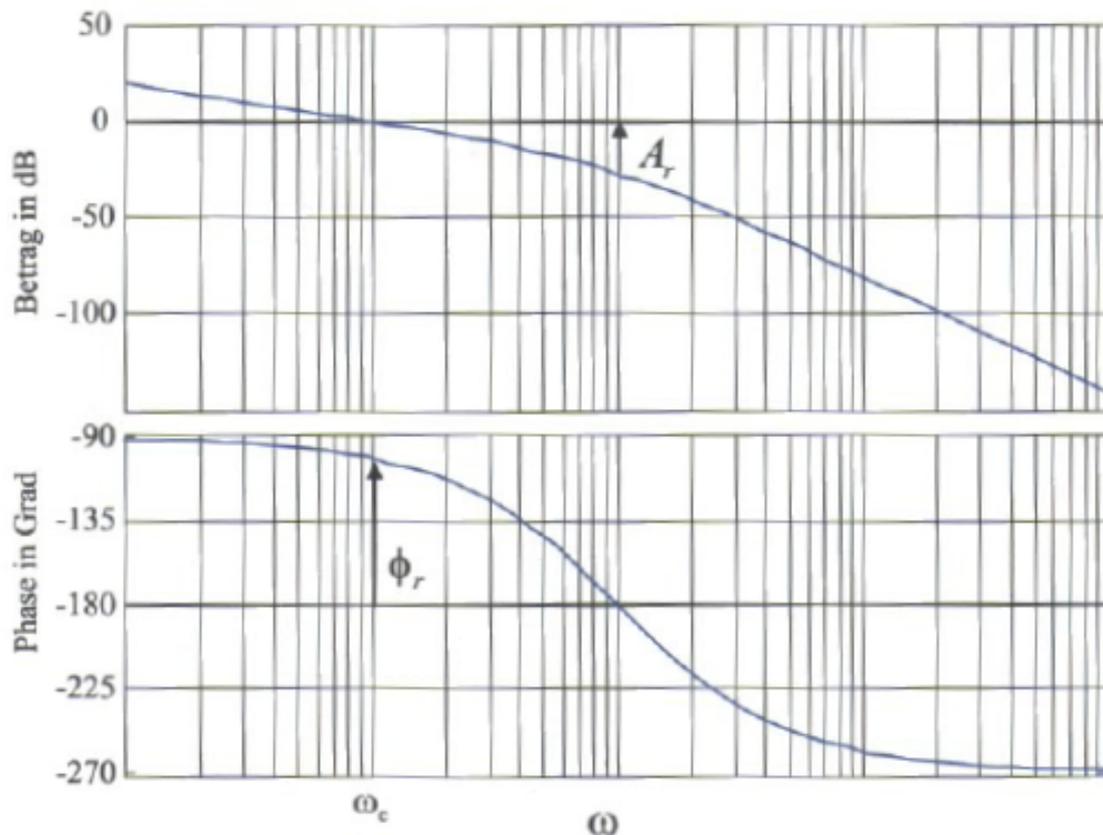


Abbildung 3.6: Beispielbild Phasenreserve Φ_r / Amplitudenreserve A_r (Quelle: Regelungstechnik [2])

In diesem System stellt sich die Regelstrecke als der Lautsprecher gemeinsam mit dem class-d Verstärker von ELV dar.

Der Betrags- und Phasengang wurde für drei verschiedene Regelstrecken aufgenommen, da drei verschiedene Lautsprecher untersucht worden sind. Ausgehend vom Bode-Diagramm der Regelstrecke, zeigt sich mit dem Frequenzkennlinienverfahren, dass ein I-Regler geeignet ist (Abbildung 3.7). Da am Anfang das Signal mit 20 dB/Dek. steigt, kann zu Beginn der schlechte Signalpegel verstärkt werden. Mit steigender Frequenz stellt sich je nach Grenzfrequenz des I-Reglers ein abfallendes Verhalten der Betragskennlinie ein. Dieses abfallende Verhalten ist später für die Führungsübertragungsfunktion wünschenswert.

Zur Bewertung des Reglers wird wieder ein FFT-Spektrum aufgezeichnet. Dabei sollten vor allem die ersten Oberwellen unterdrückt werden und am Ausgang (induzierte Spannung U_{ind}) sollte ein deutlich schönerer Sinus erkennbar sein.

Vergleicht man die beiden Spektren mit und ohne Regler (Abbildung 3.8 und 3.9), so zeigt sich, dass

die Oberwellen gedämpft werden. Der Regler arbeitet also erfolgreich und es zeigt sich eine deutliche Verbesserung gegenüber vorher.

Der analoge Regler kann nur bei einem Spannungspegel von $\pm 5V$ arbeiten, da der Operationsverstärker durch seine Versorgung in seinem Arbeitsbereich begrenzt ist. Die begrenzte Versorgungsspannung muss im Reglerentwurf berücksichtigt werden. Will man einen großen Arbeitsbereich abdecken, dann setzt das eine hohe Durchtrittsfrequenz voraus. Diese hohe Durchtrittsfrequenz bewirkt zugleich eine höhere Verstärkung bei niedrigeren Frequenzen und bei zu großen Signalpegeln können die Operationsverstärker nicht mehr ordnungsgemäß arbeiten. Als unpraktikabel stellt sich dabei heraus, dass für verschiedene Arbeitsfrequenzen die Zeitkonstante des I-Reglers neu eingestellt werden muss.

Für die Messzyklen der Volumensensorik werden Frequenzen von zum Beispiel 15Hz verwendet. Bei diesen Frequenzen stellen sich die harmonischen Oberwellen bei 30, 45, 60Hz und so weiter ein. Spätestens bei diesen Frequenzen kann die Unterdrückung der Oberwellen nicht mehr richtig funktionieren. In diesem Bereich befindet sich die Phasenreserve jenseits der 180° -Linie, ein Ausregeln ist nicht möglich. Abhilfe verschafft man sich mithilfe eines Lead-Gliedes, welches die Phasendrehung bei der mechanischen Resonanz des Lautsprechers mildert (Abbildung 3.7). Mit der Anhebung des Frequenzganges um 50 Grad bei der mechanischen Resonanz, greift das Lead-Glied optimal ein. Dabei erkauft man sich die Korrektur bei dieser Stelle mit einer Verstärkung des Betragsganges um 20 dB. Mit der Einführung des Lead-Gliedes kann der Regler jetzt Oberwellen bedämpfen die sich bei größeren Frequenzen ausprägen würden. Dabei kommt es den Regler entgegen das sich die Oberwellen nach und nach immer näher an den Arbeitsbereich des Lautsprechers kommen und dadurch bedeutend kleiner werden. Ein möglicher Reglerentwurf mit Frequenzkennlinienverfahren wird in Abbildung 3.7 dargestellt.

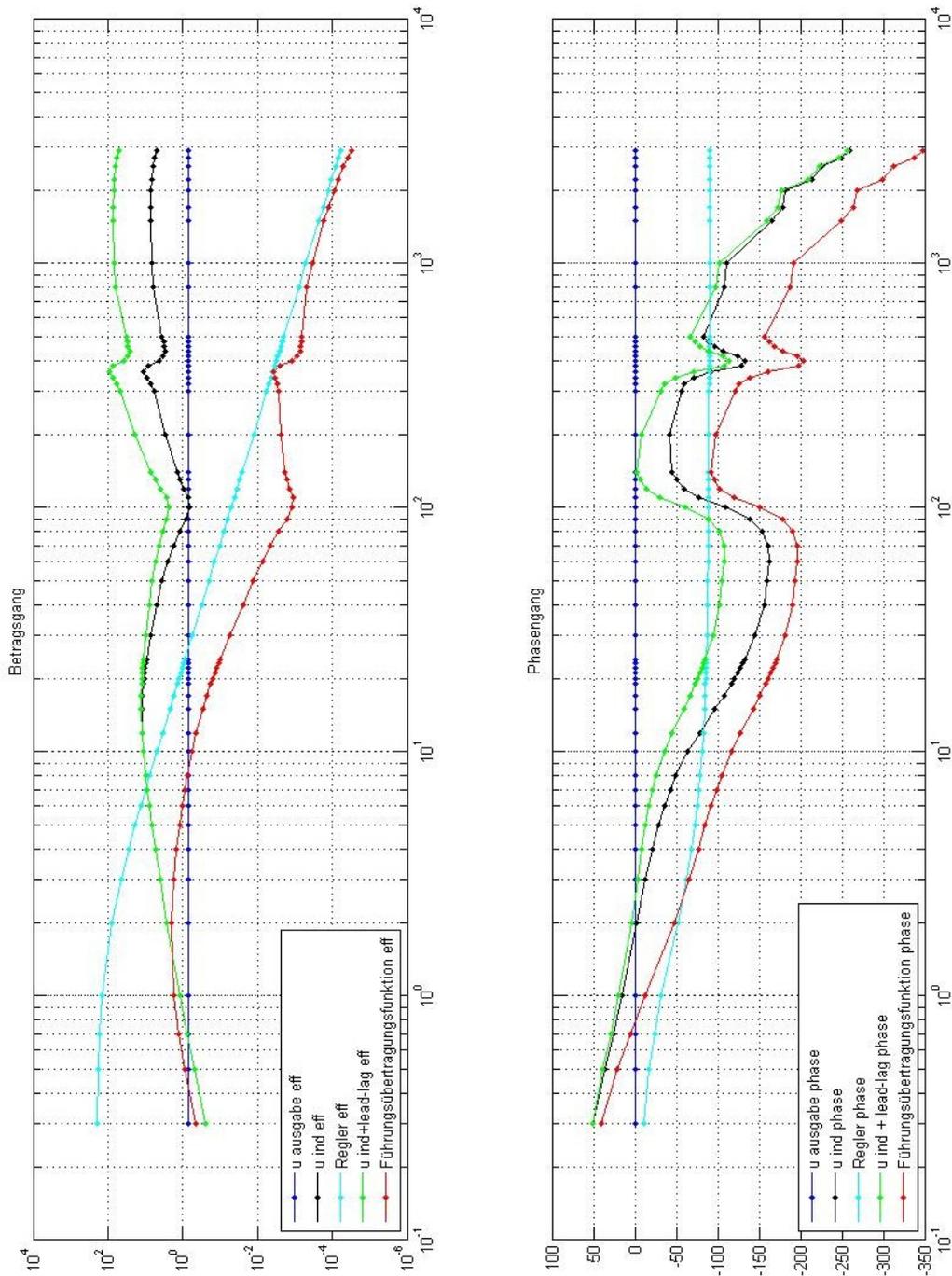


Abbildung 3.7: Reglerentwurf/Frequenzkennlinienverfahren

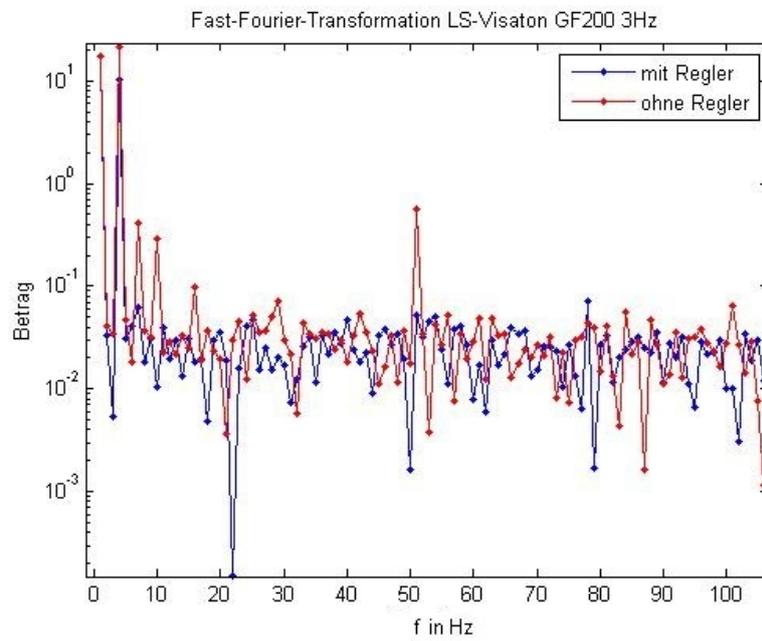


Abbildung 3.8: Frequenzspektrum der induzierten Spannung bei 3Hz mit/ohne Regler

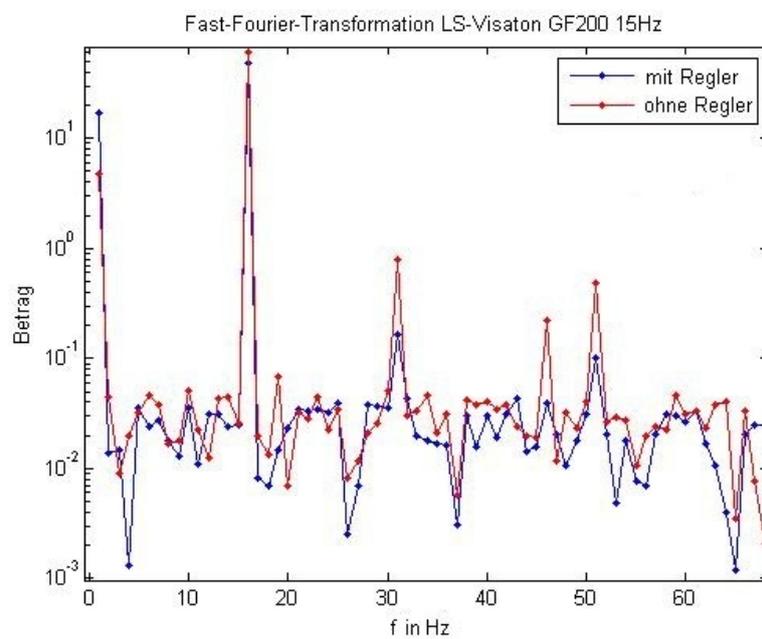


Abbildung 3.9: Frequenzspektrum der induzierten Spannung bei 15Hz mit/ohne Regler

4 Hardware

4.1 Lautsprecher

Bei einem Lautsprecher erfolgt der Antrieb der Membran über ein Magnetfeld, welches durch einen Steuerstrom durch die Schwingspule hervorgerufen wird. Die dabei auftretende Kraft, wird als Lorenzkraft bezeichnet und lässt sich durch

$$F = B \cdot l \cdot I \quad (4.1)$$

beschreiben. Bewegt sich die Spule durch ein Magnetfeld, kommt es gleichzeitig zur Bewegungsinduktion. Sie lässt sich durch

$$U_{ind} = B \cdot l \cdot v \quad (4.2)$$

formulieren (siehe Abbildung 4.1). Sie wirkt der Steuerspannung entgegen und verursacht eine Rückwirkung.

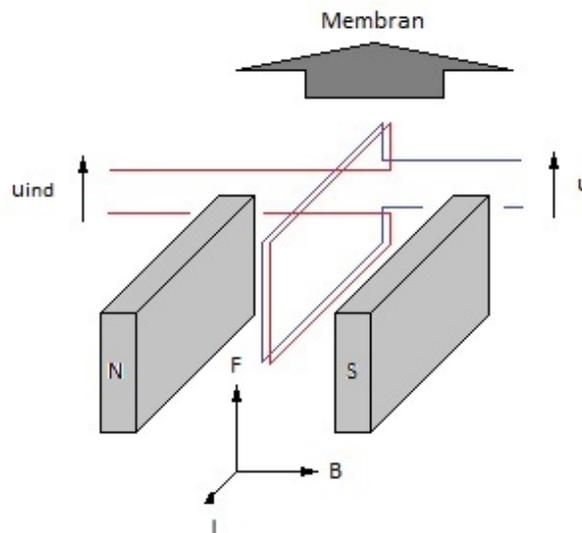


Abbildung 4.1: Bewegungsinduktion des Lautsprechers

Die untersuchten Lautsprecher besitzen zwei Antriebsspulen. Eine Spule wird verwendet um den Lautsprecher mit einem Signal zu versorgen, die Andere um die induzierte Spannung zu messen. Es

bestünde natürlich die Möglichkeit den Weg der Membran optisch aufzunehmen, aber dieser Weg wurde umgangen. Der Einbau eines solchen Sensors hätte sich schwierig gestaltet und wäre preislich teuer gewesen.

Die Messung der induzierten Spannung an der Spule beinhaltet einen systematischen Messfehler. Aufgrund der Koppelung der beiden Spulen wird von der einen Spule in die Andere eine Spannung induziert und umgekehrt. Da beide Spulen sich direkt nebeneinander befinden (bifilar gewickelt), kann sich der Fluss beinahe verlustfrei in die andere Spule einprägen und es entsteht eine hoher Koppelungsfaktor. Die genauen Messergebnisse können im Kapitel 5.2 (*Messen des Koppelkoeffizienten der Lautsprecherspulen*) abgelesen werden. Bei der Messung der induzierten Spannung, wird die Spule durch die Steckplatine, wo das Signal aufbereitet wird, hochohmig abgeschlossen. Der Strom der Antriebsspule, welcher durch die Koppelung hervorgerufen wird ist minimal und wird in der Berechnung später vernachlässigt. Es muss nur mehr der Einfluss der Antriebsspule auf die messende Spule berücksichtigt werden (siehe Abbildung 4.2).

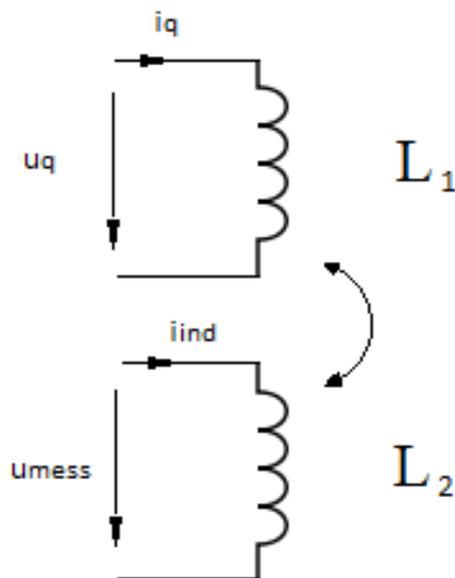


Abbildung 4.2: Schemabild der Koppelinduktivität

Symbol	Beschreibung
u_q	Versorgungsspannung (Signal)
i_q	Strom durch die Antriebsspule
L_1	Antriebsspule
u_{mess}	Spannung in der Messspule (gemessen)
i_{ind}	Strom durch die Messspule
L_2	Messspule
K	Kopplungsfaktor

Tabelle 4.1: Symboltabelle der Koppelinduktivität

Die gemessene Spannung ergibt sich zu:

$$u_{mess} = B_{xl} \cdot v + L_{Koppel} \frac{di_q}{dt} \quad (4.3)$$

Wobei sich die Koppelinduktivität zu

$$L_{Koppel} = K \cdot L_1 \quad (4.4)$$

ergibt. Die Größe des Messfehlers ist frequenzabhängig und kann einfach durch die Ableitung gebildet werden.

$$u_{fehler} = L_{Koppel} \cdot \omega \cdot i \cdot \sin(\omega t) \quad (4.5)$$

Die korrigierte gemessene Spannung berechnet sich zu

$$u_{mess,korr} = u_{mess} - u_{fehler} \quad (4.6)$$

Schlussendlich wird dieser Messfehler zu jedem Zeitpunkt am Board des Analogreglers (Kapitel 4.3.8) korrigiert. Dabei verwendet man den gemessenen Steuerstrom des Lautsprechers, der eine Phasenverschiebung von 90° zur induzierten Spannung aufweist. Dieser Strom wird durch einen Differenzierer geschickt, welcher mit einem Potentiometer ausgestattet ist. Das Potentiometer erlaubt es, die Grenzfrequenz des Differenzierers individuell einzustellen. Jenes Signal wird nur noch von der induzierten Spannung abgezogen und es steht ein Messsignal ohne systematischen Messfehler auf der Platine zur Verfügung.

4.1.1 Charakteristika der umgebauten Lautsprecher

Unter Betrachtung der Bode-Diagramme im Kapitel Messungen ist zu erkennen, dass alle verwendeten Lautsprecher prinzipiell das gleiche Verhalten zeigen. Unterschiede ergeben sich durch die einzelnen Resonanzen des mechanischen, elektrischen und akustischen Bereichs. Der Verlauf der Bode-Diagramme ist durch diese Resonanzen geprägt und lässt sich so auch beschreiben.

- mechanische Resonanz: Ein Modell des Masse-Feder-Reibung Systems. Sie nimmt typischerweise mit steigenden Lautsprecherdurchmesser ab und ist von der Membranmasse, Federkonstante der Membran und der Reibung der Membran abhängig.
- elektrisches System: Dieses System ist ein Serienschwingkreis. Die Induktivität der Antriebspulen nimmt mit der Größe der Lautsprecher zu. In diesen Fall steigt die Resonanzfrequenz mit kleiner werdender Induktivität.
- akustische Resonanz: Wie schon erwähnt, handelt es sich um einen Helmholtz-Resonator. Das Verhalten ist gleich einem Masse-Feder System zu setzen. Seine Resonanzfrequenz ist abhängig von der Größe und Form der Öffnung des Resonators und deren im Innenraum befindlichen Masse und Elastizität des Mediums.

4.2 Verstärker

4.2.1 Mikrofonvorverstärker für MV 201

Der Verstärker (Abbildung 4.3) wurde speziell für ein Mikrofon gebaut, welches eine hohe Versorgungsspannung von 200V und eine Referenzspannung von 70V benötigt. Wie die Hauptplatine kann der Vorverstärker mit 12V betrieben werden oder mit einer 9V Blockbatterie. Somit wird der Verstärker entweder durch die Autobatterie versorgt oder autonom mit einer handelsüblichen 9V Blockbatterie. Nach der 12V Spannungsversorgung befindet sich ein analoger Spannungsregler (LM317), welcher aus den 12V ein 9V Spannungspegel umformt. Die Dioden D4 und D5 sind dafür verantwortlich, dass der Strom seinen korrekten Weg nimmt. Die Leuchtdiode ist die Betriebsleuchte des Verstärkers und leuchtet wenn eine Eingangsspannung vorhanden ist. Die Eingangsspannung von 9V wird mit einen Step-Up-Converter auf 200V hochtransformiert. Für die Bereitstellung der einzelnen Spannungen werden Zenerdioden mit dem gewünschten Spannungsbereich verwendet, welche die hohe Spannung des Step-Up-Converters begrenzen. Wie anfangs erwähnt, handelt es sich um 70 und 200V, die auf der 6er Pinnleiste an Pin 2 und 3 bereitgestellt werden. Pin 5 gibt das Mikrophonsignal wieder, auf Pin 6 befindet sich die Masse. Die Pins 4 und 6 sind nicht belegt und eigentlich für die Heizung des Mikrophons gedacht. Sie bleibt bei dieser Anwendung unbeschaltet. Auf der Platine des Mikrofonvorverstärkers befindet sich einer Dreier-Pinleiste, die das Ausgangssignal des Mikrofons selbst entweder in dem Verhältnis 1:10 oder 1:1 ausgeben kann. Die vorhandene BNC - Buchse soll dann später mit der Mikrofon-Eingangsplatine verbunden werden.

Der ganze Aufbau ist in ein eigenes Gehäuse integriert. Der Verstärker befindet sich mit Absicht nicht direkt auf der Hauptplatine, damit das Mikrofon auch für andere Anwendungen verwendet werden kann.

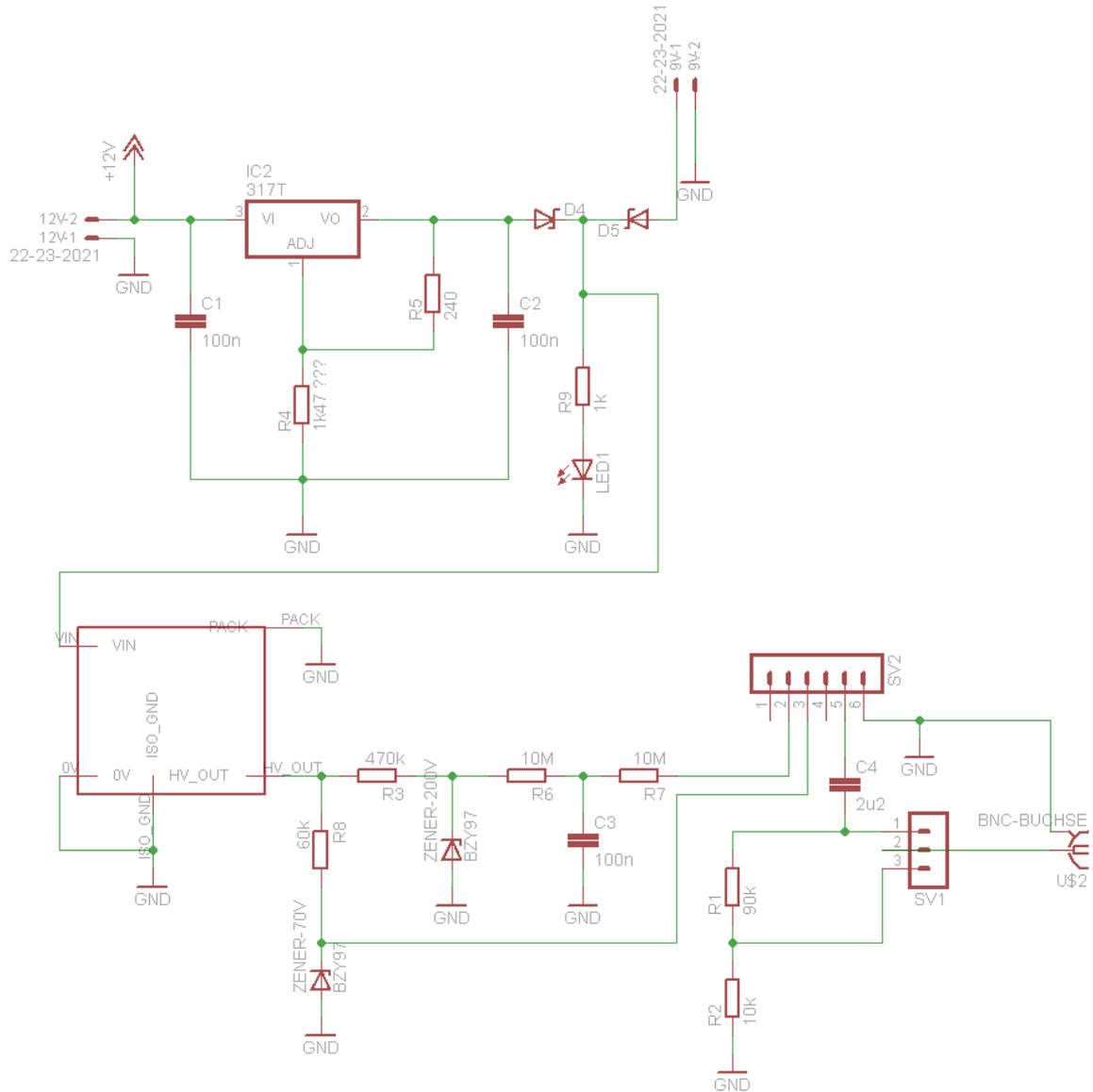


Abbildung 4.3: Schaltplan des Mikrofönvorverstärkers

4.2.2 Class-d Verstärker von ELV

Wegen der geringen Ausgangsleistung der verwendeten Ausgabegeräte wird ein externer Verstärker benötigt.

Als Ausgangspunkt wurde ein class-D Audio Verstärker verwendet. Diese Art von Verstärkern funktioniert nach dem Prinzip der Pulsweitenmodulation. Dabei kommt es zu einer Art Schaltbetrieb, wodurch die Schaltelemente entweder maximal leitend oder maximal isolierend sind. Konventionelle Verstärker benutzen in der Regel Zwischenzustände des linearen Betriebs. Der Vorteil des digitalen Verstärkers liegt darin, dass die beiden Zustände nur wenig Verlustleistung erzeugen. Für die Beseitigung der unerwünschten Schaltzustände wird bei diesem Gerät ein Tiefpassfilter nachgeschaltet. Dieser sorgt zum Beispiel bei einem Sinus für einen kontinuierlichen Verlauf des Verstärkerausgangs. Der Wirkungsgrad liegt über 70 Prozent und ist gegenüber herkömmlichen Geräten bedeutend besser. Wärmeverluste und damit Energieverbrauch sind geringer und es werden nicht mehr so große Kühlkörper benötigt. Diesen Vorteil muss durch die Verzerrung des Audiosignals erkaufte werden, die mit steigender Leistung zunimmt. Die Verzerrung wird in THD (Total Harmonic Distortion) angegeben und liegt bei kleinen Leistungen bei einem Prozent und kann bei großen Leistungen bis zu zehn Prozent betragen (siehe Abbildung 4.4).

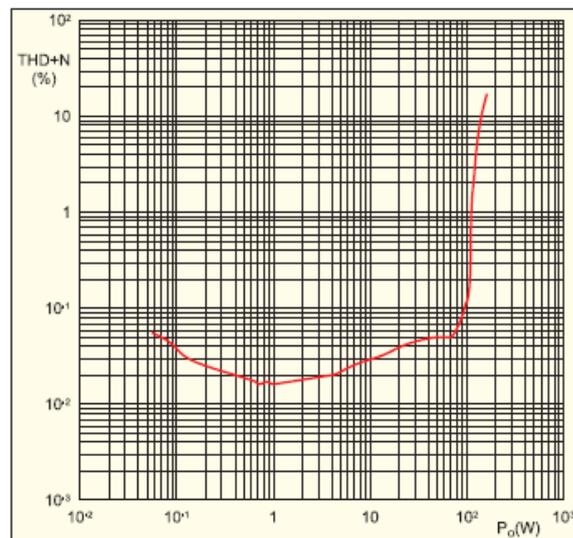


Abbildung 4.4: Total Harmonic Distortion des class-d Verstärkers

Aufgrund seiner guten Leistungsdaten und dem geringen Preis, wurde der Audioverstärker ELV - DA 150 gewählt. Mit 150W Ausgangsleistung kann problemlos der größte Lautsprecher betrieben werden, der für den Versuchsaufbau zur Verfügung steht.

Wie der Lautsprecher wird der Verstärker normalerweise im akustischen Frequenzbereich betrieben. Da der gewünschte Bereich bei weit aus niedrigeren Frequenzen liegt, musste die Schaltung im Verstärker (Abbildung 4.5) modifiziert werden.

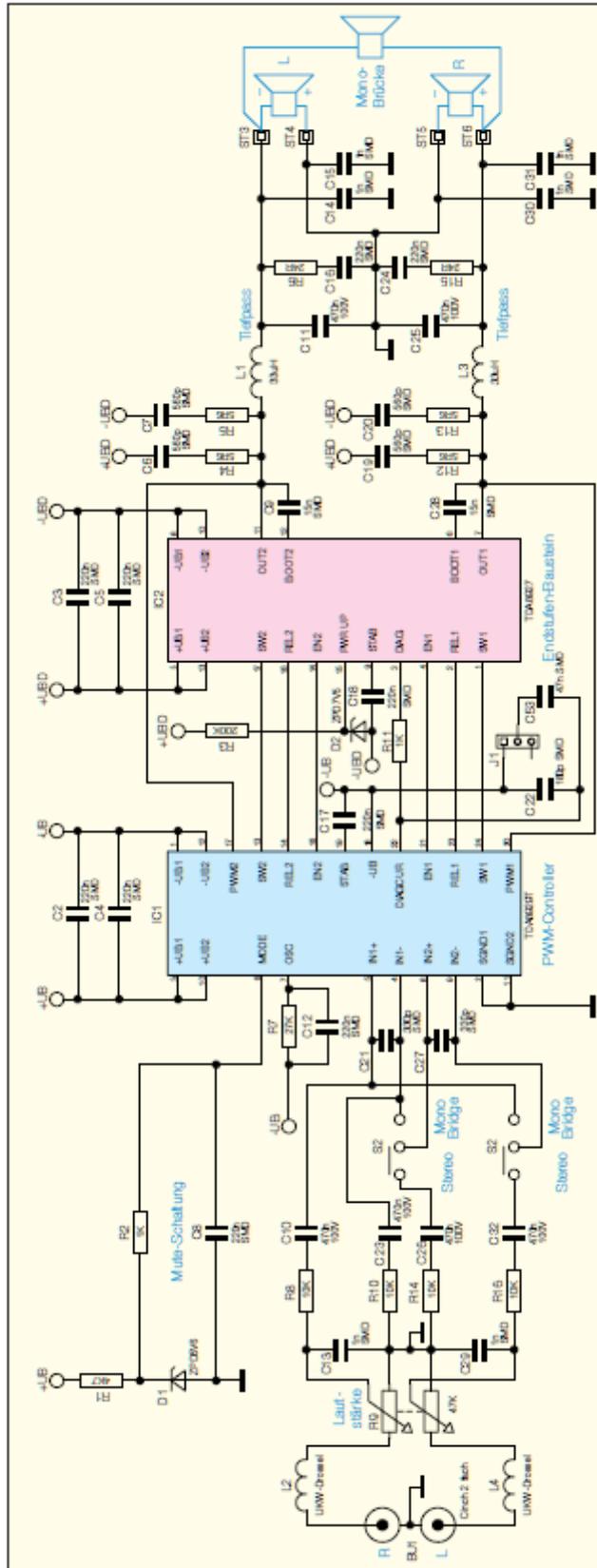


Abbildung 4.5: Schaltplan des ELV class-d Verstärkers

Eingangsseitig auf der Platine (liegt im Bereich des PWM- Controllers), befinden sich 4 Hochpässe. (R16,C32 R14,C26 R10,C23 R8,C10) Diese Hochpässe besitzen eine Grenzfrequenz von 33.8628 Hz und sind für den Audio-Bereich leicht ausreichend. Durch Einfügen größerer Kondensatoren wurde die Grenzfrequenz auf 1.5201 Hz gesenkt und kann damit für Volumenmessungen verwendet werden.

Grenzfrequenz der Hochpässe im Originalzustand:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10K\Omega \cdot 470nF} = 33.8628Hz \quad (4.7)$$

Grenzfrequenz der modifizierten Hochpässe:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 10K\Omega \cdot 10.470\mu F} = 1,5201Hz \quad (4.8)$$

Nach kurzem Testen zeigte sich aber schnell, dass durch die Modifikation der Ausgang des Hochpasses ein hochfrequentes Rauschen eingehandelt. Um dieses Rauschen zu vermeiden, wurde die Grenzfrequenz des Tiefpasses auf der Ausgangseite verändert. Dazu wurden die Kondensatoren C25 und C11 vergrößert, die mit der Lautsprecherimpedanz einen Tiefpass bilden. Die veränderte Kapazität senkt die Grenzfrequenz von 84.657 kHz auf 3.8 kHz des Tiefpasses und das störende überlagerte Rauschen am Ausgang wird gedämpft.

Grenzfrequenz des Tiefpasses im Originalzustand:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 4\Omega \cdot 470nF} = 84.657kHz \quad (4.9)$$

Modifizierte Grenzfrequenz des Tiefpasses:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 4\Omega \cdot 10.470\mu F} = 3,8003kHz \quad (4.10)$$

4.3 Platinen

4.3.1 Basisplatine

Diese Platine ist die Hauptplatine. Sie besitzt 10 Steckplätze für kleinere Platinen, die beliebig ausgetauscht werden können. Ihre Hauptaufgabe liegt darin, Strom und Spannung so zu formen, damit die Subplatinen mit geeigneter Betriebsspannung arbeiten können. Außerdem sollen alle Signale, die mit den Platinen aufgenommen oder bearbeitet werden, gut zugänglich sein. Darum befinden sich auf einer Seite der Basisplatine neun BNC - Buchsen, die jeweils als Ausgänge der einzelnen Subplatinen dienen. Ebenfalls gibt es einen 26- poligen Flachbandstecker, wo alle Signale ausgegeben werden. Dieser Stecker ist als Schnittstelle für einen möglichen Mikrocontroller angedacht. Es befinden sich acht Steckplätze auf der Basisplatine, die für Signale mit hoher Datenrate gedacht sind. Weiters

existieren zwei Steckplätze für acht Signale mit langsamer Datenrate. Um Platz zu sparen, werden die Signale mit geringer Datenrate über einen Multiplexer auf einen Ausgang zusammen gelegt (Abbildung 4.7).

Für die Übersichtlichkeit des Aufbaus wurde Slot 1 auf die erste Ausgangsbuchse gelegt, Slot 2 auf die zweite Ausgangsbuchse und so weiter. Lediglich die Signale von Slot 9 und 10, (langsamen Datenraten) wurden über einen 8-Kanal-Analogmultiplexer auf die Ausgangsbuchse neun gelegt. Der Multiplexer verfügt über 3 Steuerleitungen. Durch die einzelnen Low und High Pegel jeder Steuerleitung sind maximal acht unterschiedliche Kombinationen möglich. Jede Kombination schaltet einen anderen Eingang des Multiplexers durch und es kann an der neunten BNC- Buchse auf der Ausgangsseite das entsprechende Signal abgerufen werden.

Die Versorgung der Hauptplatine (Abbildung 4.6) wird über einen Klemmblock realisiert und benötigt eine Gleichspannung von 12V. Diese steht später im Kfz durch die Autobatterie zur Verfügung. Nach dem Versorgungsblock befinden sich 2 Dioden, die als Schutz gegen falsches Anschließen dienen und ein Ein/Aus-Schalter mit einer Betriebsleuchte. Direkt neben der 12V- Spannungsversorgung befindet sich die Erzeugung der Versorgungsspannungen der Steckplatinen. Sie benötigen einen positiven und negativen Spannungspegel von 5V und werden mit Step-Down-Converter erzeugt, welche mit einem Wirkungsgrad bis zu 90 Prozent arbeiten. Sie besitzen einen begrenzten variablen Spannungsbereich, den man mit den Widerständen R2 und R3 einstellen kann. Die großen Ausgangskapazitäten C4 und C6 dienen zum glätten der Ausgangsspannung.

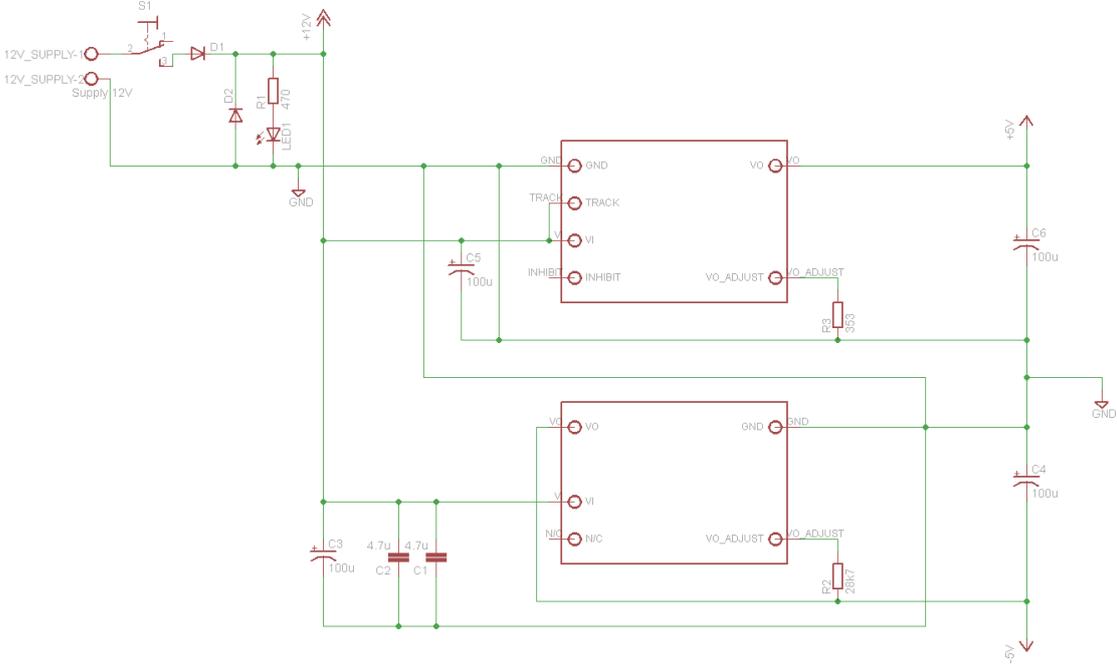


Abbildung 4.6: Schaltplan der Spannungserzeugung auf der Basisplatte

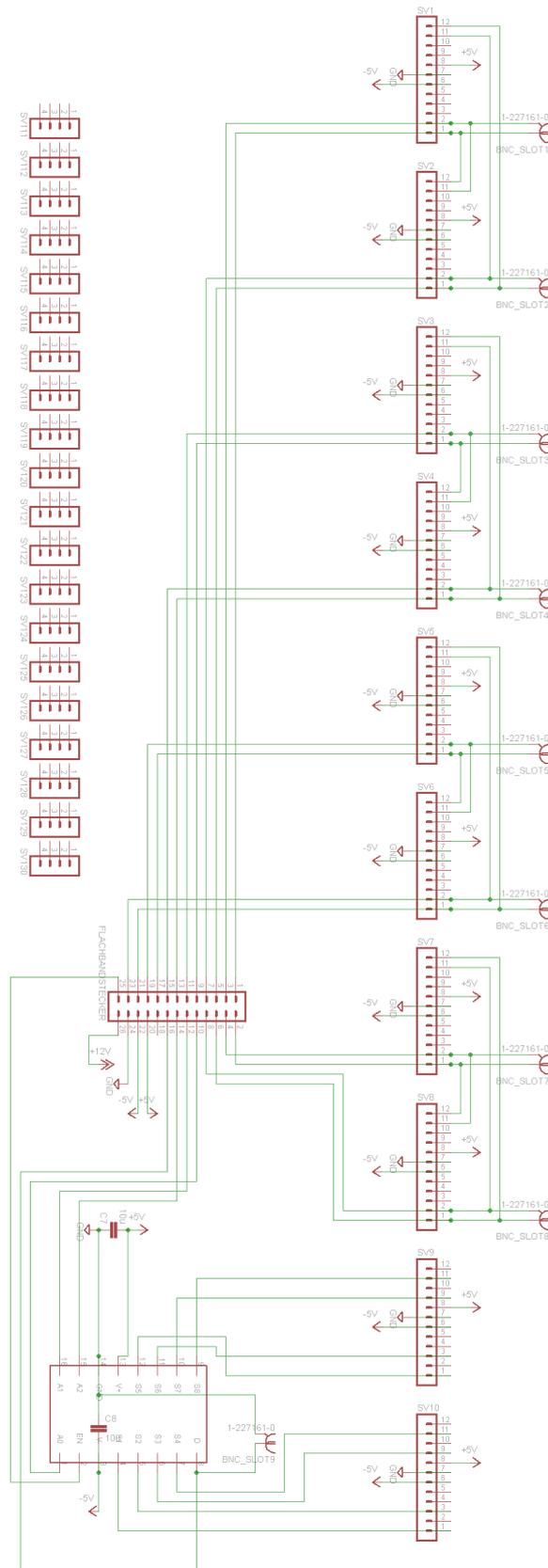


Abbildung 4.7: Schaltplan der Steckplätze auf der Basisplatte

4.3.2 Mikrofoneingang

Diese Platine besitzt eine Abmessung von 40x70 mm, wie alle anderen Messplatinen zum Anschluss an die Basisplatine. Die Platine stellt einen Eingang für das Mikrofonensignal bereit. Sie wird ausgehend von einer zwölfpoligen Pinnleiste mit den Pins 6,7 und 8 versorgt und gibt das Signal über die Pins 1 und 2 aus (Abbildung 4.8). Von dort aus kann das Signal wiederrum über die Ausgangsbuchsen oder über den 26-poligen Flachbandstecker auf der Hauptplatine abgegriffen werden. Mit den Pins 11 und 12 kann das Signal von der gegenüberliegenden Platine bezogen werden, wodurch eine mögliche Weiterverarbeitung geschehen kann. Von der Eingangsseite der BNC-Buchse wurde eine einfache Schutzschaltung (15V Zenerdiode) angebracht. Sie schützt vor zu hoher Eingangsspannung oder vor einem falschen Anschließen der Platine. Auf Wunsch kann mit der Jumperschaltung auf dem Board das Eingangssignal mit dem Verhältnis 1:10 geteilt oder 1:1 weitergegeben werden. Die anderen beiden 4er Pinnleisten dienen als mechanische Befestigung an der Basisplatine.

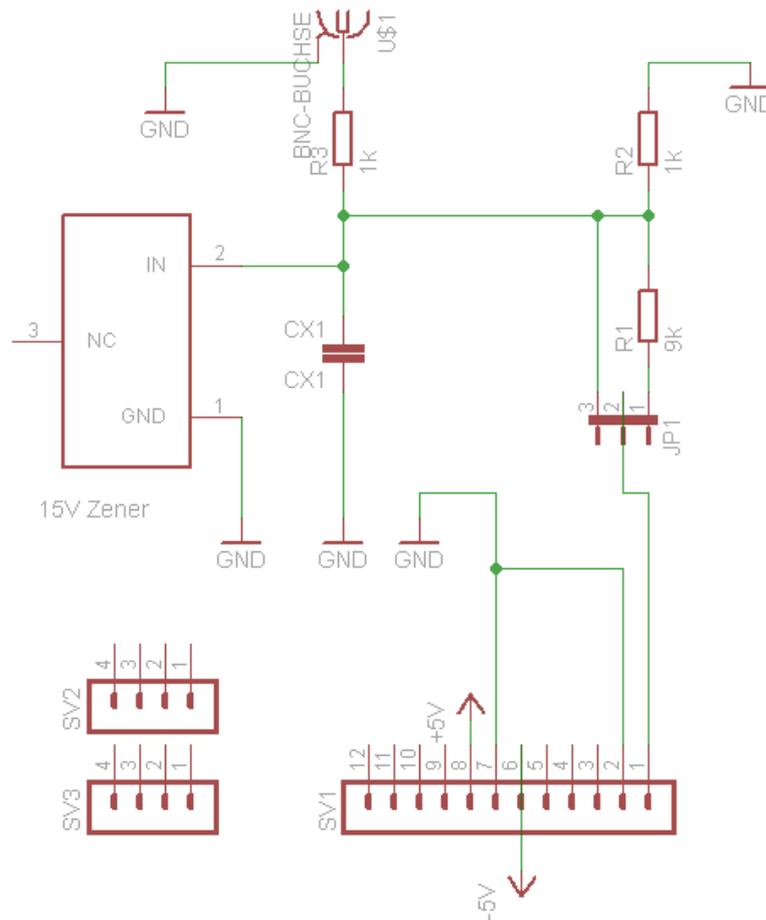


Abbildung 4.8: Schaltplan der Mikrofoneingangsplatine

4.3.3 Differenzdrucksensor mit Sensorplatine

Diese Schaltung für den Differenzdrucksensor besitzt zusätzlich zur Steckplatine, eine mit einem Kabel angeschlossene, Sensorplatine. Das hat den einfachen Grund, dass der Sensor variabel im Tank platziert werden kann.

Steckplatine: Der erste Teil dieser Vorrichtung ist eine Steckplatine (Abbildung 4.9), die auf der Basisplatine angebracht wird. Die Versorgung und Ein/Ausgabe der Signale funktioniert gleich wie bei der Mikrofon-Eingangsplatine. Auf der Steckplatine des Differenzdrucksensors findet man eine OPV - Schaltung. Es handelt sich um einen Subtrahierer, der das Sensorsignal von seinem Offset befreit. Gleichzeitig wird das Ausgangssignal auf den Bereich von 0 bis 5 V verstärkt. Dieser Spannungsbereich wurde deswegen gewählt, weil viele Mikroprozessoren diesen Spannungspegel verarbeiten können. Da nur ein Operationsverstärker der beiden im IC integrierten Verstärker benötigt wird, wird der andere als Spannungsfolger geschaltet und am Eingang geerdet. Diese Maßnahme sorgt dafür, dass nichts Unerwünschtes verstärkt wird. Die dreipolige Pinnleiste an der Front der Steckplatine dient zum Anschließen der Sensorplatine mit einem Kabel.

Sensorplatine: Ausgehend vom Kabel wird der Sensor mit 5V und Masse verbunden. Der Pin, der noch übrig bleibt, ist für das Ausgangssignal reserviert. Auf der Platine (Abbildung 4.10) befinden sich Einschnitte, die für die Befestigung des Schlauchs gedacht sind. Der Schlauch selbst wird benötigt, um den Druck vom Tank und den Druck des Außenbereichs zum Drucksensor zu führen. Es kann somit der Differenzdruck detektiert werden. Die Detektion des Differenzdrucks braucht in diesem Aufbau nicht unbedingt einen Schlauch in den Außenbereich. Es kann ein Eingang mit einem Material gedämmt werden und ebenfalls im Tank befinden, was sich wie ein Tiefpassfilter verhält. Durch die Druckänderung im Tank und das träge Verhalten eines der beiden Eingänge kann ebenso ein Differenzdruck detektiert werden.

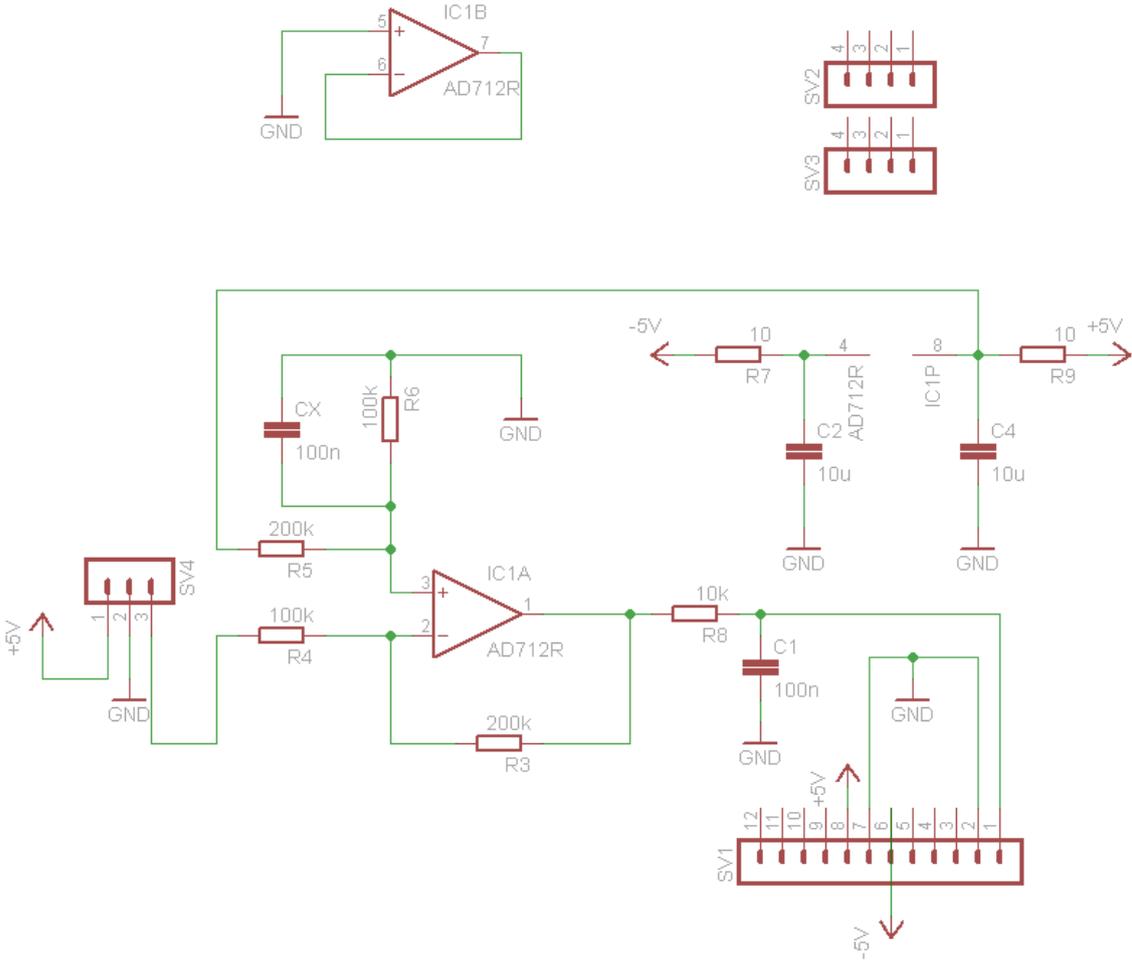


Abbildung 4.9: Schaltplan der Differenzdruck-Steckplatine

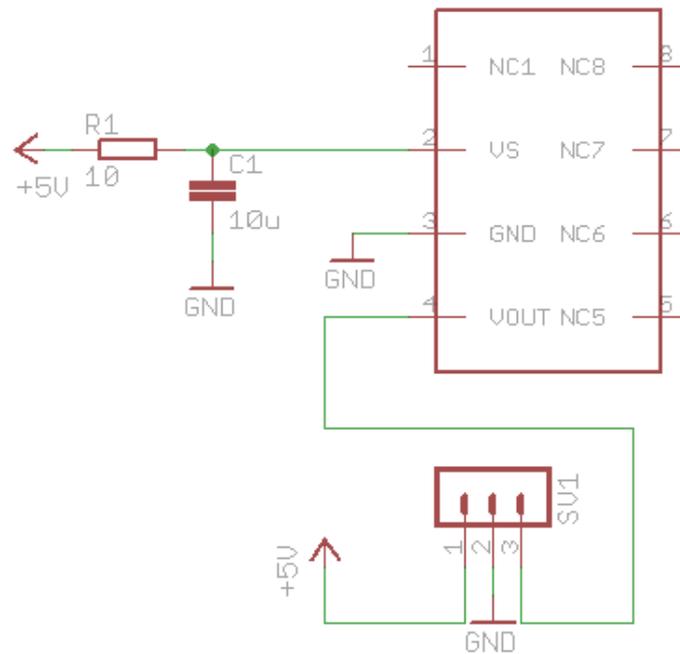


Abbildung 4.10: Schaltplan der Differenzdruck-Sensorplatine

4.3.4 Thermoelement mit Sensorplatine

Die Schaltung für das Thermoelement befindet sich wie vorher auf zwei Platinen. Genauso wie beim Differenzdrucksensor will man mit der Position des Thermoelementes flexibel sein und es im Tank beliebig anordnen können. Mit einem Type K (Chromega- Alomega) Thermoelement, welches sich durch seine schnelle Ansprechzeit auszeichnet, soll die Temperatur gemessen werden. Nachteilig ist dabei, dass die schnelle Ansprechzeit nur möglich ist, wenn Leitungen mit dünnen Querschnitten verwendet werden. Schon kleine mechanische Belastungen lassen daher die Drähte leicht reißen. Problematisch ist das Entfernen ihrer Trägerfolie, da sich hier die Leitungen schnell einrollen und nur schwer wieder in ihre ursprüngliche Form bringen lassen. Besser beraten ist man, wenn das Thermoelement auf seiner Folie bleibt und nur die empfindliche Spitze freilegt. Speziell für so eine Art von Thermoelement gibt es bereits passende Bauteile, die eine Signalaufnahme erleichtern. In dieser Schaltung wurde ein AD595 verwendet. Dieser IC besitzt intern eine Vergleichsstelle und verstärkt das Signal, um am Ausgang $10\text{mV}/\text{C}^\circ$ auszugeben. Bei der Verbindung zwischen dem Auswertechip und dem Thermoelement wurde darauf geachtet, dass die Leitungen zwischen ihnen besonders kurz sind, damit mögliche Messfehler minimiert werden. Darum befinden sich sowohl IC als auch das Thermoelement auf der Sensorplatine (Abbildung 4.12). Auf der Steckplatine (Abbildung 4.11) befindet sich ein nichtinvertierender Verstärker, der das Signal aus dem AD595 um den Faktor fünf verstärkt. Danach gelangt man zu einem Tiefpassfilter, der das Signal von hochfrequenten Störungen befreit. Er besitzt eine Grenzfrequenz von 1.59 kHz und kann demnach das Messsignal nicht beeinträchtigen,

weil die Temperaturschwankungen weitaus langsamer sind. Schlussendlich wird das Signal wieder auf die Ausgangs - BNC - Buchse gelegt und kann auf dem Basisboard abgegriffen werden.

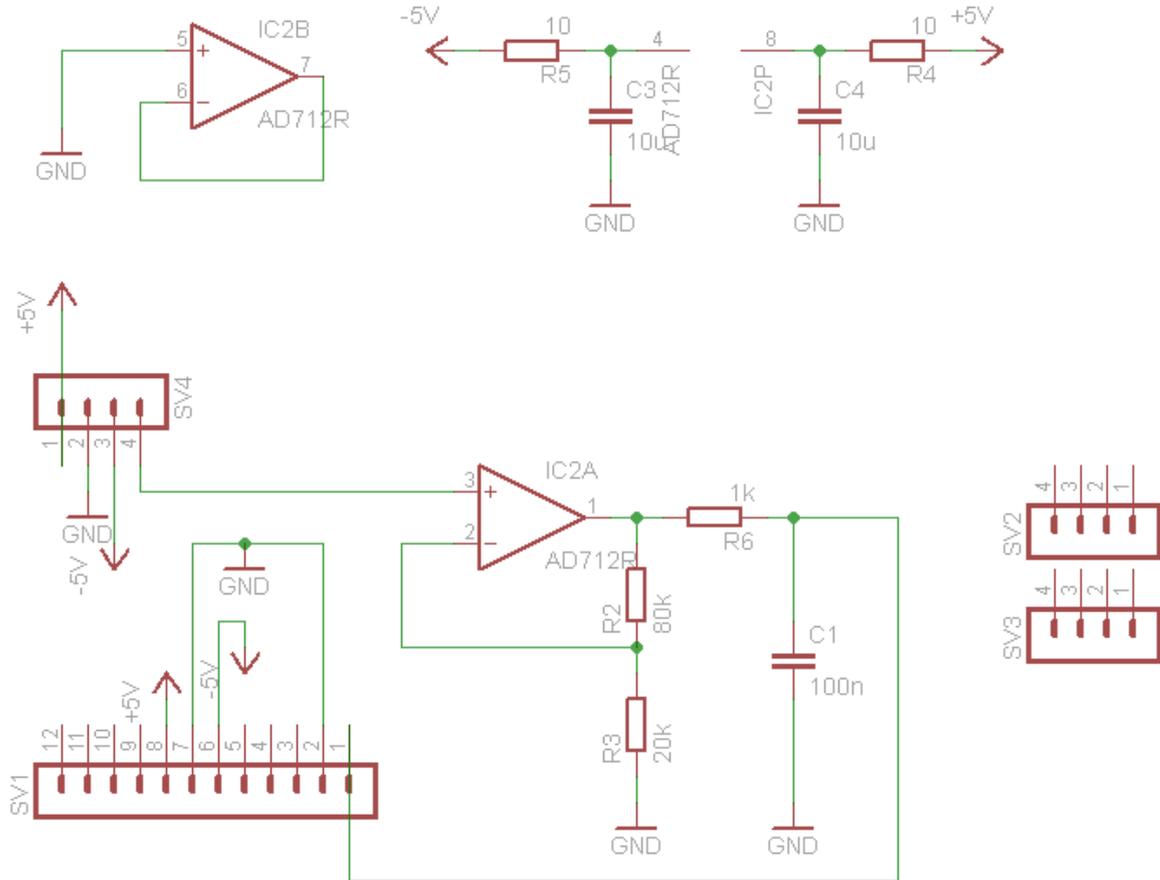


Abbildung 4.11: Schaltplan der Thermoelement-Steckplatine

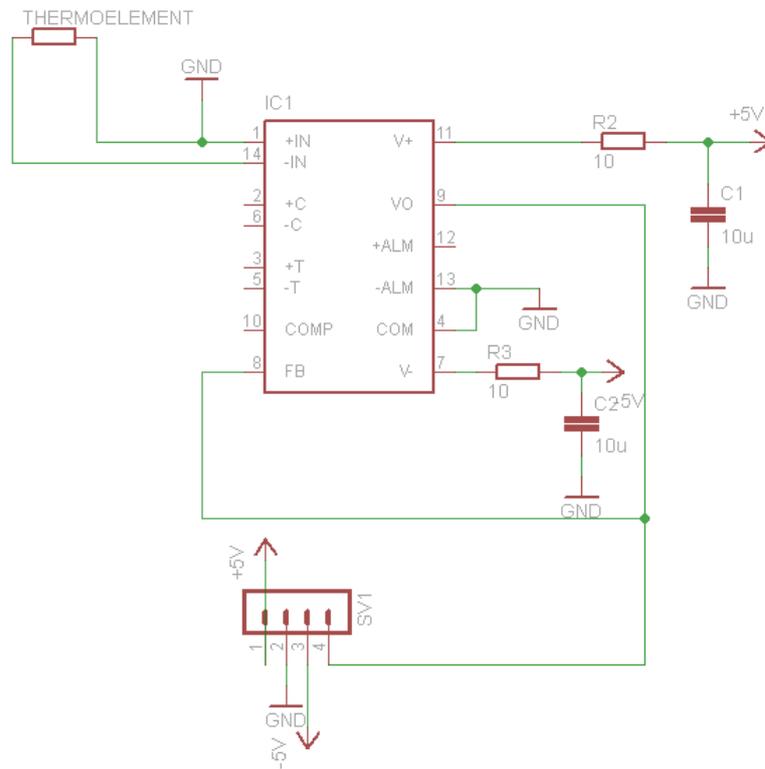


Abbildung 4.12: Schaltplan der Thermoelement-Sensorplatine

4.3.5 Sensorplatine mit Strom/Spannungsmessung

Über diese Platine können Strom und Spannung gemessen und über die Basisplatine ausgegeben werden. Da die Steckplatine zwei Signale aufnimmt, kann der gegenüber liegende Steckplatz nur eingeschränkt benutzt werden, weil die Ausgabe blockiert ist. An der Front der Platine befinden sich zwei Wago- Schraubklemmen, mit denen das Strom und Spannungssignal auf die Platine gelangen (Abbildung 4.13).

Spannungsmessung: Bei dem Klemmblock für die Spannungsmessung sind beide Kontakte zusammengeschlossen. Man benötigt eigentlich nur das Potential, welches gegen die Masse der Platine gemessen wird. Es befindet sich eingangsseitig ein Spannungsteiler mit einer Jumperschaltung. Es kann zwischen zwei Verhältnissen wählen, nämlich zwischen eins zu eins oder eins zu acht. Wie bei allen anderen Platinen befindet sich zusätzlich noch eine 15V Zener-Diode auf dem Board, die aus schutztechnischen Gründen angebracht ist. Danach wird das Signal auf den Pin 1 gelegt.

Strommessung: Ausgehend von der zweiten Schraubklemme, kommt man direkt in ein LEM Modul. Dies ist ein Stromwandler, welcher den hohen Eingangsstrom in eine messbare Spannung umformt, die galvanische von Eingang getrennt ausgegeben wird. Durch die Beschaltung dieses Moduls können je nach dem, wie oft der Strom durch geschleift wurde, verschieden große Ströme gemessen werden.

zweite Spule. Normalerweise können beide als Anschluss für den Lautsprecher verwendet werden. Für die Volumemessung, wurde eine der beiden Spulen benutzt, um die Induktionsspannung aufzunehmen. Die Leitungen beider Spulen sind direkt nebeneinander, wodurch sich ein hoher Kopplungsfaktor ergibt. Nach der Aufnahme des Signals, kommt man per BNC - Buchse auf das Board. Danach wird zwischen den Verhältnissen eins zu vier oder eins zu acht mittels Jumperschaltung gewählt. Die übliche Sicherung gegen ein falsches Anschließen oder Überlast ist natürlich wieder vorhanden. Die grundsätzliche Aufgabe der Platine (Abbildung 4.17) liegt aber in der Filterung. Beim Entwurf des Filters wurde die Software Filter-Solution verwendet. Dieses Programm hat den Vorteil, dass der Frequenzgang und Betragsgang des Filters auf Wunsch entworfen werden kann und der Computer dafür die richtigen Bauteilwerte berechnet. Der interessante Bereich liegt bei uns im Frequenzbereich zwischen 1 und 30 Hz. Ein Butterworth-Filter dritter Ordnung mit einer Grenzfrequenz bei 3kHz reicht in diesem Fall, um ein Signal mit geringen Überlagerungen zu erreichen. Die Forderungen an unseren Tiefpassfilter und die sich daraus ergebene Schaltung sowie den Betragsgang, sind in den Abbildungen 4.14, 4.15 und 4.16 ersichtlich.

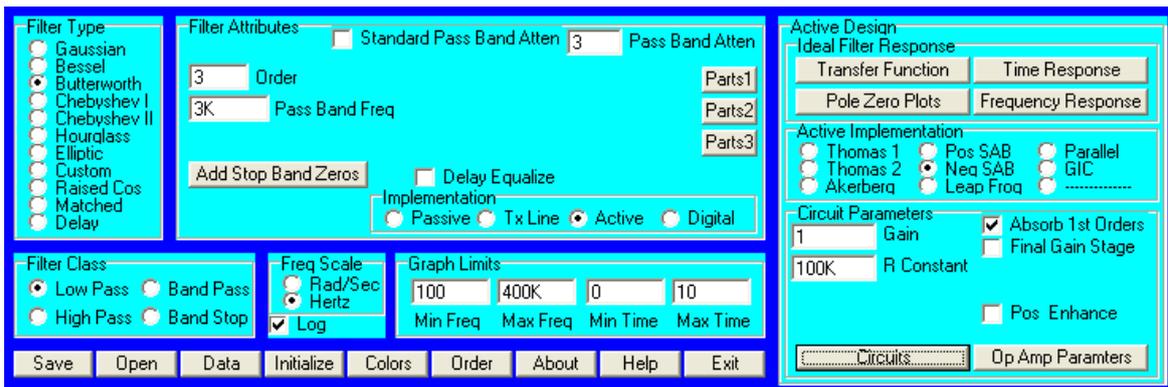


Abbildung 4.14: Filtervorgabe für die induzierte Spannung in Filter Solution

3rd Order Low Pass Butterworth

Pass Band Frequency = 3.000 KHz
 Pass Band Attenuation = 3.000 dB

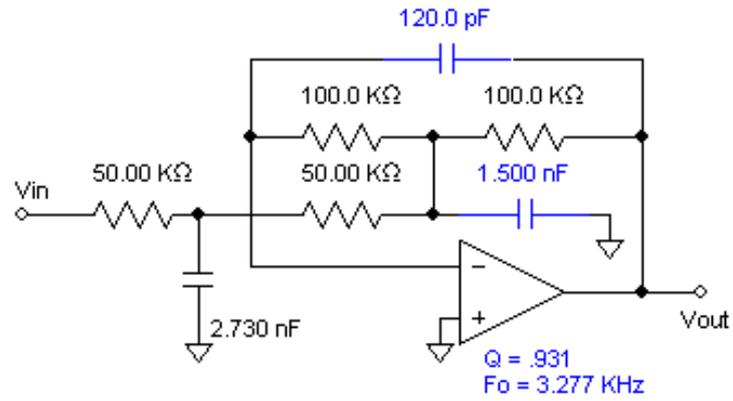


Abbildung 4.15: Schaltung des aktiven Tiefpassfilters für die induzierte Spannung

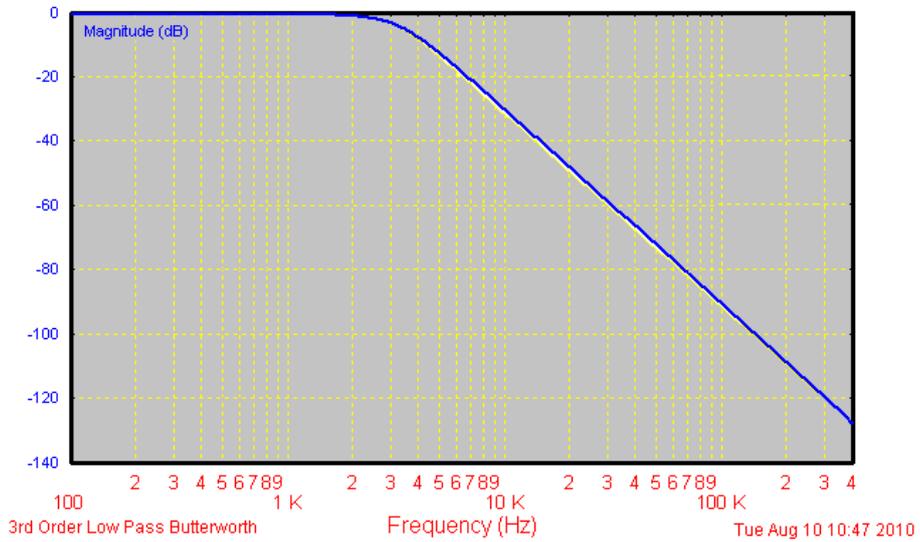


Abbildung 4.16: Betragsgang des entworfenen Tiefpassfilters durch Filter Solution

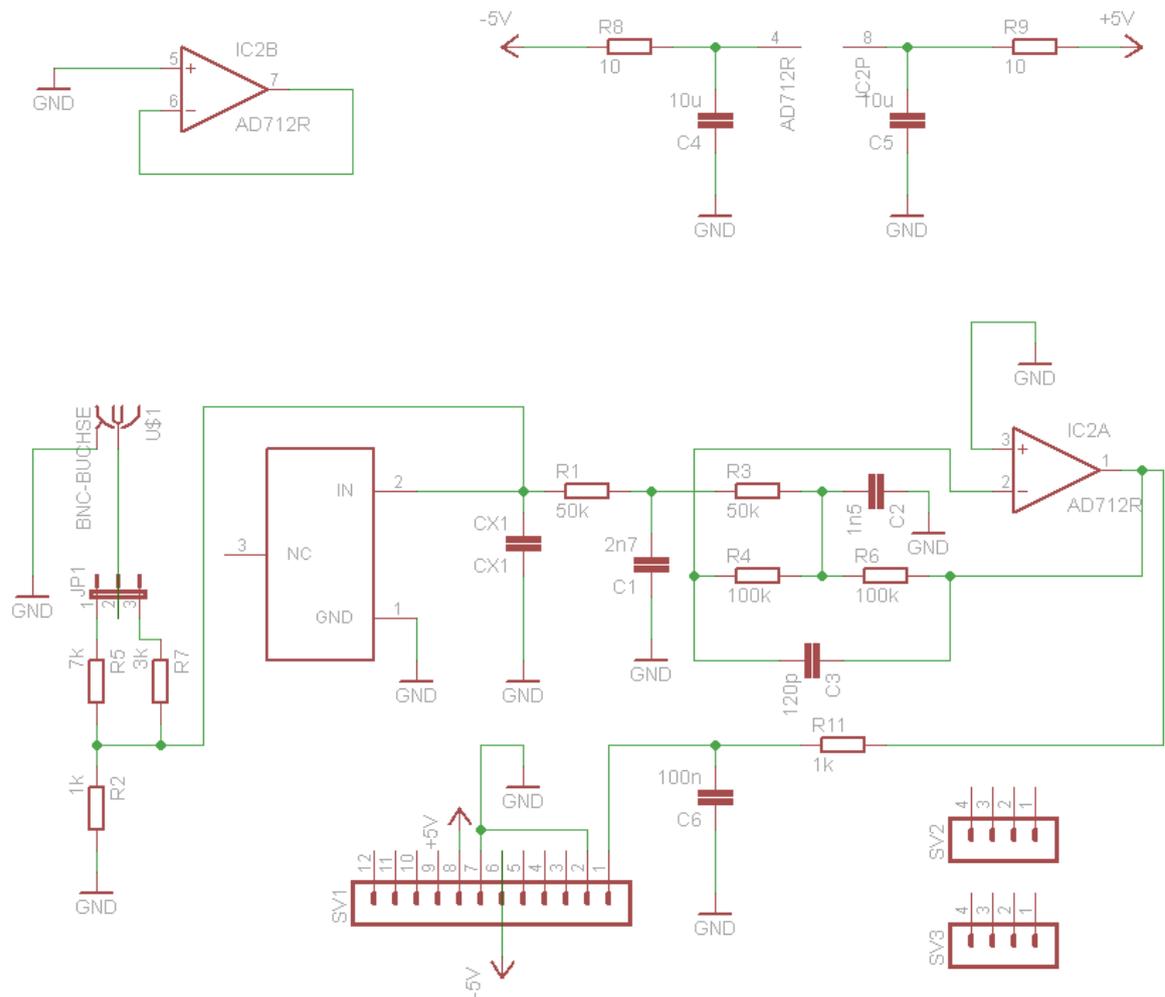


Abbildung 4.17: Schaltplan zur Aufnahme der induzierten Spannungs mit Filter

4.3.7 Analogplatinen

Diese Steckplatinen unterscheiden sich von jenen Platinen, die vorher behandelt wurden. Im Gegensatz zu den Steckplätzen eins bis acht, sind neun und zehn für die Analogplatinen (Abbildung 4.18) vorgesehen. Sie besitzen jeweils vier Ausgänge, die in Summe auf einen achtfach Multiplexer gelegt werden. Das gemultiplexte Signal wird an der Ausgangsbuchse neun abgegriffen. Vom Prinzip und von der Schaltung her sind beide Analogplatinen gleich, wobei sich der Drucksensor und der Einsatzbereich unterscheiden. Eine Platine nimmt den Absolutdruck und die Temperatur im Tank, die Andere nimmt den Absolutdruck und die Temperatur im Außenbereich auf. Die restlichen freien Plätze auf dem Multiplexer wurden für Schalter verwendet, die zum Beispiel für ein Start oder Stoppsignal einer Messung verwendet werden können. Die Aufnahme der Temperatur erfolgt mit einem LM335 Temperatursensor. Dieser Sensor gibt ein Signal mit 10mV/K° am Ausgang wieder.

Die Aufnahme des Drucks wird mit folgenden Drucksensoren von Freescale Semiconductor vollzogen.

- Druck im Außenbereich: Messbereich von 0 bis 14.8 psi; (Typ: mpx4101a)
- Druck im Tankraum: Messbereich von 3 bis 58 psi; (Typ: mpxh6400a)

Beide Sensoren benötigen lediglich eine Versorgungsspannung von 5V und geben eine Spannung von 0.25 bis 4.95V aus, welche vom einwirkenden Druck abhängig ist. Das Ausgangssignal des Drucksensors wird danach in einen Subtrahierer geleitet. Diese OPV- Schaltung befreit das Signal vom seinem Offset und verstärkt es um den Faktor zwei. Der übliche Tiefpassfilter am Ende der Signalaufbereitung befreit wie immer das Signal von hochfrequenten Störungen. Das Ausgangssignal des Drucksensors befindet sich auf Pin 9 der Steckplatine. Die Realisierung der Taster funktioniert einfach. Mit Hilfe eines Tasters können die 5V, die am Kondensator anliegen einfach umgangen werden. Der Widerstand sorgt dafür, dass durch Betätigen des Tasters kein Kurzschluss die Schaltung beschädigt. Wird der Schalter also nicht betätigt, liegen 5V am Ausgang an, damit logisch *high*. Anders wird das Signal auf Masse gelegt und am Ausgang liegen 0V an, damit logisch *low*. Die Tastersignale befinden sich auf Pin 1 und 3 der Steckplatine.

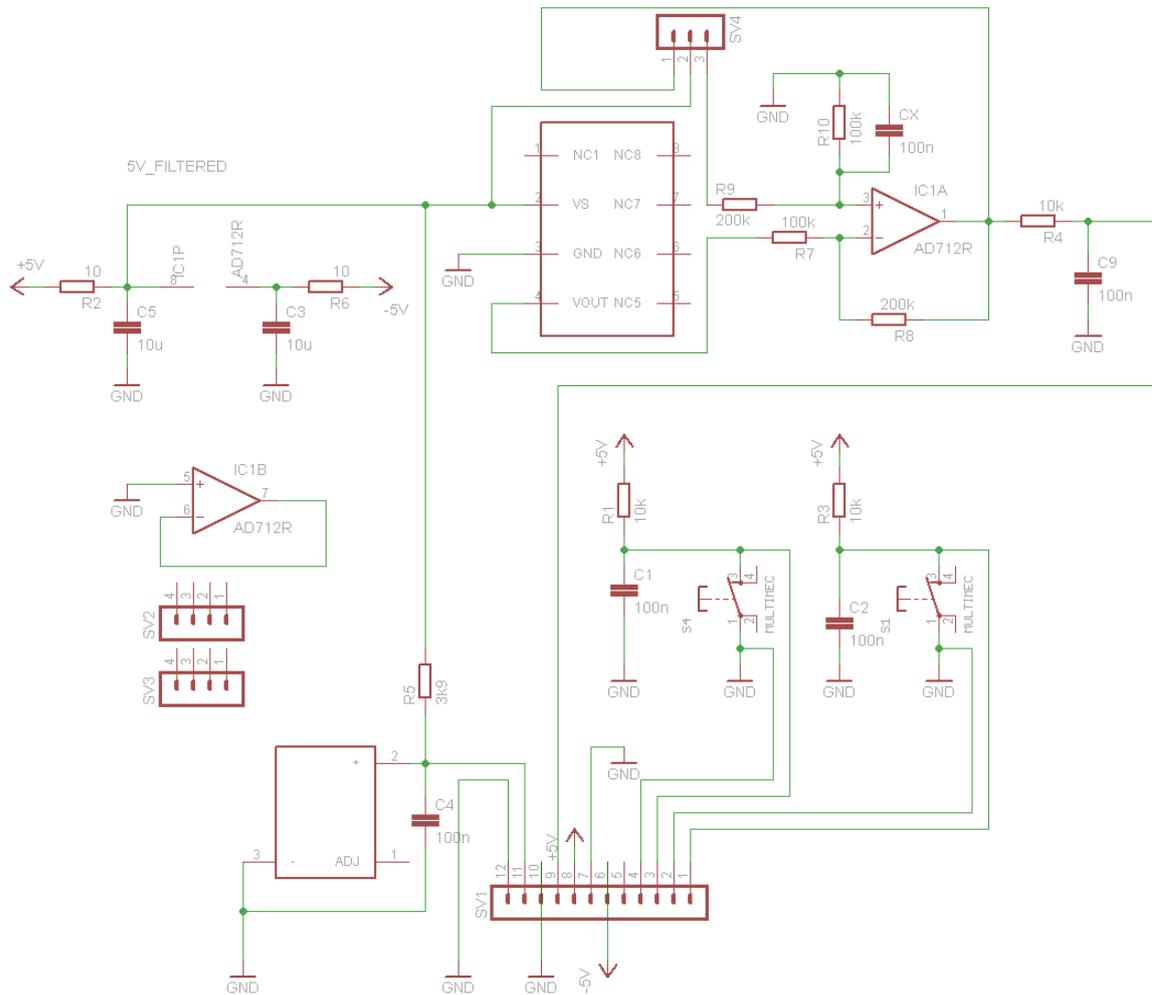


Abbildung 4.18: Schaltplan der Analogplatinen

4.3.8 Analogregler

Wie bereits im Kapitel 3.2 (*Reglerentwurf*) erwähnt, wurde ein analoger Regler (Abbildung 4.19) entworfen. Da die Schaltung nicht auf eine Steckplatine passt, wurde eine größere Platine entworfen, die zwei Steckplätze einnimmt. Die Platine bietet mehrere Einstellmöglichkeiten des Reglers und ist für alle untersuchten Lautsprecher einsetzbar. Die Platine besitzt insgesamt drei Eingänge:

- die Sollgröße (Spannungssignal, z.B. aus der USB-BOX)
- die Istgröße (invertiertes Spannungssignal der induzierten Spannung)
- der Strom für die Korrektur der Koppelinduktivität

Es besteht die Möglichkeit, das Eingangssignal der Istgröße mittels Jumperschaltung durch verschiedene Quellen zu beziehen: Einerseits von der gegenüberliegenden Platine, wo das Signal von der

Basisplatine herüber geroutet wird oder andererseits über die BNC- Buchse an der Front der vergrößerten Steckplatine. Jeder der drei Eingänge, die über die BNC-Buchsen kommen, besitzt eine 15V Zenerdiode zur Absicherung vor falschem Anschließen.

Ausgehend vom Eingang der Sollgröße kommt man zu einem OPV - Addierer. Dies ist die Vergleichsstelle des Regelkreises. Eigentlich müsste hier ein Subtrahierer verwendet werden. Da aber die Istgröße in unserem Fall invertiert auf die Platine kommt, muss ein Addierer eingesetzt werden. Danach gelangt das Signal in den eigentlichen Regler. Dieser Regler besitzt ein integrierendes Verhalten und seine Grenzfrequenz ist für jeden Lautsprecher individuell einstellbar. Um den Regler vor einem Wegdriften des Signals durch die Offsetspannung des Operationsverstärkers zu bewahren, wurde bei den Kondensatoren ein 1M Ω Widerstand parallel geschaltet. Nach dem Regler selbst gelangt man zu einem Lead-Glied. Dieses Lead-Glied wird dazu verwendet, das schlechte Übertragungsverhalten der Regelstrecke zu korrigieren. Man erhält dadurch eine höhere Durchtrittsfrequenz bei der Führungsübertragungsfunktion. Eine korrekte Regelung bei höheren Frequenzen ist dadurch garantiert. Die genauere Erklärung ist im Kapitel 3.2 (*Reglerentwurf*) zu finden. Aufgrund des invertierenden Verhaltens der OPV Schaltungen muss das Signal wieder auf das richtige Vorzeichen gebracht werden, welches mit einem Impedanzwandler vollzogen wird. Bevor man in die Regelstrecke gelangt, besteht noch die Möglichkeit, das Signal unverändert weiterzuleiten oder um den Faktor 10 zu verkleinern.

Die BNC - Buchse an der rechten Seite auf der Platine, stellt den Eingang für das Stromsignal bereit. Wie schon durch Kapitel 4.1 *Lautsprecher* bekannt, stellt sich beim Messen der induzierten Spannung am Lautsprecher ein systematischer Messfehler ein. Dieser Fehler wird mittels eines Differenzierers beseitigt, wobei dessen Widerstand ein Potentiometer ist. Der Differenzierer kann deshalb variabel eingestellt werden. Ausgehend vom Subtrahierer wird der Fehler durch die Koppelinduktivität von dem Istsignal abgezogen und das berichtigte Signal wird zu der Vergleichsstelle des Regelkreises weitergeleitet.

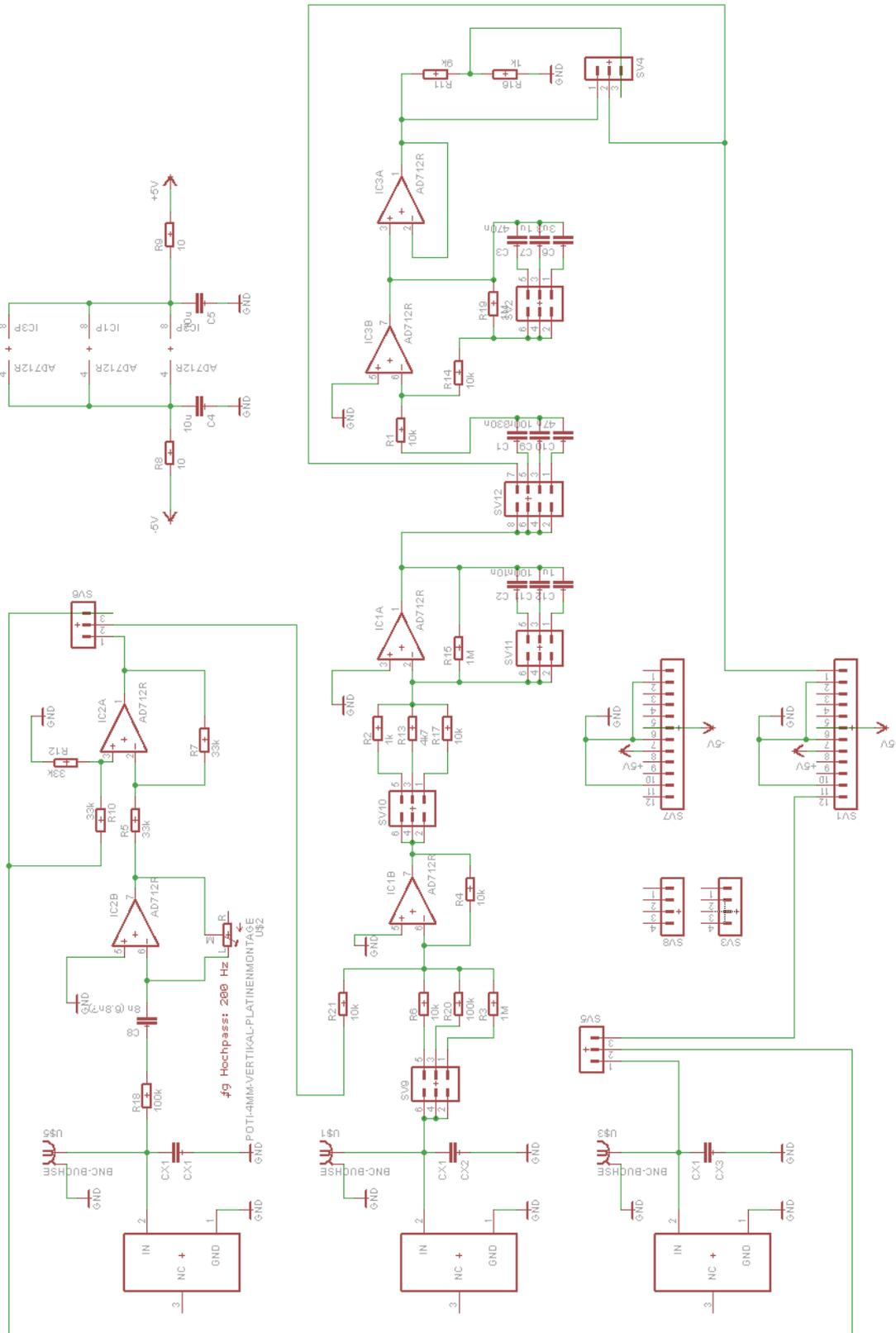


Abbildung 4.19: Schaltplan des Analogreglers

5 Messungen

5.1 Software zur Messdatenerfassung

In diesem Kapitel wird das Programm zur Steuerung der Messungen genauer erklärt. Ebenso wird auf die Funktionsabläufe wichtiger Programmbereiche eingegangen.

Die National Instruments USB-BNC-Box 6259 wurde mit Hilfe von MATLAB angesprochen. Dies erfolgt mit der MATLAB Data Acquisition Toolbox. Mit dieser Toolbox können alle Ausgänge und Eingänge angesprochen und deren Datenrate bestimmt werden. Die Box selbst besitzt einen Puffer, der alle Eingangsdaten und Ausgabedaten zwischengespeichert. Liegen die aufgenommenen Daten im Puffer bereit, können sie mittels USB-Schnittstelle vom Computer abgerufen werden. Zur Ausgabe von Spannungssignalen wird der Datenvektor, den man ausgeben will, zuerst in den Puffer geschrieben und dann von dort über DA-Umsetzer ausgegeben. Leider ist der ganze Aufbau nicht echtzeitfähig und ist nur als Steuerung oder als sehr langsame Regelung verwendbar.

Programm zur Messung von Übertragungsfunktionen: Dieses MATLAB-Programm wurde für essentielle Betrachtungen im Regelkreis geschrieben. Dabei interessieren besonders das Verhalten der Regelstrecke und des offenen Regelkreises. Sie sind wichtig für die Stabilitätsbetrachtungen der Gesamtübertragungsfunktion und geben Aufschluss, wie und wo der Regler eingreift. Im Prinzip macht dieses Programm nichts anderes als die Aufnahme eines Bode-Diagramms. Da das Bode-Diagramm den Betrag und die Phasenverschiebung bei verschiedenen Frequenzen darstellt, kann eine Schleife implementiert werden.

Zum Programm selbst:

Ausgehend von einer Schleife werden nacheinander die Frequenzen durchgegangen, die in einem Vektor bei der Initialisierung vorgegeben wurden. Anschließend werden die Messkanäle auf der USB-BNC-Box eingestellt und aktiviert. Als nächsten Schritt wird die Sollfunktion mit entsprechender Frequenz konfiguriert und ausgegeben. Dabei wurde die Ausgabe mit einem Datenvektor generiert, der mehrmals hintereinander durchlaufen wird, bis eine gewisse Zeit abgelaufen ist. Dabei wurde darauf geachtet, dass die Periode des Sollsignals mindestens zweimal durchlaufen wird. Der Grund dafür ist, dass man mögliche Einschwingvorgänge des Lautsprechers abwartet und danach erst mit der eigentlichen Messung beginnt. Nach der Aufnahme des Signals (ohne Einschwingvorgänge) wird mit der Auswertung begonnen. Dabei werden der Betrag und die Phase der Grundschiwingung mittels Fast-Fourier-Transformation gemessen und in einer Matrix abgespeichert. In der zuvor erwähnten Matrix werden nacheinander alle Messergebnisse der Schleifendurchläufe geschrieben. Ebenso befinden

sich in der Matrix die Klirrfaktoren jeder einzelnen Messung, um zu bewerten, ob die Messung einen vertrauenswürdigen Wert besitzt. Ist die Schleife abgearbeitet, so werden zwei Diagramme erstellt, die einen Betrags - und Phasengang abhängig von der Frequenz darstellen.

5.2 Messen des Koppelfaktors der Lautsprecherspulen

Im Kapitel 4.1 (*Lautsprecher*) wurde bereits gezeigt, wie sich die Koppelinduktivitäten beider Spulen aufeinander auswirken. Für die Korrektur des systematischen Messfehlers ist es notwendig, die Größe der Koppelinduktivität zu bestimmen. Die Messung wurde mit einer LCR-Brücke von Hameg Instruments durchgeführt. Problematisch dabei ist, dass bei der Messung, die Membran des Lautsprechers zu schwingen beginnt. Um ein richtiges Messergebnis zu erzielen müsste die Membran festgehalten werden. Da die Lautsprecher aber fix in Gehäuse verbaut sind, ist das nicht einfach möglich. Als Kompromiss betreibt man die Messbrücke von Hameg in einem hohen Frequenzbereich. Bei hohen Frequenzen ist die Membranauslenkung am geringsten und der resultierende Fehler ist daher geringer. Die Messergebnisse befinden sich in Tabelle 5.1 und die daraus berechneten Koppelfaktoren in Tabelle 5.2.

Zum Messvorgang selbst: Zu Beginn werden beide Spulen eines Lautsprechers separat gemessen. Sind die Klemmen der gegenüberliegenden Spule offen, so kann nichts in die zweite Spule induziert werden und die Induktivität der Spule wird nicht beeinflusst. Im zweiten Schritt werden die beiden Spulen in Serie geschaltet und wieder an die Messbrücke angeschlossen. Es kommt nun zur Kopplung der beiden Spulen. Besitzen die Spulen eine Kopplung von 100 Prozent, so erhält man für die Gesamtinduktivität den vierfachen Betrag.

Berechnung der Kopplung:

$$L_{ges} = L_1 + L_2 + K \cdot L_1 + K \cdot L_2 \quad (5.1)$$

Durch Umformung erhält man für die Kopplung K :

$$K = \frac{L_{ges} - (L_1 + L_2)}{L_1 + L_2} \quad (5.2)$$

Messfrequenz	Lautsprecher	L_1 in H	R_1 in Ω	L_2 in H	R_2 in Ω	L_{ges} in H	R_{ges} in Ω
200Hz	cs130	128.12e-6	3.0357	134.96e-6	3.1406	528.85e-6	6.4352
1kHz	cs130	143.33e-6	3.3795	148.18e-6	3.4970	585.63e-6	7.8465
10kHz	cs130	80.564e-6	6.2030	78.620e-6	6.0118	316.81e-6	18.575
200Hz	Visaton GF200	338.06e-6	3.0263	337.95e-6	3.0039	1.3703e-3	6.4145
1kHz	Visaton GF200	196.22e-6	3.4946	196.19e-6	3.5174	810.95e-6	8.4360
10kHz	Visaton GF200	105.76e-6	6.8133	105.62e-6	6.8377	422.23e-6	21.896
200Hz	SPH-450TC	1.1235e-3	4.9952	1.0339e-3	7.6040	4.2816e-3	16.339
1kHz	SPH-450TC	1.4712e-3	9.3750	1.4202e-3	8.8073	5.6921e-3	30.603
10kHz	SPH-450TC	595.19e-6	26.135	606.82e-6	28.074	2.3288e-3	116.64

Tabelle 5.1: Messergebnisse Lautsprecher Teil 1

Messfrequenz	Lautsprecher	Kopplung K berechnet	Kopplung K in Prozent
200Hz	cs130	1.0102	101.02
1kHz	cs130	1.0101	101.01
10kHz	cs130	0.9902	99.020
200Hz	Visaton GF200	1.0270	102.70
1kHz	Visaton GF200	1.0666	106.66
10kHz	Visaton GF200	0.9975	99.750
200Hz	SPH-450TC	0.9846	98.460
1kHz	SPH-450TC	0.9686	96.860
10kHz	SPH-450TC	0.9374	93.740

Tabelle 5.2: Messergebnisse Lautsprecher Teil 2

Bei vereinzelt Messungen ergibt sich ein Kopplungsfaktor größer als eins. Ein Faktor höher als eins kann natürlich nicht auftreten und lässt sich durch Messunsicherheiten erklären. Jedenfalls zeigen die Messungen bei allen Lautsprechern hohe Koppelungsfaktoren, die sich um eins bewegen. Da der systematische Messfehler der induzierten Spannung durch die Messung sowieso sehr klein ist, genügt es bei der Korrektur der Koppelinduktivität, den Koppelfaktor bei allen Lautsprechern auf eins zu runden.

5.3 Messen der Regelstrecke

Die Messungen aller drei Lautsprecher wurden ohne Tank vollzogen. Lediglich die Abdeckungen mit den Anschlussstutzen wurden auf die Lautsprecher angebracht. Dadurch ergibt sich ein Helmholtz-Resonator. Die folgenden Messungen dienten zum Entwurf des Reglers und charakterisieren die Regelstrecke. Dabei sind die Abbildungen 5.1 bis 5.6 Bode-Diagramme aller Lautsprecher, die mit induzierter Spannung oder mit Druck aufgenommen worden sind.

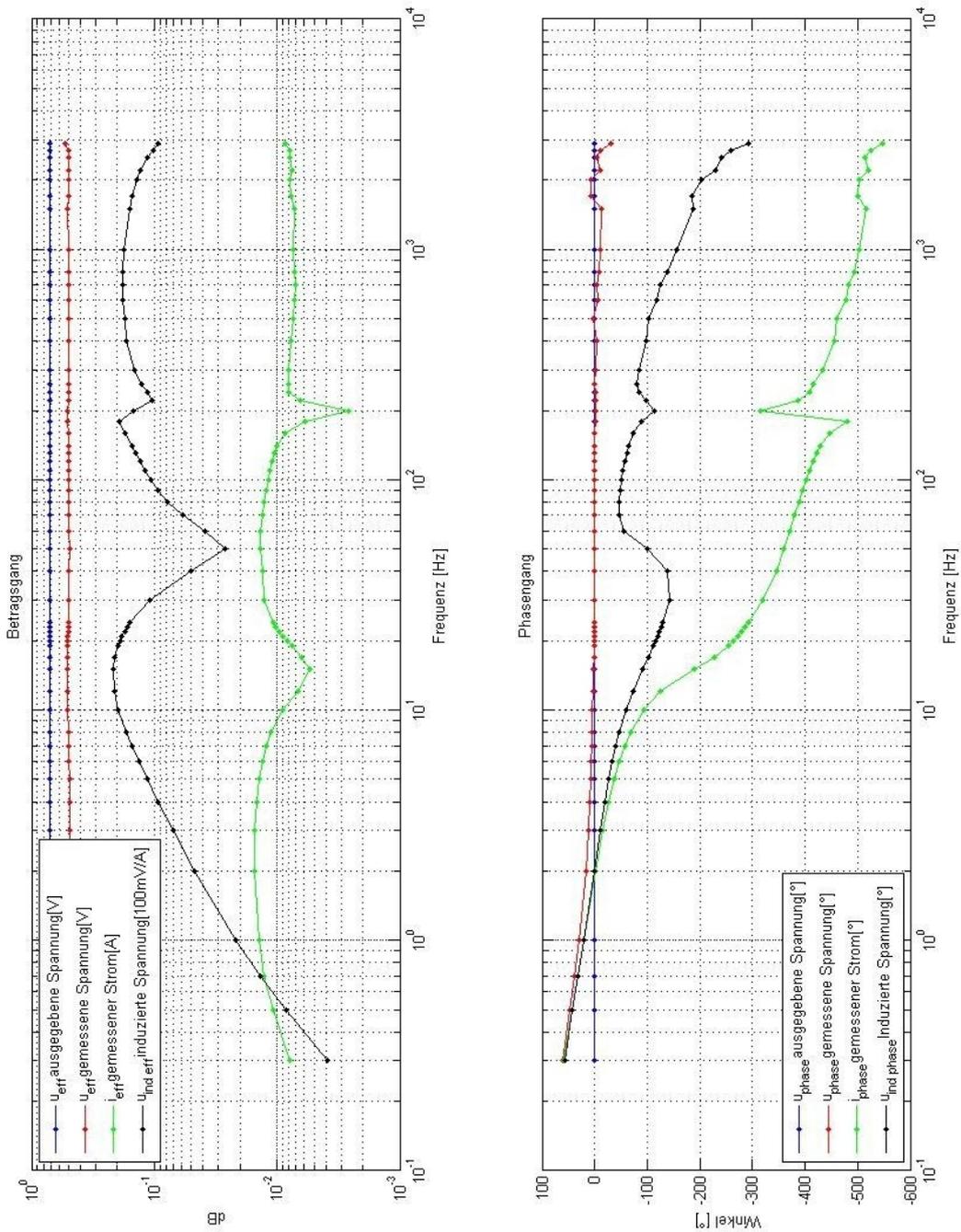


Abbildung 5.1: Bode-Diagramm der Regelstrecke mit induzierter Spannung (Lautsprecher SPH-450TC)

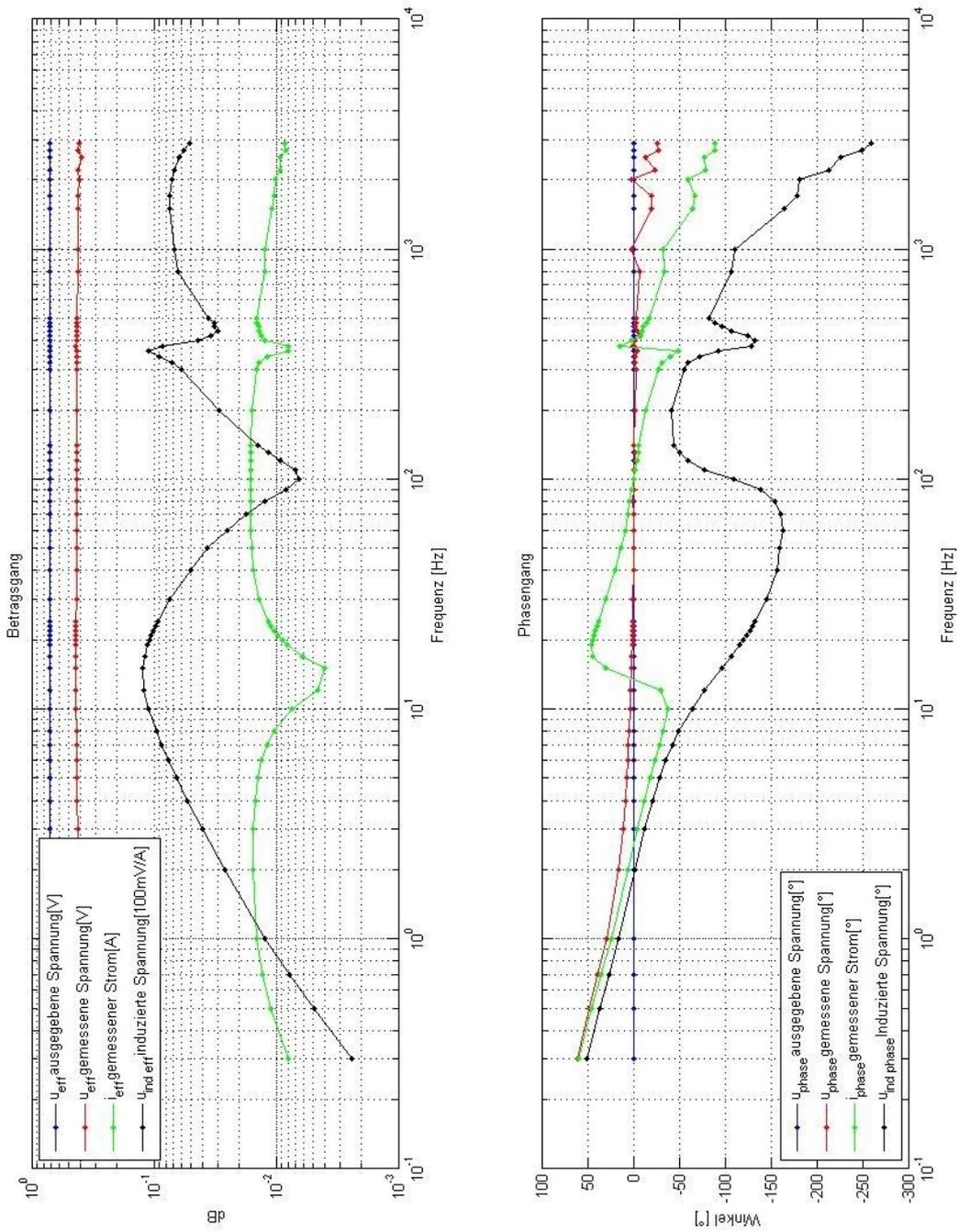


Abbildung 5.2: Bode-Diagramm der Regelstrecke mit induzierter Spannung (Lautsprecher Visaton GF200)

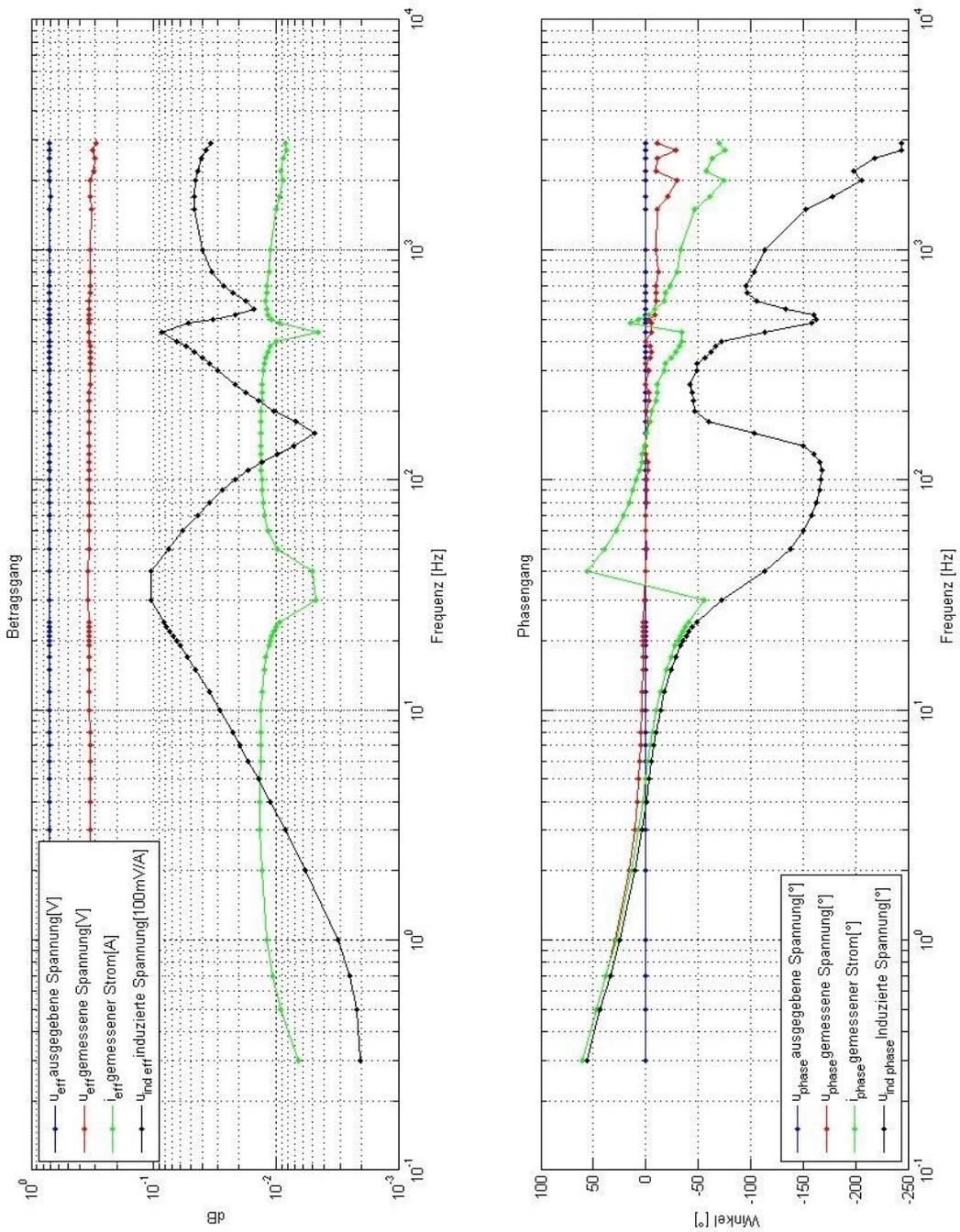


Abbildung 5.3: Bode-Diagramm der Regelstrecke mit induzierter Spannung (Lautsprecher cs130)

Neben der induzierten Spannung kann genauso der Druck als Regelgröße verwendet werden. Hierfür wurde das MV201 Mikrofon verwendet. Dieses Mikrofon misst bis in den Pascal- Bereich. Vor der Messung wurde das Mikrofon vermessen und kalibriert, was mit einem Calibrator von Cirrus (1kHz) durchgeführt wurde (Tabelle 5.3).

Druck $dB - A$	U_{ss} in mV	f in Hz
104	312	997
94	100	1000

Tabelle 5.3: Kalibrierung des Mikrofons MV201

Für die Ausgangsspannung U_{eff} ergibt sich eine Empfindlichkeit von $\approx 35mV/Pa$.

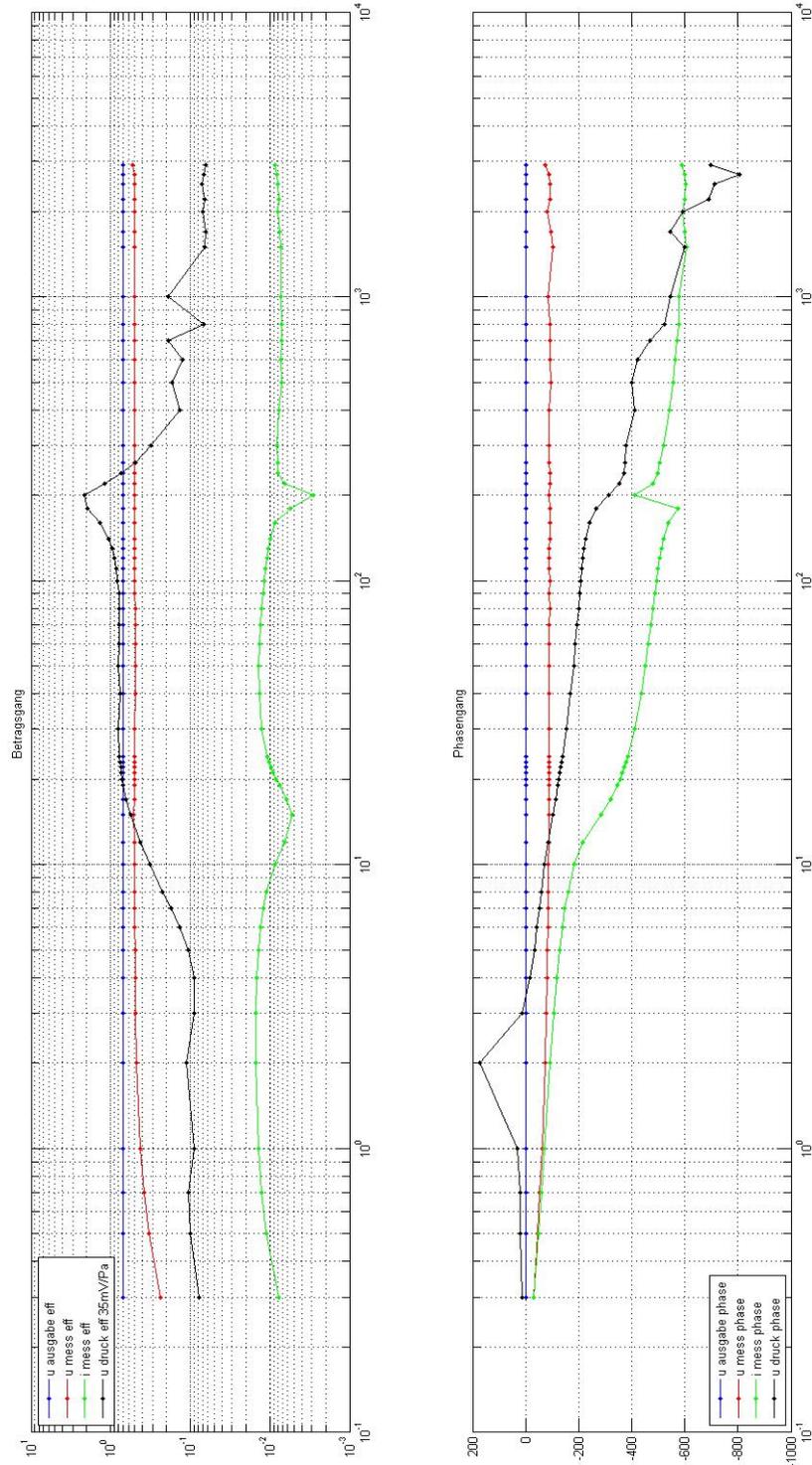


Abbildung 5.4: Bode-Diagramm der Regelstrecke mit Druck (Lautsprecher SPH-450TC)

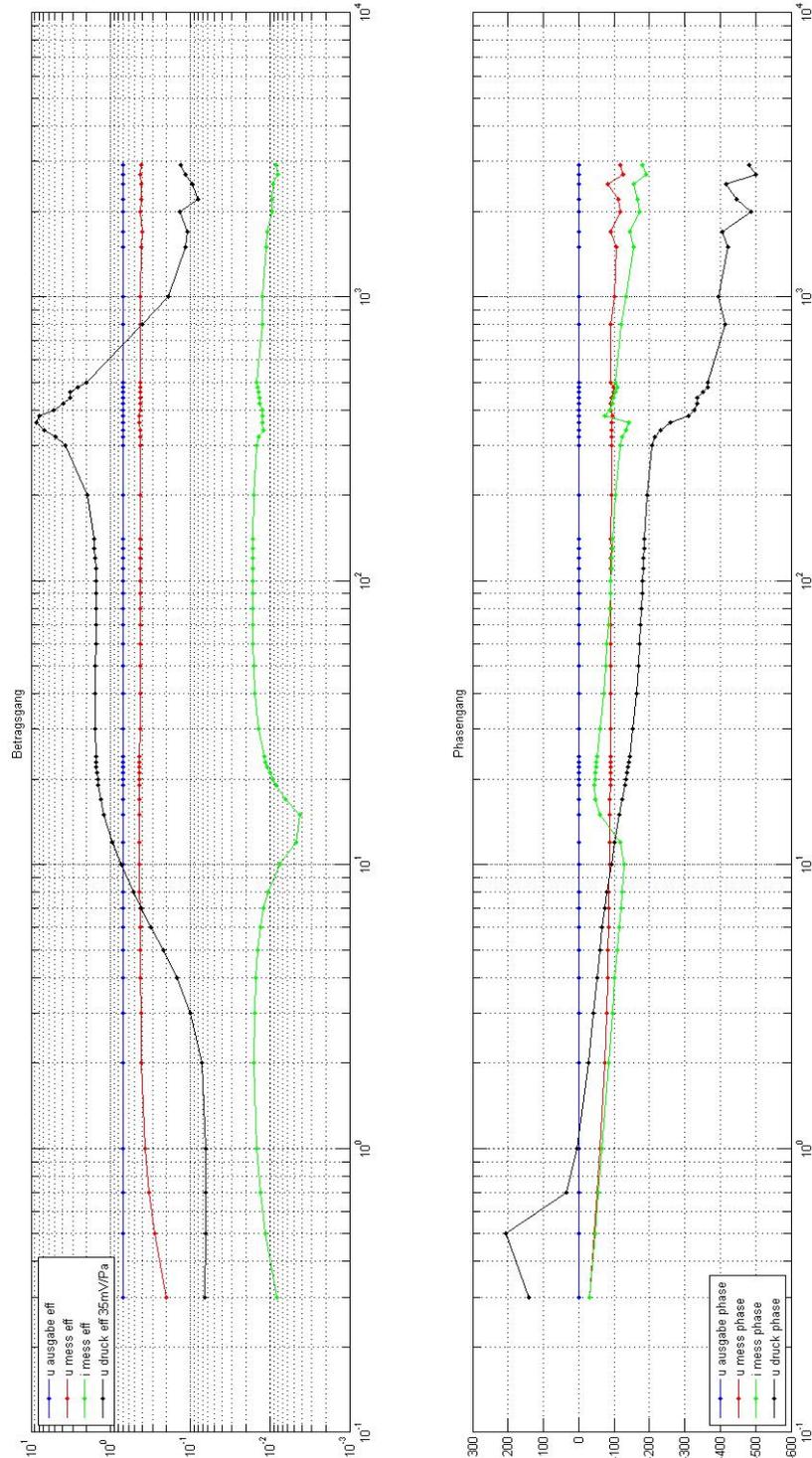


Abbildung 5.5: Bode-Diagramm der Regelstrecke mit Druck (Lautsprecher Visaton GF200)

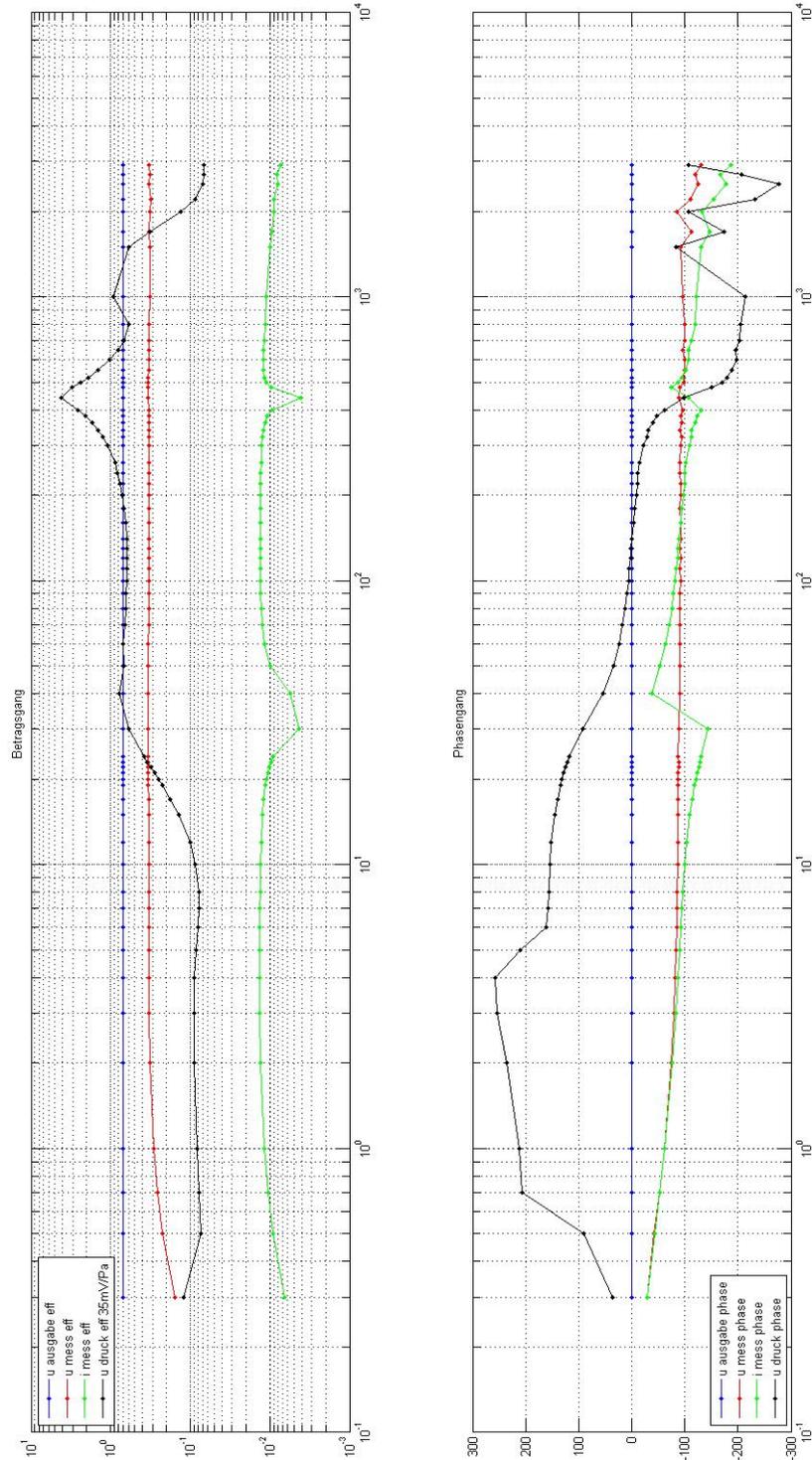


Abbildung 5.6: Bode-Diagramm der Regelstrecke mit Druck (Lautsprecher cs130)

6 Ausblick/Zusammenfassung

In dieser Diplomarbeit wurde der Aufbau einer Volumensensorik erfolgreich realisiert. Dazu wurde ein universeller Versuchsaufbau implementiert, dessen Parameter für unterschiedliche Messvolumina individuell angepasst werden können. Auf einer Basisplatine können weitere Platinen angebracht werden, welche verschiedene Messaufgaben und die Messsignalaufbereitung übernehmen. Um unterschiedliche Messaufgaben zu realisieren, können nichtelektrische Größen mit verschiedenen Messprinzipien aufgenommen werden. So gibt es zum Beispiel die Möglichkeit, den Druck über ein Mikrofon, Absulldrucksensoren oder über einen Differenzdrucksensor aufzunehmen.

Für das Mikrofon wurde ein Vorverstärker gebaut, der die benötigte hohe Versorgungsspannung und Referenzspannung aus der 12V Versorgung generiert und für das Mikrofon bereitstellt. Die hohe Spannung des Mikrofons erlaubt Messungen bis in den Pascalbereich, was mit einem herkömmlichen Drucksensor nicht möglich wäre. Ebenfalls kann man auch die Temperatur mit verschiedenen Sensoren aufnehmen. (Thermoelement und PTC-Temperatursensoren). Für die Messung der elektrischen Größen stehen Elemente zu Verfügung, die ebenfalls auf der Basisplatine angebracht werden können. Damit kann die induzierte Spannung des Lautsprechers gefiltert und eine Spannungsmessung und eine Strommessung durchgeführt werden. Die verarbeiteten Signale werden in die USB-BNC Box geleitet, wo sie digitalisiert und im PC weiter verarbeitet werden.

Das Steuersignal für den Lautsprecher wird ebenfalls durch die USB-BNC Box erzeugt. Die Ausgangsleistung für den nötigen Membranhub wird von einem externen Klasse-d Verstärker geliefert. Dieser bietet mit seinen 150W genügend Ausgangsleistung für die eigentliche Messaufgabe im Tank. Der Verstärker selbst ist für den akustischen Bereich ausgelegt und wurde an die niedrigen Frequenzen angepasst, die für die Messaufgabe erforderlich sind. Bei der Inbetriebnahme des Lautsprechers mit dem umgebauten Verstärker stellte sich heraus, dass das Verhalten des Lautsprechers äußerst nichtlinear ist. Daher wurde ein analoger Regler implementiert, der eine sinusförmige Membranbewegung ermöglicht. Nachteilig dabei ist, dass dieser analoge Regler für jede Regelstrecke eingestellt werden muss. Als Kompromiss wurde ein Regler für die Hauptplatine gebaut, welche die drei untersuchten Lautsprecher im niederfrequenten Bereich regeln kann. Mit Hilfe von Jumperschaltungen können Bauteilwerte variiert werden und somit die Reglerparameter für die einzelnen Lautsprecher individuell angepasst werden.

Noch ausständig ist die Implementierung einer Mess-/Auswertesoftware, die den gesamten Messprozess steuert, die Sensordaten einliest und daraus das freie Tankvolumen berechnet. Im ersten Schritt soll dies mit Hilfe eines Personal Computers und der USB-BNC-Box realisiert werden. Als nächsten

Schritt kann später möglicherweise die ganze Funktionalität auf einem Microcontroller realisiert werden. Dieser ist bedeutend kleiner als der momentane Aufbau und kann für mobile Anwendungen leichter verwendet werden.

Anhang

Literaturverzeichnis

- [1] G. Brasseur. *Kraftfahrzeugmesstechnik*. Institut für Elektrische Messtechnik, TU Graz, Graz, 2002.
- [2] Martin Horn; Nicolaos Dourdoumas. *Regelungstechnik*. Pearson Studium, Graz, 2004.
- [3] W. Weselak; G. Graber. *Elektrische Messtechnik*. Institut für Breitbandkommunikation, TU Graz, Graz, 2010.
- [4] Jörg Hoffmann. *Taschenbuch der Messtechnik*. Fachverlag Leipzig, Osnabrück, 2004.
- [5] T. Kobata; M. Ueki; A. Ooiwa; Y. Ishii. *Measurement of the volume of weights using acoustic volumeter and the reliability of such measurement*. BIPM and IOP Publishing Ltd., Kyoto, Japan.
- [6] R. Lerch. *Elektrische Messtechnik*. Springer, Berlin, 2010.
- [7] T. Nishizu; Y. Ikeda; Y. Torikata; S. Manmoto; T. Umehara; T. Mizukami. *Automatic, Continuous Food Volume Measurement with a Helmholtz Resonator*. Department of Bioproduction Engineering, Graduate School of Agriculture, Kyoto University, Kawasaki, Japan, 2004.
- [8] Michael Möser. *Technische Akustik*. Springer, Berlin, 2007.
- [9] A. Nakato; Y. Torikata; T. Yamashita; T. Sakamoto; Y. Futaya; A. Tateno; T. Nishizu. *Liquid volume measurement with a closed Helmholtz resonator under micro-gravity conditions*. Elsevier, Japan, 2005.
- [10] S. Shkundin. *Acoustics means of liquid flow measurement*. Moscow State Mining University, Moscow, Russia.
- [11] Denis Donlagic; Miha Zavrsnik; Irvin Sirotic. *The Use of One-Dimensional Acoustical Gas Resonator for Fluid Level Measurement*. IEEE, Maribor, Slovenia, 2000.
- [12] R. Lerch; G. M. Sessler; D. Wolf. *Technische Akustik*. Springer, Erlangen, Darmstadt, Frankfurt, 2009.
- [13] Torigoe Ippei; Ishii Yasushi. *Acoustic Bridge Volumeter*. Trans. of the society of Instruments and Control Engineers, Tokyo, Japan, 2001.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Füllstandsmessung mit Schwimmer	4
2.2	Kapazitive Füllstandsmessung; Plattenkondensator bzw. Zylinderkondensator	5
2.3	Fehler Füllstandsmessung (A: Fehlmessung durch Kippen, B: Fehlmessung durch Tankform, C: Fehlmessung durch Oberfläche)	8
2.4	Füllstandsmessung mit Kraftmessdose	9
2.5	Helmholtz-Resonator-Volumenmessung	11
2.6	Adiabatische Zustandsänderung (Quelle: Skriptum Kraftfahrzeugmesstechnik [1])	16
2.7	Abschätzung des Frequenzganges der abgestrahlten Leistung in unterschiedlichen Frequenzbereichen; Übertragungsfunktion A: Frequenzgang des mechanischen Modells der Membran; Übertragungsfunktion B: Akustischer Frequenzgang des Lautsprechers gegen eine unendlicher Schallwand; Übertragungsfunktion C: Resultierende Gesamtübertragungsfunktion des Lautsprechers gegen eine unendliche Schallwand (Quelle: Elektroakustik [3])	18
2.8	Ersatzschaltbild des dynamischen Lautsprechers im geschlossenen Gehäuse (Quelle: Elektroakustik [3])	20
2.9	Elektrisches Ersatzschaltbild des dynamischen Lautsprechers im geschlossenen Gehäuse (Quelle: Elektroakustik [3])	21
2.10	Zusammengefasstes elektrisches Ersatzschaltbild des dynamischen Lautsprechers im geschlossenen Gehäuse (Quelle: Elektroakustik [3])	21
2.11	Typische Übertragungsfunktion des Schalldruckpegels nach Thiele und Small (Quelle: Elektroakustik [3])	24
3.1	Schema des Versuchsaufbaus	29
3.2	Realer Versuchsaufbau mit 100 Liter Kfz-Tank	30
3.3	A Vergleich Soll -und Istgröße; B Abweichung von Soll -und Istgröße; C Variation des Eingangssignals	32
3.4	Frequenzspektrum der induzierten Spannung bei 15Hz; Frequenzbereich von 0-100Hz	33
3.5	Standardregelkreis	34
3.6	Beispielbild Phasenreserve Φ_r /Amplitudenreserve A_r (Quelle : Regelungstechnik[2])	36
3.7	Reglerentwurf/Frequenzkennlinienverfahren	38
3.8	Frequenzspektrum der induzierten Spannung bei 3Hz mit/ohne Regler	39

3.9	Frequenzspektrum der induzierten Spannung bei 15Hz mit/ohne Regler	39
4.1	Bewegungsinduktion des Lausprechers	40
4.2	Schemabild der Koppelinduktivität	41
4.3	Schaltplan des Mikrofonvorverstärkers	44
4.4	Total Harmonic Distortion des class-d Verstärkers	45
4.5	Schaltplan des ELV class-d Verstärkers	46
4.6	Schaltplan der Spannungserzeugung auf der Basisplatine	49
4.7	Schaltplan der Steckplätze auf der Basisplatine	50
4.8	Schaltplan der Mikrofoneingangsplatine	51
4.9	Schaltplan der Differenzdruck-Steckplatine	53
4.10	Schaltplan der Differenzdruck-Sensorplatine	54
4.11	Schaltplan der Thermoelement-Steckplatine	55
4.12	Schaltplan der Thermoelement-Sensorplatine	56
4.13	Schaltplan der Sensorplatine mit Strom-Spannungsmessung	57
4.14	Filtervorgabe für die induzierte Spannung in Filter Solution	58
4.15	Schaltung des aktiven Tiefpassfilters für die induzierte Spannung	59
4.16	Betragsgang des entworfenen Tiefpassfilters durch Filter Solution	59
4.17	Schaltplan zur Aufnahme der induzierten Spannungs mit Filter	60
4.18	Schaltplan der Analogplatinen	62
4.19	Schaltplan des Analogreglers	64
5.1	Bode-Diagramm der Regelstrecke mit induzierter Spannung (Lautsprecher SPH-450TC)	68
5.2	Bode-Diagramm der Regelstrecke mit induzierter Spannung (Lautsprecher Visaton GF200)	69
5.3	Bode-Diagramm der Regelstrecke mit induzierter Spannung (Lautsprecher cs130) . .	70
5.4	Bode-Diagramm der Regelstrecke mit Druck (Lautsprecher SPH-450TC)	72
5.5	Bode-Diagramm der Regelstrecke mit Druck (Lautsprecher Visaton GF200)	73
5.6	Bode-Diagramm der Regelstrecke mit Druck (Lautsprecher cs130)	74
A.1	Mechanische Feder	85
A.2	Mechanischer Reibwiderstand	85
A.3	Mechanische Masse	86
A.4	Kraft-Spannung-Wandler	88
A.5	Kraft-Strom-Wandler	88
A.6	Akustischer-Feder	91
A.7	Akustischer-Widerstand	91
A.8	Akustische-Masse	92
A.9	Mechanoakustischer-Wandler	92

B.1	Differenzdrucksensor-Steckplatine-Layout	93
B.2	Differenzdrucksensor-Sensorplatine-Layout	93
B.3	Thermoelement-Steckplatine-Layout	94
B.4	Thermoelement-Sensorplatine-Layout	94
B.5	Basisplatine-Layout	95
B.6	Mikrofoneingangsplatine-Layout	96
B.7	Platine zur Strom/Spannungsmessung-Layout	97
B.8	Platine zur Messung der Induzierten-Spannung-Layout	98
B.9	Analogplatine-Layout	99
B.10	Analogregler-Layout	100

Tabellenverzeichnis

2.1	Volumenmessung mit Helmholtz-Resonator	9
2.2	Parameterbeschreibung; Abbildung 2.7: Abschätzung des Frequenzganges der abgestrahlten Leistung in unterschiedlichen Frequenzbereichen	18
2.3	Thiele-Small-Parameter	20
3.1	Symboltabelle Standardregelkreis	35
4.1	Symboltabelle der Koppelinduktivität	42
5.1	Messergebnisse Lautsprecher Teil 1	67
5.2	Messergebnisse Lautsprecher Teil 2	67
5.3	Kalibrierung des Mikrofons MV201	71
A.1	Elektromechanische Analogien	84
A.2	Bezug zu mechanische Größen	87
A.3	Bezug zu akustische Größen	89

Verwendete Laborgeräte

Hameg Instruments	Arbitrary Function Generator HMF 2550 ; 1 GHz
Hameg Instruments	Triple power supply HM7042-5; 0-32V bei 2A bzw. 0-5V bei 5A
Hameg Instruments	Programmable LCR Bridge HM8118
National Instruments	NI-BNC-USB 6259; 1.25 Ms/s; 16 bit
Tektronix TDS5034B	Digital Phosphor Oszilloskop; 350MHz, 5 GS/s
Cirrus Research PLC	CR:511E 1kHz Calibrator; 1/2"
Chauvin Arnoux	Current Probe E3N ; 10-100A, max. 1V peak
Farnell Instruments LTD.	Power supply; 0-400V, 0-3A
EA 3045S	Power supply; 0-30V, 0-5 A
Fluke	Multimeter 77
Kern TB300K10	Waage; max. 300kg, d=10g
Personal Computer	Matlab 2009b + Data Aquisition Toolbox

A Elektroakustische Grundlagen

Aus Sichtweise des Elektrotechnikers bietet es sich an, das Verhalten eines Lautsprechers als ein analoges elektrisches Netzwerk darzustellen. Ein Eingreifen in ein solches Netzwerk soll durch die bereits bekannten elektrischen Vorkenntnisse möglich gemacht werden. Das System muss bestimmte Voraussetzungen erfüllen, um in dieser Weise darstellbar zu sein: Die Wellenlänge λ muss groß gegenüber den Abmessungen der Bauelemente sein.

Bei dieser Einschränkung muss weiterhin gelten, dass der Zusammenhang zwischen Spannung und Strom linear ist. In diesem Fall stellt sich das elektrische Modell als ausreichend heraus. Der Vorteil liegt darin, dass nicht alle Kenntnisse der mechanischen und akustischen Differentialgleichung benötigt werden und stattdessen mit elektrotechnischen Analogien gearbeitet wird.

In diesem Abschnitt werden Grundlagen zu mechanischen und akustischen Systemen behandelt. Diese Grundlagen sind nötig, um später die Komponenten im Lautsprecher in das elektrische Ersatzschaltbild einzubinden.

Kraft - Spannungs - Analogie		Kraft - Strom - Analogie
\underline{U}	\underline{F}	\underline{I}
\underline{I}	\underline{v}	\underline{U}
L	m	C
R	R_m	$\frac{1}{R}$
$\frac{1}{C}$	$s = \frac{1}{C_m}$	$\frac{1}{L}$
$E_{kin} = E_{mag} = \frac{LI^2}{2}$	$E_{kin} = \frac{mv^2}{2}$	$E_{pot} = E_{el} = \frac{CU^2}{2}$
$E_{pot} = E_{el} = \frac{CU^2}{2}$	$E_{pot} = \frac{F^2}{2s}$	$E_{kin} = E_{mag} = \frac{LI^2}{2}$

Tabelle A.1: Elektromechanische Analogien

Wie aus der Tabelle ersichtlich ist, gibt es zwei Möglichkeiten, um eine Analogie zwischen mechanischem und elektrischem Modell darzustellen. Einerseits die Kraft-Spannungs-Analogie und andererseits die Kraft-Strom-Analogie. In weiterer Folge ist es egal, welches Modell verwendet wird.

Mechanische Grundlagen

Feder: Angenommen es wird eine ideale Feder behandelt. Man stelle sich vor, es greifen zwei Kräfte an beiden Seiten in die gleiche Richtung und mit demselben Betrag an. Dabei wird die Feder in ihrer Länge verändert, verliert aber durch den Einfluss der Kraft keine Energie. Die Änderung der Federlänge wird aus der Kraft berechnet, die sich zu $F_2 = F_1 = F$ ergibt. Die Schnelle v , mit der sich beide Federenden bewegen, kann aus der Ableitung der Federlänge berechnet werden. Verändert sich eine der beiden Kräfte, dann müssen sich unterschiedliche Schnellen ergeben. Bewegen sich beide

Enden mit der gleichen Schnelle, so kann keine Kraftwirkung an der Feder entstehen. Jenes Verhalten der idealen Feder wird durch die nachfolgenden Gleichungen beschrieben.

$$\vec{F} \neq 0; \omega \neq 0; \vec{v}_1 \neq \vec{v}_2 \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{F} = s \cdot \int (\vec{v}_1 - \vec{v}_2) dt + \vec{F}_0 \quad (\text{A.2})$$

\vec{F}_0 ... Vorspannkraft der Feder

$$Z_m = \frac{F}{\nu} = \frac{s}{j\omega} \quad (\text{A.3})$$

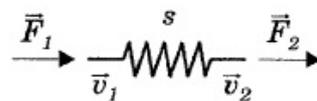


Abbildung A.1: Mechanische Feder

Reibwiderstand: Wie bei der idealen Feder müssen beim idealen Reibwiderstand beide Kräfte auf beiden Seiten nach Betrag und Richtung gleich sein. Genauso wie bei der Feder kommt es hier zu einer Kraftwirkung, wenn unterschiedliche Schnellen auftreten. Anders jedoch ist, dass die Kraftwirkung des idealen Reibwiderstands nicht als Energie gespeichert werden kann. Sie wird als Wärme abgeführt.

$$\vec{F} \neq 0; \omega \neq 0; \vec{v}_1 \neq \vec{v}_2 \quad (\text{A.4})$$

$$\vec{F} = R_m \cdot (\vec{v}_1 - \vec{v}_2) \quad (\text{A.5})$$

$$Z_m = \frac{F}{\nu} = R_m \quad (\text{A.6})$$

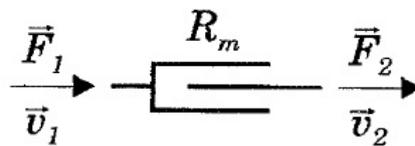


Abbildung A.2: Mechanischer Reibwiderstand

Masse: Im Gegensatz zur idealen Feder und dem idealen Reibwiderstand benötigt man ein Bezugssystem, welches außerhalb der Masse liegt. Grund dafür ist die Inkompressibilität der idealen Masse. Die entstehende Kraft kommt durch die eigene Trägheit zustande. Wäre das Bezugssystem Teil der Masse, so könnte durch seine Starrheit keine Bewegung auftreten. Die teilweise unterbrochene Linie

in der Abbildung ist nur eine symbolische Verbindung, da in Wirklichkeit keine Verbindung vorliegt. Sie dient dazu einen Bezugspunkt zur Masse darzustellen.

$$\vec{v} = \vec{v}_1 = \vec{v}_2 \quad (\text{A.7})$$

$$\vec{F}_1 - \vec{F}_2 = m \cdot \frac{d\vec{v}}{dt} \quad (\text{A.8})$$

$$\underline{Z}_m = \frac{F}{v} = j\omega \cdot m \quad (\text{A.9})$$

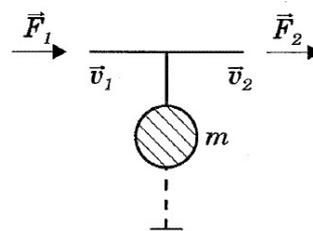


Abbildung A.3: Mechanische Masse

Zusammenschalten mechanischer Komponenten: Wie bei einem elektrischen Systemen gibt es bei mechanischen eine Serienschaltung und eine Parallelschaltung. Sie verwenden dieselbe Gleichungsstruktur. Der Unterschied zeigt sich darin, dass im Gegensatz zur Elektrotechnik die einzelnen Impedanzen bei der Parallelschaltung addiert werden. Bei der Reihenschaltung werden die einzelnen Kehrwerte addiert und aus denen wiederum der Kehrwert gebildet.

Parallelschaltung:

$$\underline{Z}_{m,ges} = \underline{Z}_{m,1} + \underline{Z}_{m,2} \quad (\text{A.10})$$

Sereinschaltung:

$$\underline{Z}_{m,ges} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{Z}_{m,1}} + \frac{1}{\underline{Z}_{m,2}}} \quad (\text{A.11})$$

Eine mechanische Parallelschaltung ist zum Beispiel in der Abbildung 2.8 (mechanische Komponenten der Membran ersichtlich).

Umrechnung mechanischer Größen

Eine Umrechnung von einer mechanischen in eine elektrische Umgebung ist nur möglich, wenn eine quantitative Umformung ausreichend ist. Die Analogie zwischen Elektrotechnik und Mechanik bleibt in den Differentialgleichungen bestehen. Sie muss durch einen konstanten Faktor umgerechnet werden. Dieser wird im Allgemeinen als Modellkonstante bezeichnet und ist frei wählbar. Bei einer

Kraft-Spannung Analogie wird die Konstante N_U und bei einer Kraft-Strom Analogie wird sie N_I bezeichnet.

Kraft-Spannung Analogie:

$$F = N_U \cdot U \quad (\text{A.12})$$

$$N_U = \frac{F}{U} = \frac{I}{v} \quad (\text{A.13})$$

$$\underline{Z}_m = \frac{F}{v} = \frac{N_U \cdot U}{\frac{I}{N_U}} = N_U^2 \frac{U}{I} = N_U^2 \cdot \underline{Z} \quad (\text{A.14})$$

Kraft-Strom Analogie:

$$F = N_I \cdot I \quad (\text{A.15})$$

$$N_I = \frac{F}{I} = \frac{U}{v} \quad (\text{A.16})$$

$$\underline{Z}_m = \frac{F}{v} = \frac{N_I \cdot I}{\frac{U}{N_I}} = N_I^2 \frac{I}{U} = N_I^2 \cdot \underline{Y} \quad (\text{A.17})$$

In der anschließenden Tabelle können die Umrechnung von mechanischen Größen in elektrische Größen betrachtet werden und umgekehrt.

	Kraft - Sappnungs - Analogie	Kraft - Strom - Analogie
F	$F = U \cdot N_U$	$F = I \cdot N_I$
v	$v = \frac{I}{N_U}$	$v = \frac{U}{N_I}$
m	$m = L \cdot N_U^2$	$m = C \cdot N_I^2$
$s = \frac{1}{C_m}$	$s = \frac{1}{C} \cdot N_U^2$ bzw. $C_m = \frac{C}{N_U^2}$	$s = \frac{1}{L} \cdot N_I^2$ bzw. $C_m = \frac{L}{N_I^2}$
R_m	$R_m = R \cdot N_U^2$	$R_m = \frac{1}{R} \cdot N_I^2$
$\frac{1}{C}$	$s = \frac{1}{C_m}$	$\frac{1}{L}$
$E_{kin} = \frac{mv^2}{2}$	$E_{kin} = E_{mag} = \frac{LI^2}{2}$	$E_{pot} = E_{el} = \frac{CU^2}{2}$
$E_{pot} = \frac{F^2}{2s}$	$E_{pot} = E_{el} = \frac{CU^2}{2}$	$E_{kin} = E_{mag} = \frac{LI^2}{2}$

Tabelle A.2: Bezug zu mechanische Größen

Die Dualitätskonstante lässt sich beschreiben durch $R_D = \frac{N_I}{N_U}$. Die Einheit von N_U stellt sich zu $\frac{N}{V}$ und diejenige von N_I zu $\frac{N}{A}$ dar. Will man die Einheits der Dualitätskonstante R_D darstellen, so ergibt sich $\frac{V}{A}$.

Elektromechanische Wandler

Im Weiteren wird in diesem Unterkapitel auf die beiden Einheitswandler genauer eingegangen. Man unterscheidet zwischen Kraft-Spannung und Kraft-Strom Einheitswandler. Die Wandler sind ein elektromechanisches Zweitor, was aber physikalisch nicht realisiert werden kann. An seinen Klemmen

liegen an einer Seite Strom und Spannung und auf der anderen Seite Kraft und Schnelle an. Sie dienen als Bindeglied zwischen dem mechanischen System und dem elektrischen System, wie wir es beim Lautsprechermodell vorfinden.

Kraft-Spannungs Einheitswandler

$$\begin{pmatrix} \underline{F} \\ \underline{v} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_U & 0 \\ 0 & \frac{1}{N_U} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U} \\ \underline{I} \end{pmatrix} \quad (\text{A.18})$$

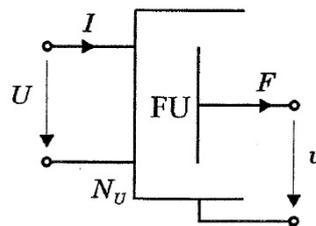


Abbildung A.4: Kraft-Spannung-Wandler

Kraft-Strom Einheitswandler

$$\begin{pmatrix} \underline{F} \\ \underline{v} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & N_I \\ \frac{1}{N_I} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U} \\ \underline{I} \end{pmatrix} \quad (\text{A.19})$$

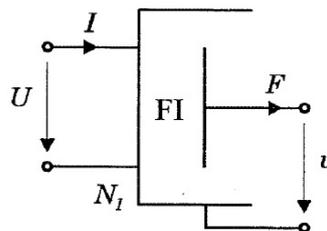


Abbildung A.5: Kraft-Strom-Wandler

Normalerweise wird für elektrodynamische Schallwandler der Kraft-Strom Wandler verwendet. Dies ist das einfachere System für dieses Einsatzgebiet, da für den Kraft-Spannungswandler noch ein zusätzlicher Gyrator benötigt wird. Die Spannung ist dabei der Kraft proportional und der Strom der Schnelle. Im Gedankenmodell ergibt sich für die Spannung eine Kraftquelle und für den Strom eine Schnellenquelle.

Akustische Elemente

Im diesem Bereich der elektroakustischen Analogien werden die akustischen Elemente im Ersatzschaltbild im elektrischen Bereich darstellt. Um wieder eine Analogie zu Spannung und Strom herstellen zu können, werden hier der Druck $\underline{p} = \frac{F}{A}$ und der Schallfluss $\underline{q} = \vec{v} \cdot \vec{A}$ verwendet. Wie im elektrischen und im mechanischen Bereich lässt sich eine Impedanz berechnen. Schallgeschwindigkeit und Dichte im jeweiligen Medium, gehen in die Berechnung der Impedanz mit ein. Als Randbedingung kommen die abgestrahlte Wellenlänge und die geometrischen Abmessungen zu tragen. Die Wellenlänge muss groß gegenüber den geometrischen Abmessungen sein,

$$l \leq \lambda/12 \quad (\text{A.20})$$

damit von einer akustischen Impedanz ausgegangen werden kann:

Es gibt wieder zwei mögliche Analogien herzustellen. Man unterscheidet zwischen

- Druck-Spannungs-Analogie
- Druck-Strom-Analogie

In der Tabelle sind die wichtigsten Analogien des elektroakustischen Zusammenhangs dargestellt.

Druck - Spannung - Analogie		Druck - Strom - Analogie
\underline{U}	\underline{p}	\underline{I}
\underline{I}	\underline{q}	\underline{U}
L	m_a	C
$\frac{1}{C}$	s_a	$\frac{1}{L}$
R	R_a	$\frac{1}{R}$
$E_{kin} = E_{mag} = \frac{LI^2}{2}$	$E_{kin} = \frac{m_a q^2}{2}$	$E_{pot} = E_{el} = \frac{CU^2}{2}$
$E_{pot} = E_{el} = \frac{CU^2}{2}$	$E_{pot} = \frac{p^2}{2s_a}$	$E_{kin} = E_{mag} = \frac{LI^2}{2}$

Tabelle A.3: Bezug zu akustische Größen

Akustische Feder:

Bei einer akustischen Feder meint man ein geschlossenes Gehäuse mit einer Öffnung. Es wird idealisiert angenommen, dass über die gesamte Öffnung der gleiche Druck vorherrscht, keine Innendruckänderungen vorkommen und die Wände des Gehäuses nicht nachgeben. Unter Vernachlässigung der Masse des Mediums kann die Steifigkeit s durch die Linearisierung der adiabatischen Gleichungen berechnet werden. Ausgehend aus der mechanischen Federgleichung

$$dF = s \cdot dx \quad (\text{A.21})$$

ergibt sich mit Hilfe des Zusammenhangs zwischen Druck und Kraft ($dF = dp \cdot a$)

$$s = \frac{dp \cdot A}{dx} \quad (\text{A.22})$$

Wie im Kapitel 2.3.3 hergeleitet, handelt es sich um einen adiabatischen Druckprozess

$$p \cdot V^\kappa = \text{konst.} = p_{=} \cdot V_{=}^\kappa \quad (\text{A.23})$$

Damit die Gleichung weiterhin richtig bleibt, wird durch die Druckvergrößerung auf der einen Seite, eine Volumenverminderung auf der anderen Seite eintreten:

$$p = p_{=} + dp \quad (\text{A.24})$$

bzw.

$$V = V_{=} - dV \quad (\text{A.25})$$

Natürlich gilt dies auch umgekehrt. Durch Einsetzen der beiden Änderungen in die adiabatische Gleichung erhält man

$$(p_{=} + dp) \cdot (V_{=} - dV)^\kappa = p_{=} \cdot V_{=}^\kappa \quad (\text{A.26})$$

$$(p_{=} + dp) \cdot \left(1 - \frac{dV}{V_{=}}\right)^\kappa = p_{=} \quad (\text{A.27})$$

bzw. für $dV \ll V_{=}$:

$$\left(1 - \frac{dV}{V_{=}}\right)^\kappa \approx 1 - \kappa \cdot \frac{dV}{V_{=}} \quad (\text{A.28})$$

$$dp \cdot \left(1 - \kappa \cdot \frac{dV}{V_{=}}\right) \approx \kappa \cdot p_{=} \cdot \frac{dV}{V_{=}} \quad (\text{A.29})$$

Da dp und dV sehr klein sind und in der Gleichungsfolge miteinander multipliziert werden, wird dieser Term so klein, dass er vernachlässigt werden kann:

$$dp \approx \kappa \cdot p_{=} \cdot \frac{dV}{V_{=}} = \kappa \cdot p_{=} \cdot \frac{A \cdot dx}{V_{=}} \quad (\text{A.30})$$

Somit erhält man für die Steifigkeit des Luftpolsters im Gehäuse:

$$s = \frac{\kappa \cdot p_{=} \cdot A^2}{V_{=}} = \frac{\rho \cdot c^2 \cdot A^2}{V_{=}} \quad (\text{A.31})$$

Die akustische Impedanz ergibt sich zu:

$$\underline{Z}_a = \frac{p}{\underline{q}} = \frac{1}{A^2} \cdot \frac{F}{\underline{v}} = \frac{1}{A^2} \cdot \frac{dF}{d\underline{v}} = \frac{1}{A^2} \cdot \frac{dF}{d\underline{x}} \cdot \frac{1}{j\omega} = \frac{1}{A^2} \cdot \frac{s}{j\omega} = \frac{s_a}{j\omega} \quad (\text{A.32})$$

$$s_a = \frac{s}{A^2} = \frac{\rho \cdot c^2}{V} \quad (\text{A.33})$$

$$p = s_a \cdot \int (\underline{q}_1 - \underline{q}_2) dt \quad (\text{A.34})$$

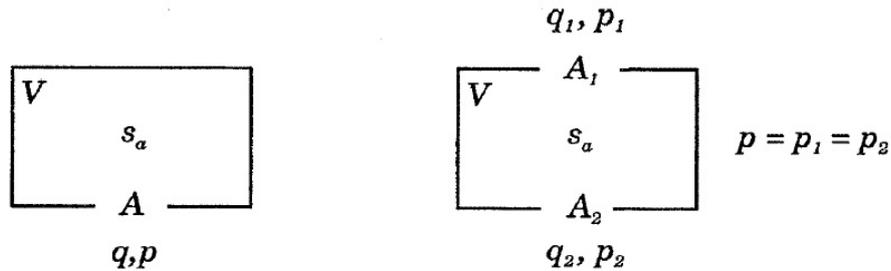


Abbildung A.6: Akustischer-Feder

Akustischer Widerstand:

Wie ein elektrischer Widerstand setzt der akustische Widerstand Energie in Wärme um. Ein Widerstand im akustischen Bereich kann zum Beispiel durch einen Absorber dargestellt werden, der von Schall durchdrungen wird. Durch die Reibung der Luftteilchen am Absorber kommt es zur Energieumsetzung in Wärme. Solche Absorber sind in der Regel frequenzabhängig. Die nachfolgenden Gleichungen setzen die Randbedingung $l \leq \lambda/12$ voraus

$$\underline{p}_1 - \underline{p}_2 = R_a \cdot \underline{q} \quad (\text{A.35})$$

$$\underline{q} = \underline{q}_1 = \underline{q}_2 \quad (\text{A.36})$$

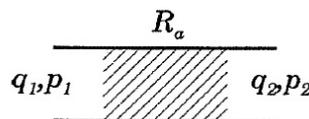


Abbildung A.7: Akustischer-Widerstand

Akustische Masse:

Eine solche Masse findet sich in der Akustik meistens in Rohren oder Durchgangsöffnungen. Es schwingt die Masse gleichphasig, also ohne Phasenverschiebung, mit. Die eingeschlossene Masse des Mediums wird als m bezeichnet. Sie wird berechnet durch

$$m = A \cdot l \cdot \rho \quad (\text{A.37})$$

Die akustische Impedanz muss folgende Voraussetzungen erfüllen: Die Rohrlänge und der Rohrdurchmesser müssen stets kleiner sein als die abgestrahlte Wellenlänge, damit die Luftteilchen im Rohr die gleiche Schallschnelle besitzen. Wenn das erfüllt ist, breitet sich im Rohr der gleiche Schallfluss aus

$$\underline{Z}_a = \frac{\underline{p}}{\underline{q}} = \frac{\underline{p}}{\underline{v} \cdot A} = \frac{F}{\underline{v} \cdot A^2} = \frac{m \cdot \frac{dv}{dt}}{\underline{v} \cdot A^2} = j\omega \cdot \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (\text{A.38})$$

$$m_a = \frac{m}{A^2} = \frac{\rho \cdot l}{A} \quad (\text{A.39})$$

$$\underline{p} = m_a \frac{dq}{dt} \quad (\text{A.40})$$

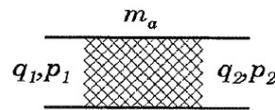


Abbildung A.8: Akustische-Masse

Mechanoakustischer Wandler:

Das Ersatzschaltbild des mechanisch-akustischen Wandlers hat den Zweck, die Kraft in proportionalen Druck umzuwandeln und damit formal den Übergang zwischen mechanischer und akustischer Domäne zu beschreiben. Das schematische Bild soll einen Zylinder darstellen, welcher sich in einem Kolben bewegt. Die mechanischen Größen F und v werden durch ihre Bewegung in die akustischen Größen p und q umgewandelt.

$$\begin{pmatrix} \underline{F} \\ \underline{v} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & 0 \\ 0 & \frac{1}{A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{p} \\ \underline{q} \end{pmatrix} \quad (\text{A.41})$$

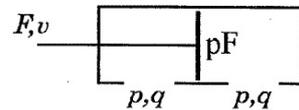


Abbildung A.9: Mechanoakustischer-Wandler

B Layouts der Schaltungen

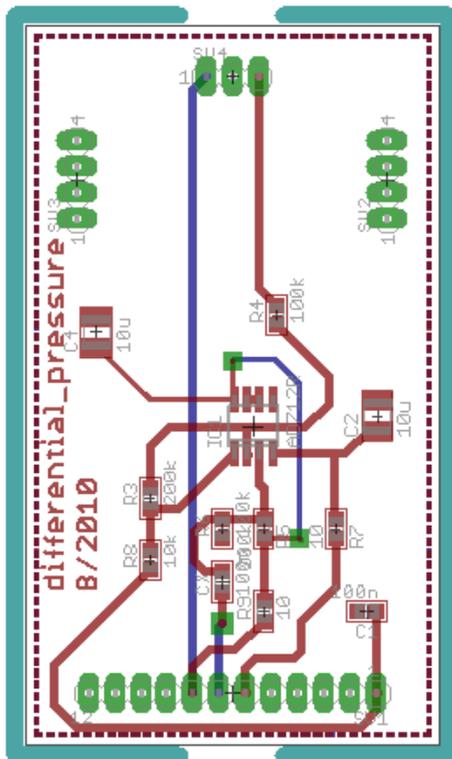


Abbildung B.1: Differenzdrucksensor-
Steckplatine-
Layout

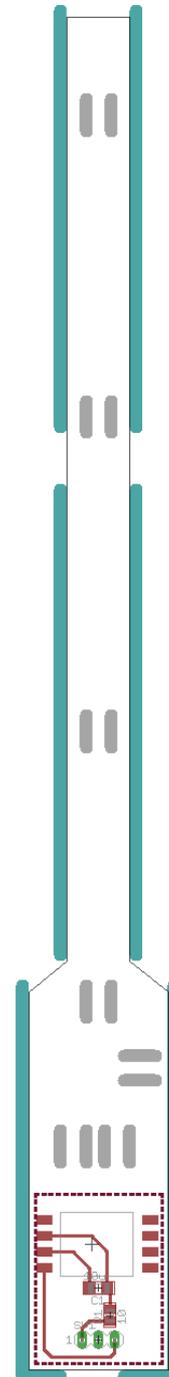


Abbildung B.2: Differenzdrucksensor-
Sensorplatine-
Layout

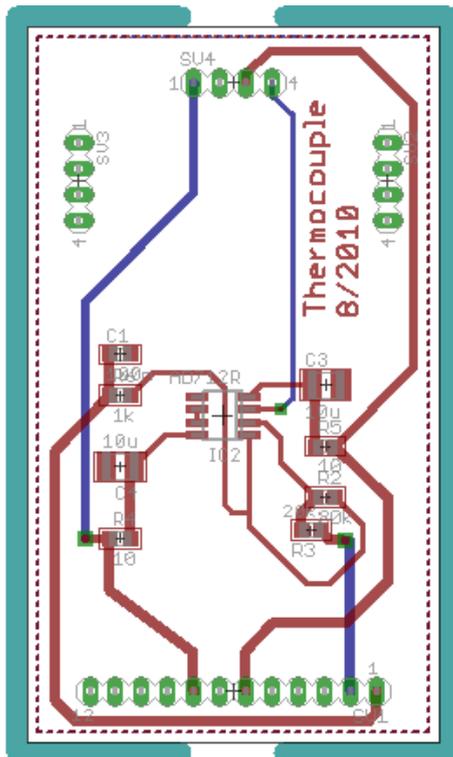


Abbildung B.3: Thermoelement-Steckplatine-Layout

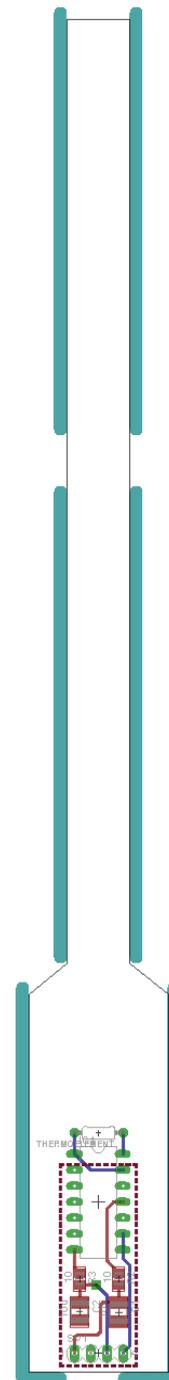


Abbildung B.4: Thermoelement-Sensorplatine-Layout

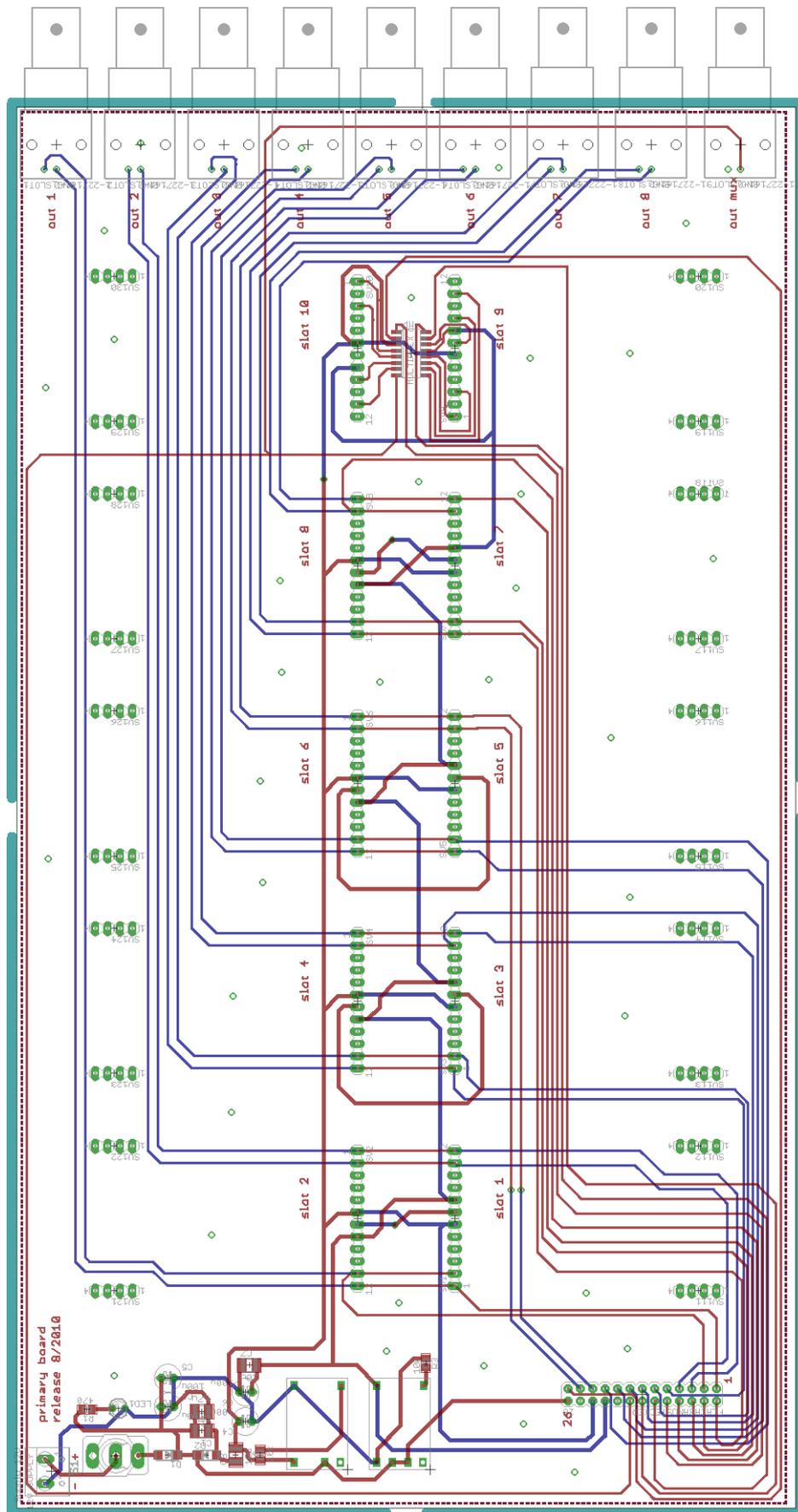


Abbildung B.5: Basisplatine-Layout

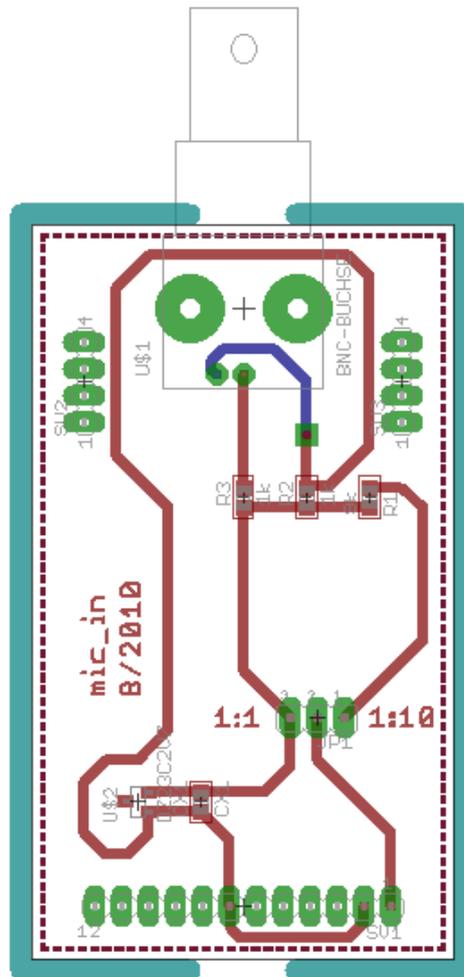


Abbildung B.6: Mikrofoneingangsplatine-Layout

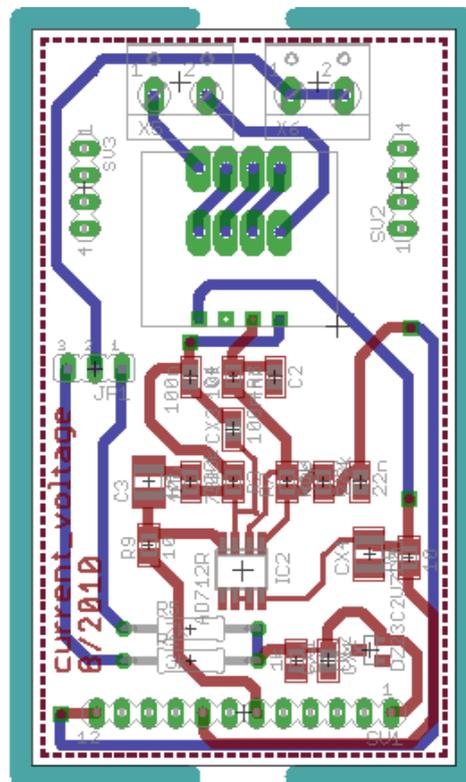


Abbildung B.7: Platine zur Strom/Spannungsmessung-Layout

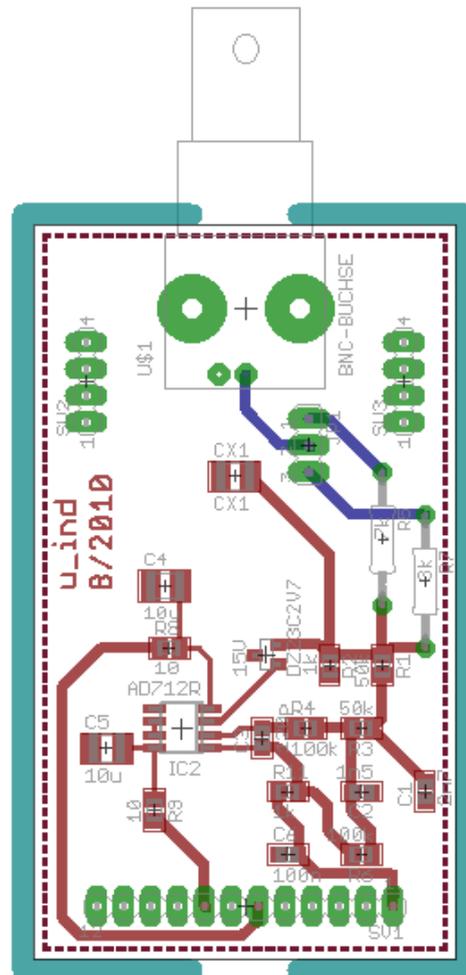


Abbildung B.8: Platine zur Messung der Induzierten-Spannung-Layout

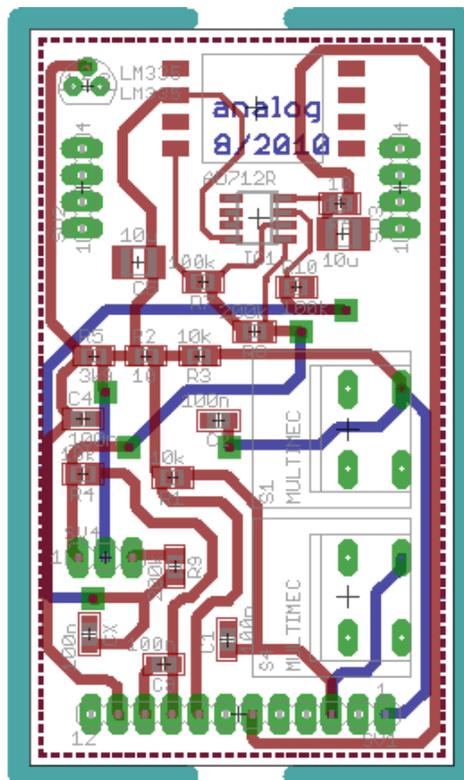


Abbildung B.9: Analogplatine-Layout

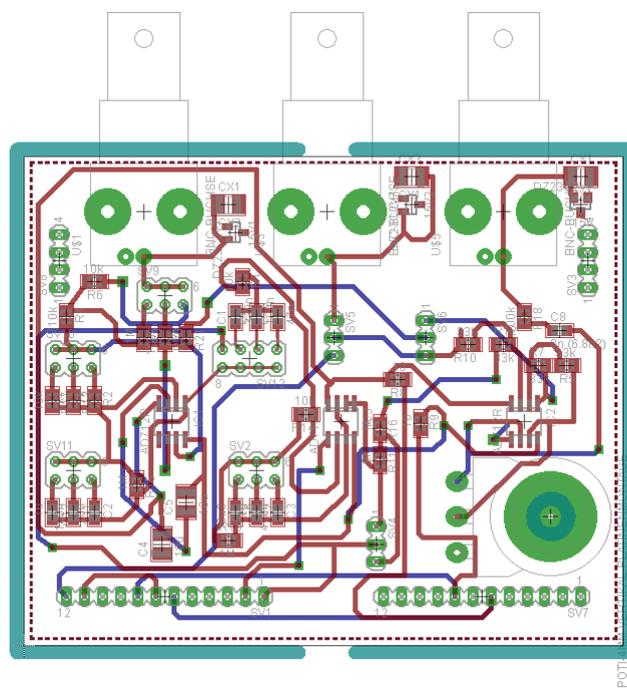


Abbildung B.10: Analogregler-Layout