



Matthias Longin, BSc

Entwicklung eines Sensorsystems zur Messung der Partikelanzahlkonzentration in Kraftfahrzeugen

Masterarbeit

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

Masterstudium Elektrotechnik

eingereicht an der

Technischen Universität Graz

Betreuer

Alexander Bergmann

Institut für elektronische Sensorsysteme

Graz, Dezember 2018

Eidesstaatliche Erklärung

Affidavit

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

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 indicated all material which has been quoted either literally or by content from the sources used. The text document uploaded to TUGRAZonline is identical to the present master's thesis.

Datum

Date

Unterschrift

Signature

Vorwort

Ich möchte hiermit all jenen danken, die mich bei der Verfassung dieser Arbeit unterstützt haben. Insbesondere gilt mein Dank meinem Betreuer und Leiter des Instituts für elektronische Sensorsysteme, Alexander Bergmann, dem ich die Chance, diese spannende Arbeit durchführen zu dürfen, zu verdanken hatte und der mir stets mit Rat & Tat zur Seite stand. Dann natürlich der Firma AVL Ditest GmbH, die mir unter der Projektleitung von Walter Lukesch ebenfalls die Durchführung ermöglichte. Auch meinen lieben Kollegen vom IES möchte ich danken, allen voran Reinhard Klambauer, der mich bei der Lösung zahlreicher elektrotechnischer Probleme unterstützte; Julia Schönfelder, die sich geduldig all meiner administrativen Anliegen annahm; sowie Sitaram Stepponat für die Durchführung der doch recht zahlreichen Bestellungen.

Dank gilt auch meinen Eltern Sabine und Erich Longin, die die letzten 2π Jahre meines Studiums stets hinter mir standen und mich unterstützten.

Zuallerletzt jedoch möchte ich meinem Betreuer, Kollegen und Freund, Mario Schrieff, den allergrößten Dank aussprechen. Er war es, der die wesentlichen Grundsteine für den Erfolg dieses Projektes gelegt und es mit schier endlosem Ehrgeiz unter Aufopferung ungezählter Arbeitsstunden unermüdlich vorangetrieben hat. Von Beginn an half er mir stets mit voller Energie, und ich hoffe, ihn durch meine Tätigkeiten mit seiner Forschung unterstützt zu haben. Danke, lieber Mario.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort.....	i
Inhaltsverzeichnis.....	ii
1 Abstract.....	4
2 Zusammenfassung.....	5
3 Einleitung	6
3.1 Partikelmessung	6
3.1.1 Terminologie, und: was sind eigentlich Partikel?	6
3.1.2 Woher kommen Feinstaubpartikel?	6
3.1.3 Motivation zur Partikelmessung.....	8
3.1.4 Gesetzliche Rahmenbedingungen	8
3.1.5 Von Partikelmasse und -anzahl	11
3.1.6 Methoden zur Partikelanzahlmessung.....	12
3.2 Diffusion-Charging-Prinzip	14
3.2.1 Aufladung der Partikel.....	14
3.2.2 Spiegelung am Faradaykäfig.....	15
3.2.3 HV-Modulation	16
3.2.4 Reduktion der Größenabhängigkeit.....	19
3.3 Messkette des Prototyps	20
4 Aufgabenstellung	22
4.1 Femtoampere-Strommessung („Elektronen zählen“)	22
4.1.1 Transimpedanzverstärker	22
4.1.2 Rauschanalyse einer TIA-Schaltung für Sub-Nanoampere-Ströme	24
4.1.3 Rauschanalyse der „T-Schaltung“	26
4.2 Datenerfassung.....	28
4.2.1 Signalaufbereitung.....	28
4.2.2 A/D-Umsetzung	29
4.3 Signalanalyse.....	31
4.3.1 Einleitung.....	31

4.3.2	Praktische Signalanalyse mit der DFT	32
4.3.3	Kohärentes Abtasten.....	36
4.3.4	Fehler durch inkohärente Abtastung.....	39
5	Realisierung.....	43
5.1	Elektronik	43
5.1.1	Modularer Laborprototyp	43
5.1.2	Strommessung am Faraday-Käfig.....	45
5.1.3	Wandlung massereferenziert zu differentiell.....	53
5.1.4	A/D-Umsetzung.....	55
5.2	Firmware	58
5.2.1	Einleitung: Prozessor und IDE.....	58
5.2.2	Ablauf.....	59
5.2.3	Sensorsignal einlesen	60
5.2.4	DFT-Berechnung.....	63
5.3	Testmessungen	64
6	Fazit und Ausblick.....	65
	Literatur	66
	Anhang: Layouts.....	69

1 Abstract

Negative health effects of particulate matter are evident [1]. Against this background, recent scandals involving illegal defeat devices in diesel cars [2] have once again shown the importance of periodic emission checks.

Diesel particulate filters (DPFs) are a highly effective way of removing particles from the exhaust gas, therefore their proper functioning must be verified. Measuring the particle number concentration (PN) at the tail pipe has been described by several studies ([3], [4]) as the best way to detect malfunction of the DPF.

Most state of the art PN counters are based on the condensation particle counter principle (CPC). This technique involves enlarging the particles using a working fluid, allowing optical detection afterwards. CPCs are highly sensitive; however, they are complex, expensive and not very robust.

This is where diffusion charging (DC) comes in. The principle relies on electrically charging the particles using an ion source, like a corona discharge. By passing the aerosol flow through a Faraday cage, the induced charge can be measured with an electrometer amplifier [5]. This way the requirements on exhaust pre-conditioning can be crucially reduced.

Therefore, DC is a simple and cheap method for detection of small particles. The main drawback of diffusion chargers compared to established PN sensors is the strong dependency of the sensor response on the particle's size, as well as a lack of experience in PN applications.

The goal of this diploma thesis was to optimize and extend an existing diffusion charger laboratory prototype. The main topics were measurement electronics, data acquisition and signal processing.

As a result, the electrometer amplifier was analyzed, and a new, optimized design was created. The sampling concepts were investigated and a firmware for controlling and analyzing the signals of the prototype was developed. Better measurement results could be obtained, and the detection limit could be decreased. Unfortunately, the firmware couldn't be finished completely in order to test the whole system. However, the development will continue in a commercial prototype.

In the future, the measurement system and its algorithms will have to be thoroughly tested, especially with real diesel exhaust gas. Optimizations to the current measurement noise could be made and calibration methods should be developed. Finally, the usability of the lab prototype for particle measurements could be improved and it was shown that the realization of a PN tester based on the DC principle is challenging as well as reasonable and important.

2 Zusammenfassung

Die negativen gesundheitlichen Auswirkungen von Feinstaub, vor allem ultrafeiner Partikel, sind evident [1]. Nicht zuletzt kürzlich aufgetretene Skandale um Emissionswerte von Diesel-PKW [6] haben die große Bedeutung von routinemäßigen Abgasmessungen an Kraftfahrzeugen gezeigt.

Maßgeblich dabei ist die Überprüfung des Dieselpartikelfilters, der hauptverantwortlich für die Verminderung von Partikelemissionen ist. Einschlägigen Studien ([3], [4]) zufolge gilt zum Nachweis von Beschädigungen an diesem die Messung der Partikelanzahlkonzentration (PN) am Auspuffendrohr als aussagekräftigste Methode.

Auf dem aktuellen Stand der Technik befindliche PN-Messgeräte arbeiten nach dem Prinzip des Kondensationskernzählers (Condensation Particle Counter, CPC). Dabei werden Partikel durch Kondensation einer Betriebsflüssigkeit vergrößert und anschließend optisch detektiert. Dieses Verfahren ist sehr sensitiv, gleichzeitig jedoch aufwändig, teuer und wenig robust, weshalb CPCs für den Einsatz in Kfz-Werkstätten ungeeignet sind.

Eine Alternative ist der Diffusionsladungssensor (Diffusion Charger, DC). Das Prinzip beruht auf der elektrischen Aufladung der enthaltenen Partikel mittels einer Ionenquelle, z.B. einer Corona-Entladung. Lässt man das Aerosol durch einen Faradaykäfig strömen, kann die Ladung mit einem Elektrometerverstärker gemessen werden [5]. Dabei kann das Abgas ohne Vorbehandlung verwendet werden. Damit stellt dieses Verfahren eine einfache Möglichkeit dar, auch kleine Partikel einfach zählen zu können. Nachteilig sind jedoch die Größenabhängigkeit sowie die mangelnde Erfahrung mit der Messmethode.

Ziel dieser Diplomarbeit war die Verbesserung und Erweiterung eines Diffusion-Charging-Prototypen mit Fokus auf Messelektronik, Datenerfassung und Signalverarbeitung. Die Herausforderungen lagen im Design eines geeigneten Messverstärkers, mit dem geringste Ströme erfasst werden können, und der Weiterverarbeitung des verrauschten Rohsignals. Als Ergebnis wurden die Rauschquellen analysiert und ein neues Elektrometerverstärker-Design entworfen. Konzepte zur Datenerfassung wurden untersucht und eine Firmware zur Ansteuerung und Auswertung der Signale des Prototypen entwickelt. Es konnten bessere Messergebnisse als zuvor erzielt und die Detektionsgrenze nach unten verschoben werden. Die Firmware konnte nicht soweit fertig entwickelt werden, dass die gesamte Messung getestet werden konnte, die Konzepte werden jedoch in Form eines sich in Entwicklung befindlichen kommerziellen Prototypen weitergeführt.

Zukünftig werden Messelektronik und Algorithmen ausgiebig und vor allem mit echtem Dieselmotorabgas zu testen sein. Optimierungspotential besteht im Bereich rauschärmerer Strommessung, und es werden Kalibriermethoden zu entwickeln sein. Alles in allem gelang es, die Eignung des Laborprototypen für Partikelanzahlmessungen zu verbessern und es konnte gezeigt werden, dass die Realisierung eines Messgerätes auf Basis des Prinzips herausfordernd, aber auch sinnvoll und wichtig ist.

3 Einleitung

3.1 Partikelmessung

3.1.1 Terminologie, und: was sind eigentlich Partikel?

Partikel fallen in die Kategorie der Aerosole. Ein Aerosol wiederum bezeichnet ein Gemisch aus festen oder flüssigen – oder beiden – Schwebeteilchen in einem Gas, z.B. Umgebungsluft oder Abgas von Verbrennungsmotoren. Es enthält unterschiedliche chemische Elemente und Verbindungen. Dazu gehören u.a. elementarer Kohlenstoff, der den Hauptanteil der partikulären Emissionen von Dieselmotoren ausmacht; organischer Kohlenstoff, der von nicht oder nur teilweise verbrannten Kohlenwasserstoffen aus Kraft- oder Schmierstoffen stammt; Sulfate, die sich aus organischen Schwefelverbindungen in Kraft- oder Schmierstoffen bilden und weitere Bestandteile, die jedoch nicht oder nur in geringem Anteil im Dieselaabgas vorkommen [1] [7].

Die in der Wissenschaft gebräuchliche Kurzbezeichnung für Feinstaub lautet PM (engl. „Particulate Matter“). Dabei wird zwischen PM_{10} , $PM_{2,5}$ und $PM_{0,1}$, auch UFP („ultrafeine Partikel“) genannt, unterschieden. Der jeweilige Index bezeichnet die maximale Partikelgröße der im Feinstaub enthaltenen Partikel in μm , also 10 μm für PM_{10} , usw. Die Trennung erfolgt tatsächlich zwar nicht exakt bei den entsprechenden Größenwerten – stattdessen gibt es eine Trennkurve, die nach dem Schwellenwert steil abfällt –, diese Abweichung ist jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht relevant.

3.1.2 Woher kommen Feinstaubpartikel?

Feinstaubpartikel sind sowohl natürlichen als auch menschengemachten (anthropogenen) Ursprungs. Letztere machen global gesehen nur ca. 10 % der in der Umgebungsluft enthaltenen Partikel aus [8]. In Städten ist dieser Anteil mit ca. 20–40 % jedoch wesentlich höher [9]. Hauptemittenten sind der Kfz-Verkehr, welcher sowohl Motorabgase als auch Abrieb von Reifen und Bremsen inkludiert; Gebäudeheizungen; Energieproduktion aus Festbrennstoffen wie Stein- oder Braunkohle, Schweröl oder Biomasse (Holz); Industrie oder Landwirtschaft.

Für diese Arbeit besonders relevant sind jene Partikel, die von Kraftfahrzeugen emittiert werden, insbesondere solche mit Dieselmotor. Jedoch stoßen auch moderne Benzinmotoren erhebliche Partikelmengen aus [3]. Diese Partikel entstehen innermotorisch aufgrund von unvollständiger Verbrennung bei niedrigen Temperaturen und Sauerstoffmangel. Diese Bedingungen treten vor allem beim Einsatz von Abgasrückführung (AGR) auf. Dies ist eine zentrale Technik zur Reduktion der Stickoxidemissionen (NO_x) von sowohl Dieselmotoren im Allgemeinen als auch Ottomotoren mit Direkteinspritzung. Die Verwendung hat jedoch zur Folge, dass die innermotorischen Parameter derart verändert werden, sodass mehr Partikel emittiert

werden. Es herrscht also immer ein Kompromiss zwischen NO_x - und Partikelemissionen [7].

Beginnend mit dem Jahr 2000 wurden Dieselmotoren zunehmend mit Partikelfiltern (DPF¹) ausgestattet, der den Ausstoß von Partikeln stark reduziert. Wie in Abbildung 3.1 zu sehen, sinkt die Partikelanzahlkonzentration (PN) im Abgas dabei auf oder sogar unter Werte, wie sie in normaler Raumluft gemessen werden. Die Reduktion entspricht abhängig von der Partikelgröße einem Faktor zwischen 100 und 100.000, es handelt sich also um hocheffektive Einrichtungen zur Abgasreinigung. Abbildung 3.2 zeigt einen Siliziumkarbid-Partikelfilter für Diesel-PKW.

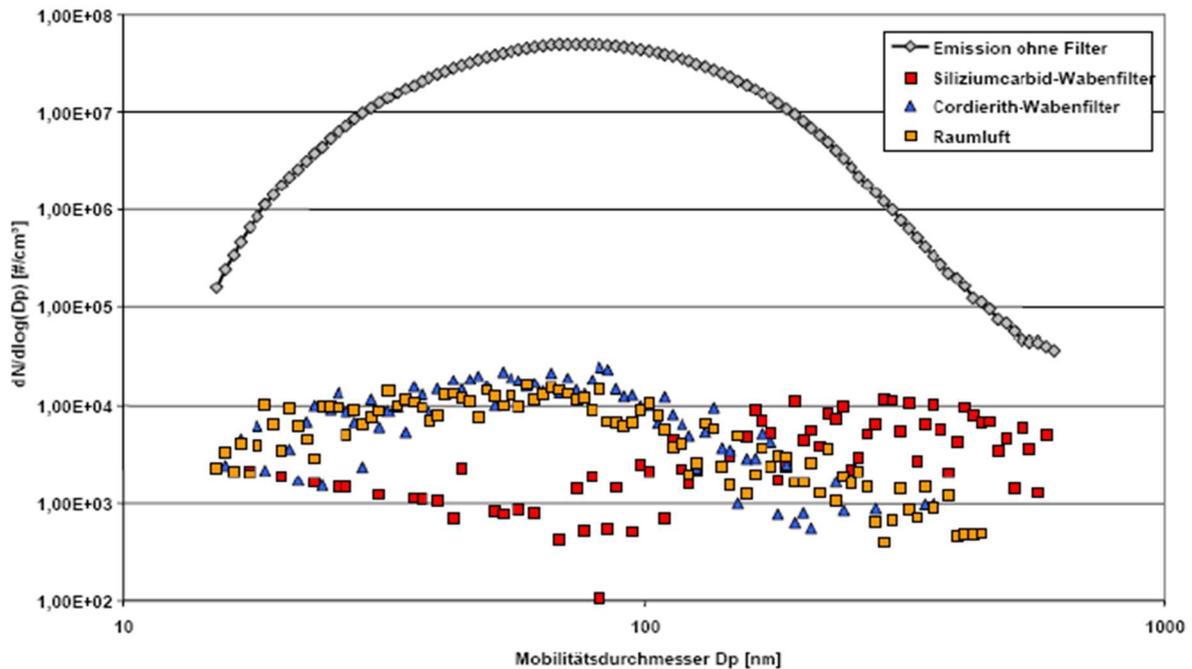


Abbildung 3.1: Partikelanzahlkonzentration im Dieselabgas mit und ohne DPF sowie in Raumluft [7]

¹ Dieselpartikelfilter

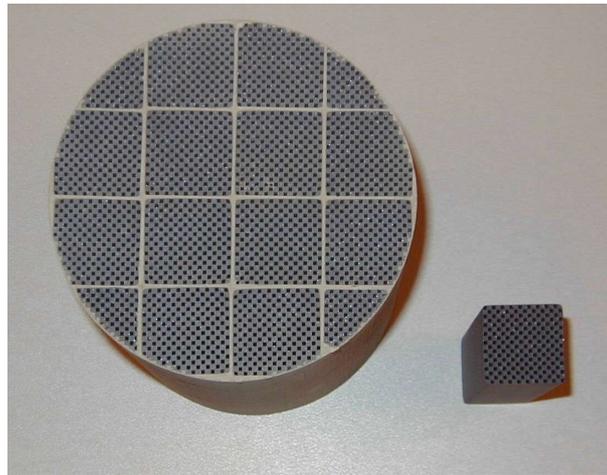


Abbildung 3.2: Siliziumkarbid-Dieselpartikelfilter [10]

3.1.3 Motivation zur Partikelmessung

Feinstaubpartikel, insbesondere sehr kleine der Kategorien $PM_{2,5}$ und $PM_{0,1}$, sind in der Lage bis in die Lungenbläschen vorzudringen und stehen in Zusammenhang mit schweren Gesundheitsauswirkungen, wie Herz-Kreislauf-Erkrankungen, und damit einhergehender Verringerung der Lebenserwartung [1]. Auch existieren laut dem nordrhein-westfälischen Bundesamt für Natur, Umwelt und Verbraucherschutz „hinsichtlich Lungenkrebs Hinweise, wonach eine erhöhte Langzeitbelastung gegenüber Feinstaub (PM_{10} und vor allem $PM_{2,5}$) mit einem erhöhten Risiko verbunden ist. Hierbei dürfte ultrafeinen Partikeln, welche in toxikologischen Studien stärkere Entzündungsreaktionen in der Lunge zeigten als Feinstäube, eine besondere Bedeutung zukommen.“ [9].

Obendrein gelten die von Verbrennungsmotoren emittierten Partikel, auch wenn sich die Forschung über die exakten Auswirkungen unterschiedlicher chemischer Zusammensetzungen von Feinstaubpartikeln im Allgemeinen noch nicht im Klaren ist, als potenziell gefährlicher für die Gesundheit als Partikel aus natürlichen Quellen [11].

Deshalb ist es von großer Bedeutung, sicherzustellen, dass Maßnahmen, die zur Verringerung der Partikelemissionen von Kraftfahrzeugen eingesetzt werden, wie z.B. Dieselpartikelfilter (DPF), auch die gewünschte Wirkung erzielen.

3.1.4 Gesetzliche Rahmenbedingungen

Neufahrzeuge

Fahrzeugtypen, die neu in der EU zugelassen werden sollen, müssen den „Euro“-Abgas-Standards genügen. Diese reglementieren seit 1992, dem Datum der Einführung von Euro 1, nebst vielen anderen Schadstoffen die emittierte Partikelmasse (PM^1).

¹ nicht zu verwechseln mit der eingangs erwähnten allgemeineren Bedeutung „Particulate Matter“

Seit dem Standard Euro 5, welcher für die Typengenehmigung neuer Fahrzeuge seit 1.9.2009 in Kraft ist, gilt für Dieselfahrzeuge ein deutlich strengerer PM-Grenzwert als zuvor. Dieser beträgt seither 5 mg/km, und ist nur mehr von Fahrzeugen mit Partikelfilter einzuhalten. Allerdings sind auch davor schon mehrere Euro-3- und -4-Fahrzeugtypen mit DPF am Markt verfügbar gewesen, die bereits deutlich weniger als erlaubt ausstießen. Entsprechende Emissions-Zulassungswerte des deutschen Kraftfahrt-Bundesamts sind in Abbildung 3.3 und nochmals detailliert für Euro 3–6 in Abbildung 3.4 dargestellt. Der Unterschied zwischen Euro 5 und 6 besteht lediglich in der hier nicht abgebildeten Reduktion des Grenzwertes für Stickoxide (NO_x) bzw. $\text{HC}+\text{NO}_x$, welche hier jedoch nicht berücksichtigt werden.

Somit sind Diesel-Neufahrzeuge nunmehr seit fast 10 Jahren serienmäßig mit Partikelfiltern ausgerüstet. Bei einem Durchschnittsalter zugelassener Pkw von unter 10 Jahren (Stand 2017 laut dem deutschen Kraftfahrt-Bundesamt [12]) ist das ergo demnächst die Mehrheit aller Diesel-Pkw.

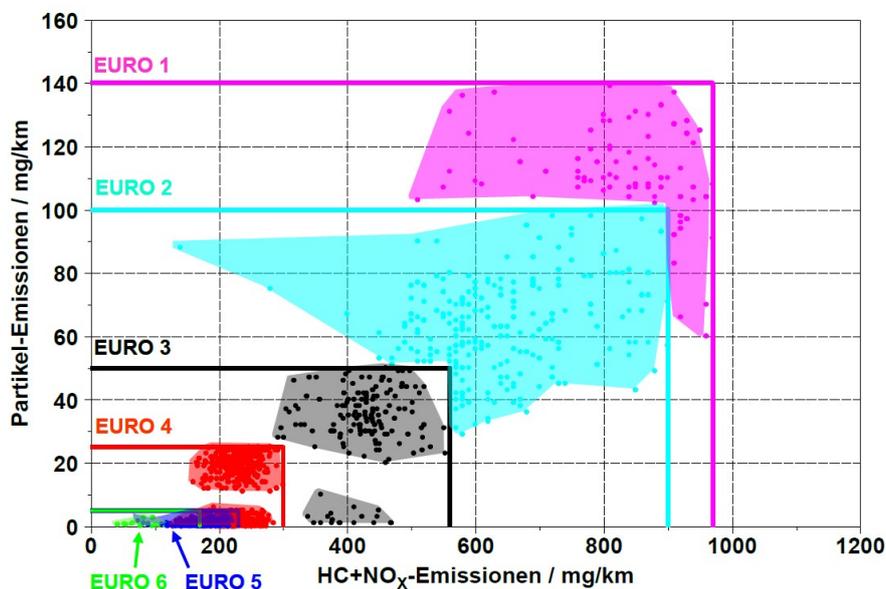


Abbildung 3.3: Zulassungswerte verschiedener Euro-Normen für Diesel-Pkw [7]

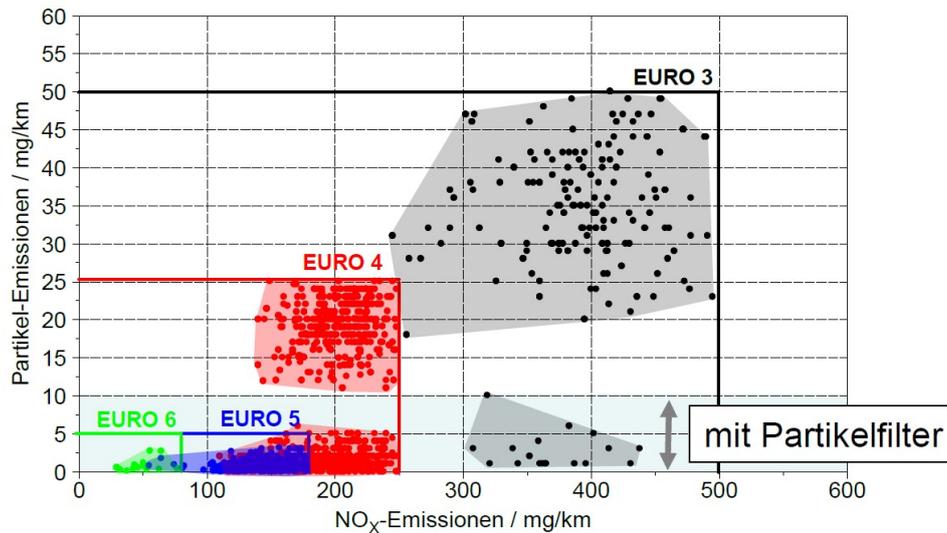


Abbildung 3.4: Zulassungswerte der Euro-Normen 3–6 für Diesel-Pkw im Detail [7]

Die Partikelanzahl, auf die in Kapitel 3.1.5 näher eingegangen wird, ist seit Euro 5b, ein Euro-5-Substandard, begrenzt. Der zulässige Wert beträgt für Diesel-Pkw $6 \cdot 10^{11}$ #/km (Partikel/km). Mit konventionellen Partikelfiltertechnologien ist dieser jedoch einfach einzuhalten.

Erwähnt sei, dass auch für Ottomotoren seit Euro 5 – die Euro-Standards für Benzin- und Dieselmotoren sind nicht dieselben – ein Grenzwert für Partikelmasse sowie -anzahl festgelegt wurde. Dieser beträgt 4,5 mg/km, respektive $6 \cdot 10^{11}$ #/km. Diese Werte gleichen nahezu jenen des Diesels. Bis zum 1.9.2017 (Datum der Typzulassung) lag der PN-Grenzwert jedoch eine Größenordnung darüber, bei $6 \cdot 10^{11}$ #/km, was sich laut [6] mit einer Intervention der Autoindustrie erklären lässt, wodurch Partikelfilter bei Benzinern zunächst eingespart werden konnten.

Bestandsfahrzeuge

Die Euro-Standards beziehen sich auf die Typengenehmigung neuer Fahrzeuge, es handelt sich also um eine einmalige Überprüfung im Vorfeld der Zulassung zum Verkauf. Für die Überprüfung der Emissionen im Rahmen von periodischen technischen Überprüfungen (PTI¹), wie der österreichischen §57a-Überprüfung, ugs. „Pickerl“, gibt es die EU-Richtlinie 96/96/EG. Der dort beschriebene Emissions-Test stammt jedoch aus der UNECE²-Richtlinie 24 von 1958, lange vor dem Einsatz von Partikelfiltern in Kfz.

Dabei wird der Motor mehrmals „frei beschleunigt“, d.h. ohne Last wird das Gaspedal innerhalb einer Sekunde bis zur Abregeldrehzahl voll durchgedrückt. Durch ein sogenanntes Opazimeter wird anschließend die Trübung eines Filters durch das aus dem

¹ engl. „periodical technical inspection“

² Wirtschaftskommission für Europa der Vereinten Nationen, engl. United Nations Economic Commission for Europe, kurz UNECE

Auspuff entnommene Abgas bestimmt. Dieser Vorgang sorgt für große Lärm- und Schadstoffemissionen und ist zeitaufwändig, da Motor und Messgeräte aufgewärmt werden müssen. Außerdem ist die Reproduzierbarkeit schlecht, da der Beschleunigungsvorgang nicht aufgezeichnet wird, dessen Durchführung aber wesentlichen Einfluss auf das Messergebnis hat.

Dieses Verfahren ist laut der niederländischen Forschungsorganisation TNO [4] – selbst mit dem 2018 in Kraft tretenden Grenzwert von $0,7 \text{ m}^{-1}$ – in der heutigen Zeit völlig unbrauchbar, da moderne Fahrzeuge mit Partikelfilter keine damit messbaren Partikelmassen emittieren. Auch zur Detektion von defekten Partikelfiltern ist es zu insensitiv. Manche moderne Motoren sind sogar gänzlich ohne DPF in der Lage, Rauchemissionen deutlich unter $0,7 \text{ m}^{-1}$ zu erzeugen [4].

Eine einfachere, genauere, aber vor allem generell tauglichere Methode zur Bestimmung der Partikelemissionen von Kfz im Rahmen periodischer Überprüfungen ist also dringend erforderlich. Solch eine Methode, die Messung der Partikelanzahl, wird im nächsten Kapitel beschrieben.

3.1.5 Von Partikelmasse und -anzahl

Im Allgemeinen gibt es zwei Möglichkeiten, Partikelemissionen von Kraftfahrzeugen zu bestimmen. Einerseits die Messung der Partikelmasse durch gravimetrische¹, optische oder photoakustische Verfahren, welche zurzeit Stand der Technik sind. Andererseits die Partikelanzahlmessung, für die ebenso mehrere Methoden existieren, die in Kapitel 3.1.6 beschrieben sind.

In einer Studie des „Institute for Environment and Sustainability“ im Auftrag der europäischen Kommission aus 2007 [3], dem „Particle Measurement Program (PMP)“, wurde u.a. die Vergleichbarkeit der zwei Methoden untersucht. Speziell in Bezug auf Vermessung von Fahrzeugen mit Dieselpartikelfilter wurde festgestellt, dass die Messung der Partikelanzahl wesentlich aussagekräftiger ist und gegenüber der Masse bevorzugt werden soll. Als Gründe dafür werden angeführt:

- Die Hintergrundbelastung der Partikelmassenmessung war in vielen Fällen höher als die emittierte Partikelmasse von DPF-Fahrzeugen, d.h. der eigentliche Messwert ist kaum vom Hintergrund-Einfluss zu unterscheiden. Der Hintergrund der Partikelanzahlmessung hingegen lag um den Faktor 55 unter dem geringsten Messwert.
- Die Partikelmassenmessung war nicht in der Lage, zwischen einem Cordierit-Wandstromfilter und einem effizienteren Siliziumcarbid-Typ zu unterscheiden (siehe Abbildung 3.1 für einen Vergleich der beiden Systeme).

¹ Dabei wird ein Filter vor und nach Durchströmung von einer Abgasprobe gewogen und daraus die Partikelmasse errechnet.

- Anhand der Differenz zwischen den Messwerten der niedrigsten Emissionen von Fahrzeugen ohne DPF und denen der höchsten Emissionen jener mit DPF wurde die Sensitivität der beiden Systeme verglichen. Die Partikelanzahlmessung agierte dabei um den Faktor 20 empfindlicher.

Zusammenfassend wurde festgehalten, dass „die Partikelanzahl- gegenüber der Partikelmassenmessung Verbesserungen im Hinblick auf Detektionslimit, Genauigkeit, Unterscheidungsvermögen und Variabilität bietet, und aus diesen Gründen eine überlegene Alternative zu existierenden oder überarbeiteten Massen-Messmethoden für zukünftige Gesetzesbestimmungen darstellt“ [3].

Für PTI-Zwecke stehen im Allgemeinen nur wesentlich kostengünstigere und unempfindlichere bzw. ungenauere Messgeräte zur Verfügung als für Labormessungen, wie im Rahmen der Typenzulassung. Die zuvor zitierten Punkte der PMP-Studie machen deutlich, dass für solche Zwecke die Partikelanzahlmessung umso relevanter ist. Der in seiner derzeitigen Version ohnehin hoffnungslos veraltete Opazitäts-Test könnte damit, sofern entsprechende, für Kfz-Werkstätten geeignete sowie leistbare Messgeräte verfügbar wären, abgelöst werden.

TNO schlägt entsprechend in seiner umfangreichen Studie [4] zu geeigneten Methoden zur Dieselpartikelfilter-Überprüfung im Rahmen der PTI die Einführung einer Partikelanzahlmessung vor. Diese könnte unter einfacheren Bedingungen – Leerlaufdrehzahl und betriebswarmer DPF –, wie sie bereits zur Typenzulassung von Benzin-Pkw nach UNECE R83 standardisiert sind, durchgeführt werden.

3.1.6 Methoden zur Partikelanzahlmessung

Im Gegensatz zur Partikelmassenmessung, für die bereits einige, zum Teil sehr einfache Methoden wie die Gravimetrie existieren, ist die Partikelanzahlkonzentrationsmessung im Feld ein noch jüngeres Gebiet. Zwei Verfahren sind zurzeit bekannt und werden eingesetzt:

1. Kondensationskernzählung (CPC, engl. „Condensation Particle Counter“)
2. Diffusionsaufladung („Diffusion Charger“)

Der Kondensationskernzähler (CPC)

Beim CPC wachsen die einströmenden Partikel durch Kondensation eines übersättigten Dampfes (Alkohol oder Wasser) auf einen größeren Durchmesser an, typischerweise ca. 10 μm . Diese vergrößerten „Mikropartikel“ können dann mittels Streulichtverfahren detektiert werden. Der erste Prozessschritt ist erforderlich, da unterhalb von ca. 300 nm die Intensität des gestreuten Lichts extrem klein wird [13]. Durch die Vergrößerung können Partikel hinunter bis zu einer Größe von ca. 2 nm gemessen werden. Für die Anwendung in der Abgasmesstechnik beginnt der Messbereich allerdings erst bei ca. 20 nm [3]. Kleinere Partikel würden zu leicht durch Diffusion verloren gehen. Der Aufbau eines CPCs ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

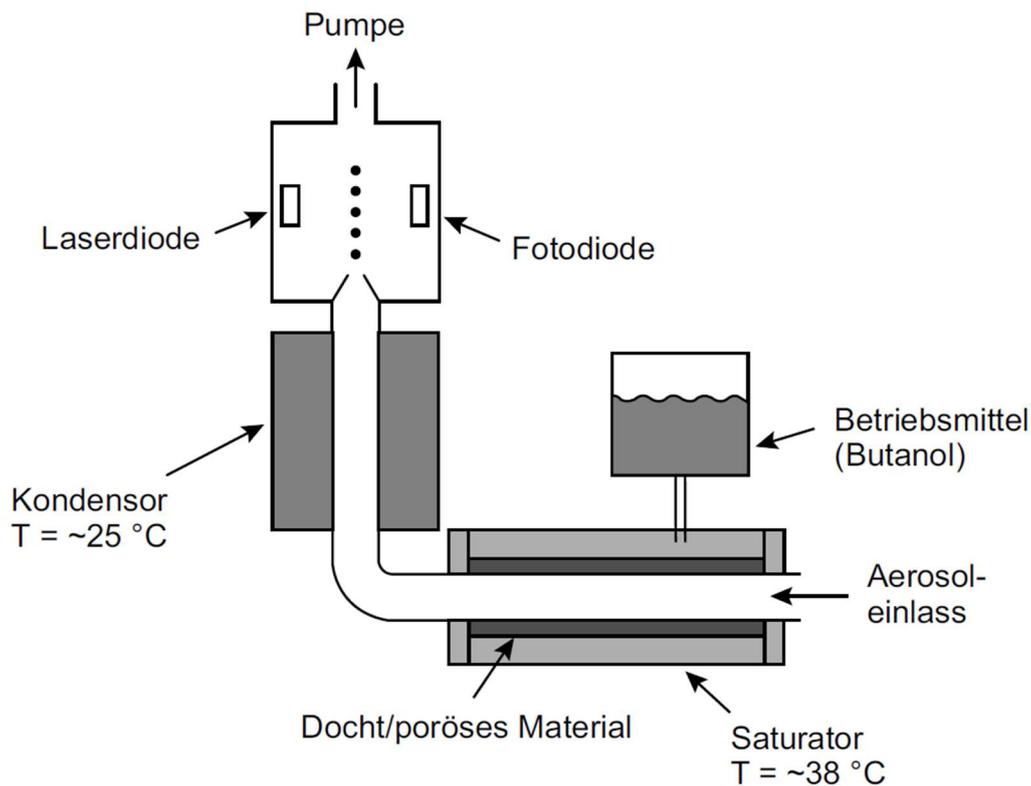


Abbildung 3.5: Schematischer Aufbau eines Kondensationskernzählers (aus [14])

Dadurch, dass der CPC jedes Partikel einzeln detektiert, ist eine Messung extrem geringer Konzentrationen von $< 1 \text{ \#/cm}^3$ möglich¹. Aufgrund von Koinzidenzeffekten – die Streulichtereignisse können nicht mehr einem einzelnen Partikel zugeordnet werden – ist der Messbereich nach oben hin jedoch auf ca. $3 \cdot 10^4 \text{ \#/cm}^3$ begrenzt. Der relevante Konzentrationsbereich für die Kfz-Abgasmessung liegt ca. zwischen 10^3 und 10^8 \#/cm^3 , was eine Verdünnung des Abgases erfordert. Die Genauigkeit gegenüber einem Referenzwert liegt je nach Ausführung bei ca. $\pm 10\text{--}20\%$. Die Reaktionszeit liegt üblicherweise im oberen einstelligen Sekundenbereich, dynamische Messungen sind also bedingt möglich.

Nachteilig an Kondensationskernzählern für den Einsatz als Werkstätten-Messgerät ist die Tatsache, dass ein Betriebsmittel benötigt wird. Dieses muss regelmäßig nachgefüllt werden und ist oft gesundheitsschädlich (n-Butanol, IPA²), was Anforderungen an Lagerung und Handhabung stellt. Zudem ist der zweistufige Aufbau relativ aufwändig und teuer.

¹ Die Partikelanzahlkonzentration in Raumluft liegt in der Größenordnung von $10^3\text{--}10^4 \text{ \#/cm}^3$

² Isopropylalkohol, chemisch 2-Propanol

Der Diffusionsladungssensor (Diffusion Charger)

Der Diffusion Charger basiert auf dem Prinzip der elektrischen Ladungsmessung. Einströmende Partikel werden durch eine Aufladungseinheit geleitet, in der eine hohe Anzahl an Ionen vorhanden ist, beispielsweise eine Corona-Entladung. Diese benötigt eine hohe elektrische Feldstärke, die von einem an einer Hochspannungsquelle angeschlossenen Leiter (Draht, Nadel) bereitgestellt wird. Die Ionen heften sich durch Diffusion an die Partikel an, welche von dort an geladen sind. Diese Ladung ist proportional zur aktiven Oberfläche des Partikels [15]. Diese geladenen Partikel werden anschließend in einen Faraday-Käfig eingeleitet, der an einen Elektrometerverstärker angeschlossen ist. Aufgrund des gaußschen Gesetzes der Elektrostatik ergeben sich an der Außenseite des Faraday-Käfigs Spiegelladungen. Diese fließen über den Elektrometverstärker ab, der gemessene Strom ist proportional zur Partikelanzahlkonzentration, der mittleren Ladung der Partikel und zum Durchfluss. Abbildung 3.6 zeigt das Diffusion-Charging-Prinzip anhand eines von Martin Fierz et al. aufgebauten Gerätes, dem „Partector“ [5].

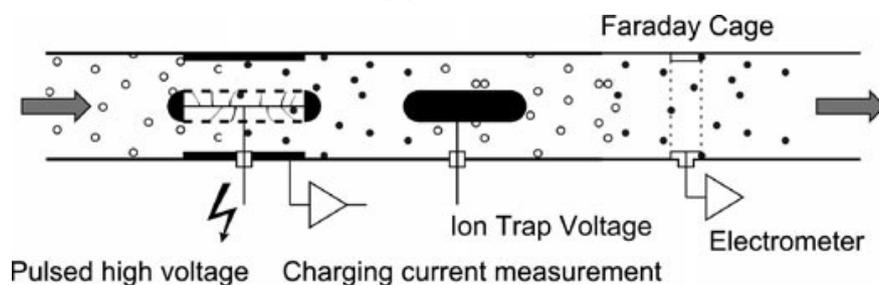


Abbildung 3.6: Prinzip des Diffusion-Charging-Verfahrens [5]

Diese einfache Anordnung hat den Nachteil, dass das Ausgangssignal des Sensors proportional zur Partikelgröße ist, da die aufgenommene Ladung pro Partikel es ebenso ist. Erwünscht wäre aber ein größenunabhängiges Ausgangssignal. Daher gibt es mehrere Möglichkeiten, dieses Verhalten zu kompensieren, siehe Kapitel 3.2.

Ein großer Vorteil des Diffusion-Charging-Verfahrens gegenüber Kondensationskernzählern ist neben dem Entfallen einer für den Betrieb notwendigen Arbeitsflüssigkeit vor allem der einfachere, kompaktere Aufbau. Erwartet wird zudem eine größere Robustheit gegenüber Umwelteinflüssen im Werkstatteinsatz.

3.2 Diffusion-Charging-Prinzip

3.2.1 Aufladung der Partikel

Die folgenden Erläuterungen setzen voraus, dass die einströmenden Partikel zunächst ungeladen sind. Beim Durchströmen der Aufladeeinheit, in der sich viele positive Ionen befinden, bewirkt diese, dass sich an die Partikel eine mittlere Ladung \bar{q} anhaftet. Diese ist in erster Näherung proportional zur Partikelgröße d . Der Zusammenhang lässt sich genauer durch eine Potenzfunktion der Form

$$\bar{q}(d) = c \cdot d^x$$

beschreiben [16]. Die Konstanten c und x können experimentell bestimmt werden. Die überschüssigen Ionen müssen mittels eines negativen Potentials „abgesaugt“ werden, damit sie nicht in die Messkäfte gelangen, denn dort würden sie – ebenso wie geladene Partikel – ein Signal hervorrufen und so Messfehler produzieren. Am negativen Potential dieser Ionenfalle ist, wie bei den Faradaykäftigen, eine Strommessung angebracht, mit der der Ionenstrom gemessen wird. Dieser ist ein Maß für die Effizienz der Ionenproduktion der Corona-Aufladeinheit und wird in weiterer Folge zur Steuerung der Corona-Hochspannung verwendet.

3.2.2 Spiegelung am Faradaykäftig

Die die mittlere Ladung \bar{q} tragenden Partikel werden nach der Aufladung in den Faradaykäftig eingeleitet. Bei diesem handelt es sich meistens um ein leitendes Rohr. Im Zuge dieser Arbeit wurde die in Abbildung 3.7 dargestellte Geometrie verwendet. Der abgebildete Faradaykäftig hat eine Länge von 96 mm und einen Innendurchmesser von 12 mm. Das Volumen beträgt:

$$V_{FC} = 96 \cdot \frac{12^2 \cdot \pi}{4} = 10,86 \text{ cm}^3$$

Die einströmende Ladung ruft ein elektrisches Feld \mathbf{E} hervor. Außerhalb des Faradaykäftigs ist das Feld $\mathbf{E} = \mathbf{0}$. Daher muss aufgrund des gaußschen Gesetzes der Elektrostatik,

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{\Gamma} = \frac{1}{\epsilon_0} \int_{\Omega} \bar{q} \, d\Omega,$$

an der Außenseite des leitenden Rohrs eine Ladung $\bar{q}_{\text{Spiegel}} = -\bar{q}$ influenziert werden, die das elektrische Feld der geladenen Partikelwolke kompensiert. Diese wird „Spiegelladung“ genannt.

Da es sich um eine transiente Messung handelt, ändert sich die influenzierte Ladung mit der Zeit und es gilt:

$$\bar{q} = \bar{q}(t)$$

Wenn der Käftig mit dem Massepotential des Systems verbunden wird, induziert diese zeitliche Änderung der Ladung einen Strom

$$i_{\text{ind}}(t) = \frac{d\bar{q}}{dt} = -N\phi\dot{\bar{q}},$$

der mit einer geeigneten Messschaltung erfasst werden kann. N ist dabei die Partikelanzahlkonzentration. Zusätzlich ist noch Information über den Durchfluss ϕ erforderlich. Dieser kann mithilfe eines Differenzdrucksensors und einer Blende gemessen werden [17].

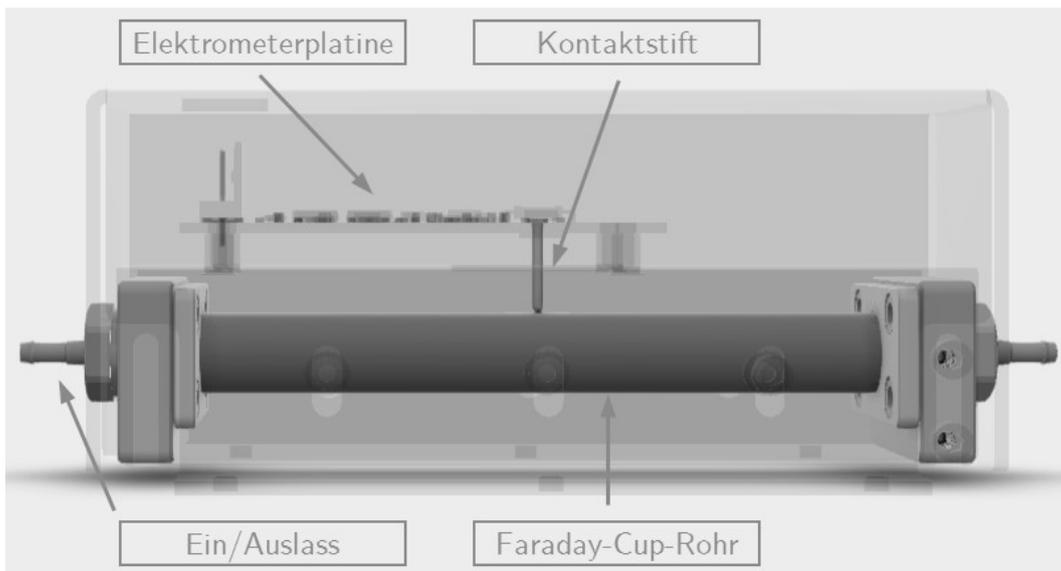


Abbildung 3.7: Faradaykäfing-Rohr mit Verbindung zur Verstärkerelektronik

Die zu erwartenden Ströme sind aufgrund der Tatsache, dass verhältnismäßig kleine Ladungen gemessen werden müssen, sehr gering. Die Größenordnung wird unter der Annahme einer Partikelanzahlkonzentration von 10^3 \#/cm^3 und einer mittleren Ladung von genau einer Elementarladung abgeschätzt:

Anzahl der Elementarladungen im aerosolgefüllten Käfig:

$$n_e = N \cdot V_{FC} = 10^3 \frac{\#}{\text{cm}^3} \cdot 10,86 \text{ cm}^3 \approx 10^4$$

Daraus folgt die zu messende Spiegelladung:

$$q = -n_e \cdot e = -10^4 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} = -1,6 \cdot 10^{-15} \text{ As}$$

Bei einem angenommenen Durchfluss $\phi = 1 \text{ l/min}$ beträgt die Zeit, bis das partikelfreie Rohr mit dem Aerosol gefüllt ist:

$$t = \frac{V_{FC}}{\phi} = \frac{1,86 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3}{1,67 \cdot 10^{-5} \frac{\text{m}^3}{\text{s}}} = 1,11 \text{ s}$$

Der Strom kann nun, da die absolute Ladung pro Zeit bekannt ist, direkt berechnet werden:

$$I_{Bsp} = \frac{dq}{dt} = -\frac{1,6 \cdot 10^{-15} \text{ As}}{1,11 \text{ s}} = -1,44 \text{ fA}$$

3.2.3 HV-Modulation¹

Sobald das Faradaykäfing-Rohr mit geladenen Partikeln gefüllt ist, ändert sich die Ladung nicht mehr, folglich wird auch der Strom zu 0:

¹ HV = engl. „High Voltage“, anstelle der Corona-Hochspannung.

$$\bar{q} = const \rightarrow i_{ind} = 0$$

Deshalb muss die Aerosol-Aufladung moduliert werden, um für eine konstante mittlere Ladung ein messbares Sensorsignal zu erzeugen. Dafür wird die Corona-Hochspannungsquelle gepulst betrieben, es entstehen abwechselnd geladene und ungeladene Partikelwolken. Unter der Voraussetzung, dass die Modulationsfrequenz klein genug ist – mehr dazu später – durchläuft das Aerosol den Faradaykäfig, in der Auflistung mit FC („Faraday Cup“) abgekürzt, damit in folgenden Phasen:

1. FC leer, geladene Partikelwolke tritt ein
 $\Rightarrow \frac{dq}{dt} > 0 \rightarrow i > 0$
2. Geladene Partikelwolke vollständig im FC, bewegt sich durch den FC
 $\Rightarrow \frac{dq}{dt} = 0 \rightarrow i = 0$
3. Geladene Partikelwolke am Ende des FC, beginnt auszutreten
 $\Rightarrow \frac{dq}{dt} < 0 \rightarrow i < 0$
4. Geladene Partikelwolke komplett ausgetreten, FC wieder leer
 $\Rightarrow \frac{dq}{dt} = 0 \rightarrow i = 0$

Diese Bedingungen gelten allerdings nur, wenn die Modulationsfrequenz so klein gewählt wird, dass keine neue geladene Partikelwolke in den Faradaykäfig gelangt, solange die vorherige ihn noch nicht verlassen hat. Sonst entstünden Interferenzeffekte, die die Signalamplitude verkleinerten. Bezüglich der Pulslänge sollte darauf geachtet werden, dass diese so klein ist, dass die geladenen Partikelwolken kürzer als der Faradaykäfig selbst sind. Ansonsten wird der Strom – durch die konstante Ladung im Käfig – zu 0 und enthält keine Information mehr.

Dadurch wird die zeitliche Dynamik des Sensors begrenzt. Abbildung 3.8a–e zeigt einen von Martin Fierz in [5] durchgeführten Vergleich des gemessenen Elektrometersignals¹ eines Diffusion Chargers bei unterschiedlichen Modulationsarten:

- a. HV-Pulsdauer 4 s, Periode 9 s. Nach dem Einschalten steigt das Signal aufgrund einströmender Ladung bis zu einem Maximum an, fällt danach jedoch wieder auf 0 ab, da der Käfig mit Ladung „gesättigt“ ist. Nach dem Ausschalten erscheint dasselbe Signal in negativer Polarität, bis sämtliche geladenen Partikel das Rohr verlassen haben.
 \Rightarrow Pulsdauer zu lange, „Nullsignal“ trägt keine Information.
- b. HV-Pulsdauer 1 s, Periode 9 s. Die nutzbaren Ausschläge des Messsignals folgen jetzt direkt aufeinander. Danach wieder aufgrund fehlender Aufladung Nullsignal.
 \Rightarrow Pulsdauer ideal, Periode jedoch zu lange (nur ein Puls am Oszillogramm sichtbar).

¹ Das Messsignal ist in mV dargestellt, weil in [5] auf die Umrechnung der Ausgangsspannung des Elektrometers in den Eingangsstrom verzichtet wurde.

- c. HV-Pulsdauer 1 s, Periode 2 s. Die Schwingungen des Messsignals sind ideal aneinandergereiht, die Signalform sieht harmonisch aus.
 ⇒ Ideale Ansteuerung im Hinblick auf Pulsdauer/Periode
- d. HV-Pulsdauer 0,5 s, Periode 1 s. Das Messsignal verkleinert sich im Vergleich mit c., da die nächste geladene Partikelwolke bereits in den Käfig eintritt, während die vorherige ihn noch verlässt, wodurch sich ein Teil der gesamten Ladungsänderung aufhebt.
 ⇒ Periode zu kurz, Interferenzeffekte
- e. HV-Pulsdauer 0,25 s, Periode 0,5 s. Das Messsignal verschwindet nahezu, da sich die in d. beschriebenen Interferenzeffekte verstärken und der Eindruck eines quasi-statischen Aerosolflusses entsteht.

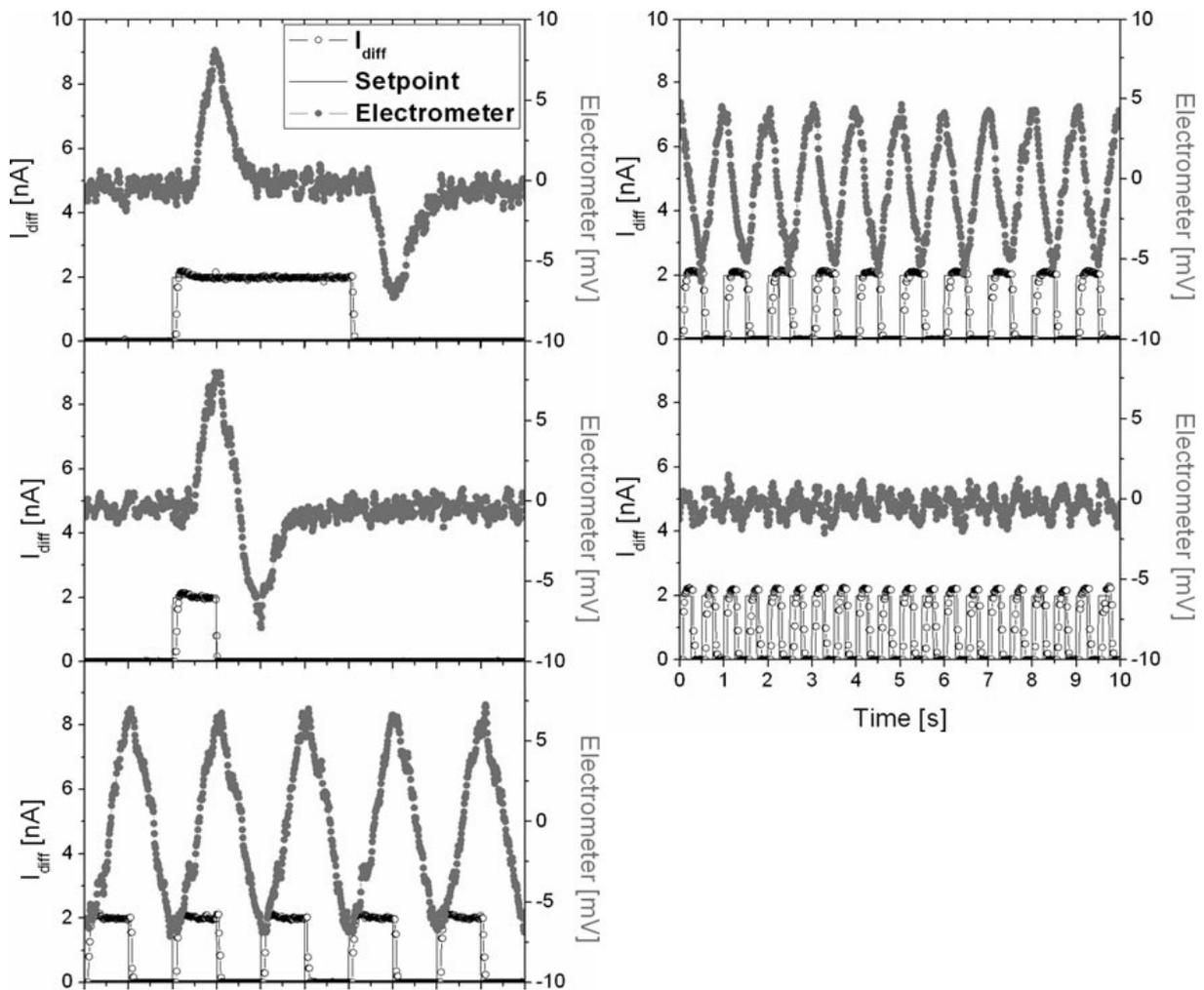


Abbildung 3.8a–e: Sensorsignal eines Diffusion Chargers bei unterschiedlichen HV-Modulationen (a. links oben, e. rechts unten) [5]

Ausgewertet wird schlussendlich die Amplitude des durch die Modulation erzeugten quasi-harmonischen Sensorsignals.

3.2.4 Reduktion der Größenabhängigkeit

Ein Problem des bisher beleuchteten, konventionellen, Messprinzips ist die Größenabhängigkeit des Sensors. Für die mittlere Ladung \bar{q} gilt:

$$\bar{q} = c \cdot d^x \propto d^x$$

Damit ist auch der gemessene Strom ungefähr proportional zum Partikeldurchmesser:

$$I_{ind} = N \cdot \Phi \cdot \bar{q} = N \cdot \Phi \cdot c \cdot d^x$$

$$x \approx 1 \Rightarrow I_{ind} \propto N \cdot d$$

Für eine größenunabhängige Zählung ist also eine Veränderung des Verfahrens notwendig. Zwei Möglichkeiten werden von Schriefl et al in [18] vorgeschlagen:

1. Modulierte Abscheidung („MP“ = „Modulated Precipitation“)
2. Zweistufige Messung („2-SM“ = „2-Stage Measurement“)

Das Funktionsprinzip aller Verfahren ist in Abbildung 3.9 dargestellt.

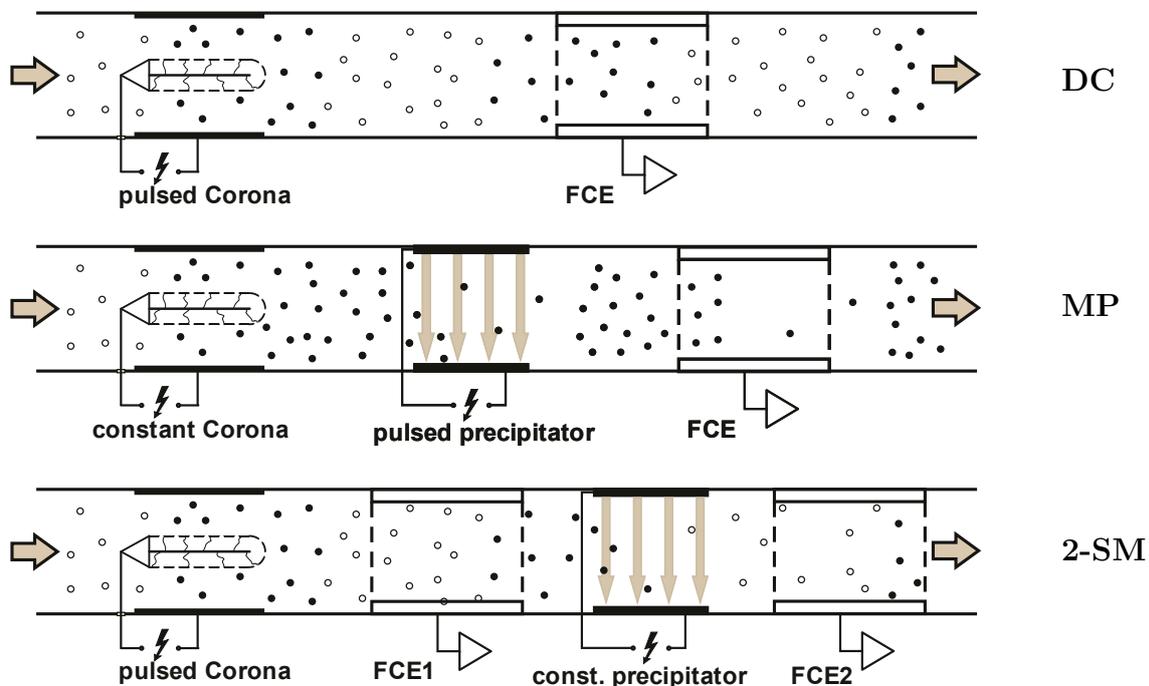


Abbildung 3.9: Funktionsprinzip DC, MP & 2-SM [18]

Das MP-Prinzip nutzt die Tatsache aus, dass der elektrostatische Abscheider (ESP) durch eine mobilitätsabhängige Abscheidung der Partikel eine Größenabhängigkeit aufweist, die ungefähr der inversen Charakteristik des DC-Prinzips entspricht:

$$(1 - T_{ESP}) \propto d^{-1}$$

Die Coronaspannung bleibt dabei konstant. Dadurch ergibt sich bei günstiger Auslegung von Abscheidespannung, -frequenz und Durchflussprofil ein Sensorsignal, das proportional zur Partikelanzahlkonzentration ist:

$$I_{MP} = N \cdot \Phi \cdot \bar{q} \cdot (1 - T_{ESP}) \propto N$$

Beim 2-SM-Prinzip befinden sich zwei Faradaykafge getrennt durch einen ESP hinter der Hochspannungsquelle, die wieder gepulst betrieben wird. Dadurch ergeben sich für die Messsignale:

$$I_{2SM,FCE1} = I_{DC} = N \cdot \Phi \cdot \bar{q}$$

$$I_{2SM,FCE2} = I_{2SM,FCE1} \cdot T_{ESP} = N \cdot \Phi \cdot \bar{q} \cdot T_{ESP}$$

Durch Differenzbildung der beiden Signale kann theoretisch, ohne Berücksichtigung eventueller Partikelverluste oder „Verschmierung“ der Partikelwolke durch den längeren Weg, die gleiche Sensorcharakteristik wie beim MP-Prinzip erreicht werden:

$$I_{2SM} = I_{2SM,FCE1} - I_{2SM,FCE2} = N \cdot \Phi \cdot \bar{q} \cdot (1 - T_{ESP}) \propto N$$

Zusätzlich kann jedoch noch, wie in [18] beschrieben, durch die größenabhängige Abscheidung des ESP bei Annahme einer bestimmten Verteilung Information über die mittlere Partikelgröße gewonnen werden.

Simulation

Die multiphysikalische 3D-FEM-Simulation der Messprinzipien wurde von Mario Schrieffl durchgeführt [18] und lieferte im Experiment eine gute Übereinstimmung zwischen dem berechneten und gemessenen Sensorsignal:

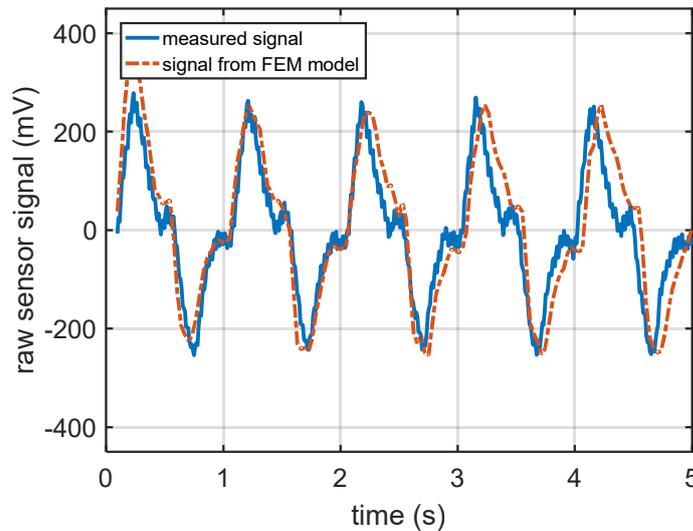


Abbildung 3.10: Sensorsignal (MP-Prinzip) berechnet mit FEM und gemessen am Versuchsaufbau

3.3 Messkette des Prototyps

Der Aufbau des Partikelanzahlmessgerat-Prototyps ist im folgenden Blockschaltbild dargestellt:

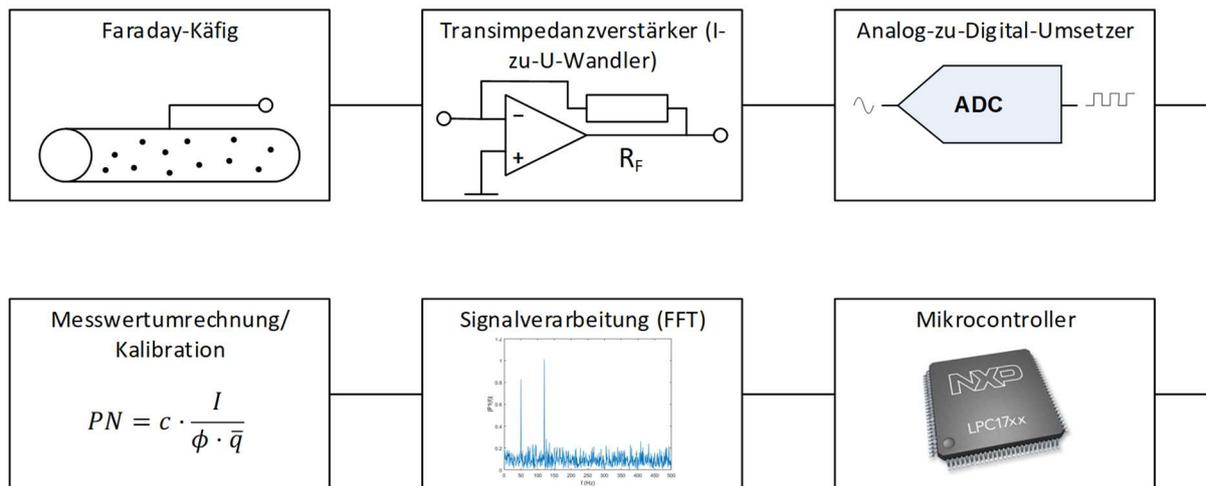


Abbildung 3.11: Blockschaltbild des Laborprototyps

Der Faradaykäfig wurde bereits in Kapitel 3.2.2 beschrieben. Auf der Verstärkerplatine befindet sich die notwendige Elektronik zur Erfassung und Aufbereitung des Stromsignals. Diese besteht aus einer Transimpedanzverstärkerstufe, die das Strom- in ein Spannungssignal umwandelt. Danach folgt die Signalaufbereitung für den Analog-Digital-Umsetzer (ADC, engl. „Analog to Digital Converter“). Der ADC wird von einem Mikrocontroller angesteuert bzw. ausgelesen. Dieser führt auch die Ansteuerung der notwendigen HV-Modulation durch. Nach dem Einlesen erfolgt die Signalanalyse mittels der diskreten Fouriertransformation (DFT). Da die Modulationsfrequenz bekannt ist, kann die Amplitude des Messsignals damit einfach bestimmt werden. Das höherfrequente Rauschen des Rohsignals kann dadurch effektiv gefiltert werden. Schlussendlich wird der Messwert mithilfe der notwendigen anderen Parameter Durchfluss, Kalibrationskonstante und mittlere Ladung in die Partikelanzahlkonzentration umgerechnet.

4 Aufgabenstellung

4.1 Femtoampere-Strommessung („Elektronen zählen“)

4.1.1 Transimpedanzverstärker

Die Strommessung wird als integraler Teil des Sensors angesehen, da sie notwendig ist, um die am Faradaykäfig induzierte Spiegelladung abfließen zu lassen und so ein nutzbares elektrisches Ausgangssignal zu generieren. Die Aufgaben bestanden darin, die Schaltung für die empfindliche Strommessung zu analysieren und zu verbessern. Außerdem mussten für die Realisierung Platinenlayouts erstellt werden.

Die existierenden Messschaltungen verwendeten VV-Operationsverstärker¹ in Transimpedanzkonfiguration („TIA“, engl. „Transimpedance Amplifier“) wie in Abbildung 4.1 dargestellt. Die Ausgangsspannung V_{out} beträgt:

$$V_{out} = I_{in} \cdot R$$

Diese Berechnung erfolgt unter der Annahme, dass der Strom in den negativen Eingang des OPVs null ist. Bezieht man den Eingangsstrom mit ein, lautet die Formel:

$$V_{out} = I_R \cdot R = (I_{in} + I_{OP-}) \cdot R$$

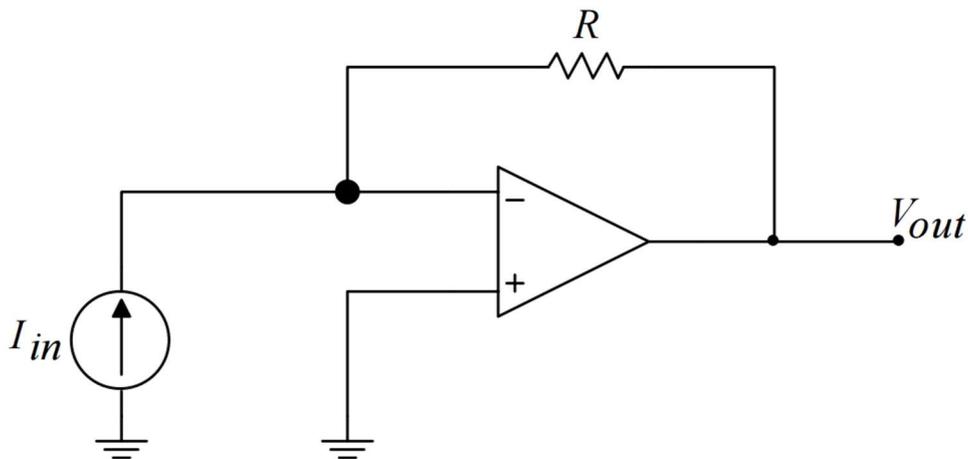


Abbildung 4.1: VV-OPV in TIA-Konfiguration

Aus dieser Beziehung ist ersichtlich, dass sich jeglicher Strom in den OPV direkt zum Ausgangssignal addiert und als systematische Abweichung auftritt. Daher muss dieser Einfluss minimiert werden, indem ein OPV mit möglichst geringem Eingangsstrom verwendet wird. Im Allgemeinen sind dies Typen mit Feldeffekttransistoren am Eingang.

¹ Operationsverstärker (OPV) mit Spannungsein- und -ausgang

Ältere Modelle verwendeten JFETs, modernere Typen verwenden MOSFETs.¹ Der Eingangsstrom wird hier als Leckstrom bezeichnet, da nicht die Eingangstransistoren selbst, sondern die ESD-Schutzdioden am Eingang dafür verantwortlich sind. Deshalb nimmt der Leckstrom entsprechend der Diodengleichung exponentiell mit der Temperatur zu. Zur Erreichung von Werten im fA-Bereich und darunter sind spezielle interne Kompensationsschaltungen und proprietäre Herstellungsprozesse notwendig [19]. Für niedrige Temperaturen kann jedoch der Isolationswiderstand der Platine bereits deutlich höhere Leckströme verursachen, weshalb Guarding-Techniken verwendet werden sollten. Ein weiterer Einflussfaktor ist das vom Widerstand R verursachte thermische Rauschen, auch Johnson- oder Nyquist-Johnson-Rauschen. Dabei handelt es sich in für diese Elektronik relevanten Frequenzbereichen um weißes, also spektral gleichverteiltes, Rauschen. Es kann einerseits als Rauschspannungsquelle in Serie oder als Rauschstromquelle parallel zum rauschfreien Widerstand R modelliert werden, wie in Abbildung 4.2 dargestellt.

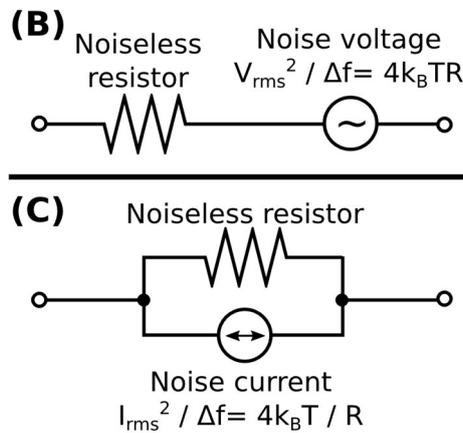


Abbildung 4.2: Modellierung des thermischen Widerstandsrauschens

Die mittlere Rauschleistung beträgt unabhängig vom Widerstandswert:

$$p_n = 4k_B T B$$

Dabei ist k_B die Boltzmann-Konstante, T die absolute Temperatur in Kelvin und B die Bandbreite, über der das Rauschen betrachtet wird. Die mittlere Rauschspannung bzw. der mittlere Rauschstrom betragen:

$$v_n = \sqrt{p_n \cdot R} = \sqrt{4k_B T B R}$$

¹ JFET = Sperrschicht-Feldeffekttransistor, engl. „Junction Field Effect Transistor“

MOSFET = engl. „Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor“, der im verbreitetsten Halbleiter-Prozess (CMOS, „Complementary Metal Oxide Semiconductor“) eingesetzte Feldeffekttransistor-Typ.

$$i_n = \sqrt{\frac{p_n}{R}} = \sqrt{\frac{4k_B T B}{R}}$$

Setzt man das Rauschstromquellen-Modell aus Abbildung 4.2 in die Grundschialtung aus Abbildung 4.1 ein, sieht man, dass sich der Rauschstrom i_n zum Messstrom hinzuaddiert. Da i_n invers proportional zu \sqrt{R} ist, wird klar, dass der Widerstandswert von R so groß wie möglich gewählt werden muss, um das Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang des Verstärkers zu optimieren.

Auch der Operationsverstärker selbst erzeugt an seinen Eingängen Rauschströme- und -spannungen. Diese setzen sich im betrachteten Frequenzbereich vor allem aus 1/f-Rauschen zusammen. Die Eckfrequenz, ab der der weiße Anteil des OPV-Rauschens zu überwiegen beginnt, liegt meist im kHz-Bereich und damit deutlich über der erwartbaren Bandbreite der Schaltung im Bereich bis max. 100 Hz.

4.1.2 Rauschanalyse einer TIA-Schaltung für Sub-Nanoampere-Ströme

Bei der Messung extrem geringer Ströme überwiegt der Anteil des Widerstandsrauschens aufgrund der hohen Widerstandswerte das 1/f-Rauschen des Operationsverstärkers. Dies soll anhand einer Simulation der in Abbildung 4.3 skizzierten Schaltung gezeigt werden. Die Simulation wurde mit LTspice (Version XVII) durchgeführt. Verwendet wurden ein LTC6268¹ als OPV und ein Widerstand mit 10 GΩ. Der maximale Gleichstrom, den die Schaltung verstärken kann, beträgt also:

$$I_{max} = \frac{2,5 \text{ V}}{10 \text{ G}\Omega} = 250 \text{ pA}$$

Es wurden auch parasitäre Kapazitäten für den Eingang des OPVs und den Widerstand R_f angenommen, da diese aufgrund des hohen Widerstandswertes bereits einen Einfluss auf das Frequenzverhalten der Schaltung und somit auch auf die Rauschanalyse haben. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.1 dargestellt.

¹ 500 MHz GBWP, ±3 fA Eingangsruhestrom @ 25 °C, Rail-to-Rail-Ausgang, 3.5 V Versorgungsspannung [20]

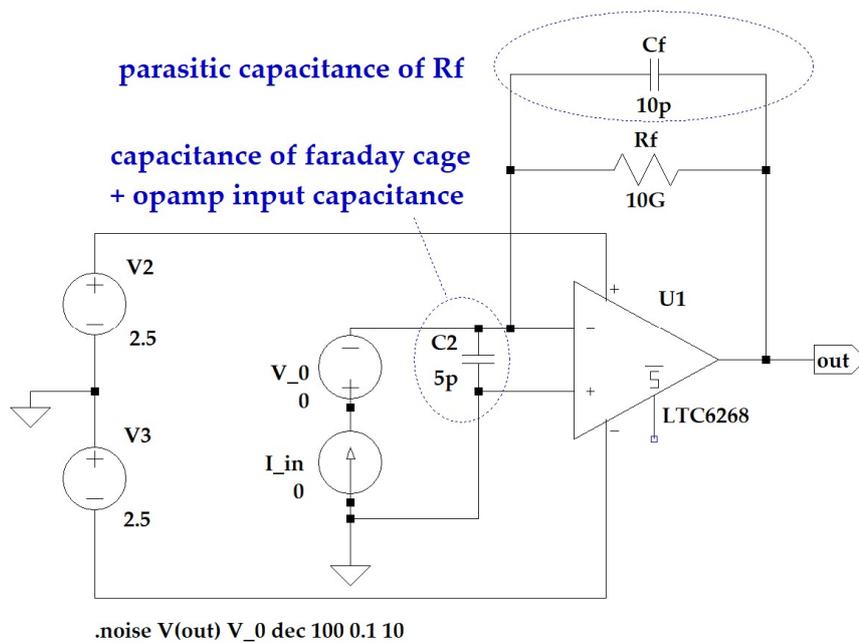


Abbildung 4.3: Schaltung zur Rauschsimulation des TIA

<i>Rauschquelle</i>	<i>Gesamtrauschspannung, RTI (bezogen auf V₀)</i>
Gesamte Schaltung (OPV + Rf)	19,05 μV
Widerstand Rf	18,87 μV
OPV LTC6268	2,58 μV

Tabelle 4.1: Simulationsergebnisse der Rauschanalyse des TIA

Das Gesamtrauschen am Ausgang der Schaltung $U_{n,gesamt}$ wird mit folgender Formel berechnet:

$$U_{n,gesamt} = \sqrt{\sum_k U_{n,k}^2}$$

$U_{n,k}$ stellt die Rauschspannung der einzelnen Rauschquellen dar. Durch die Quadrierung der Anteile wird ersichtlich, dass das Widerstandsrauschen von Rf dominiert, der Rauschbeitrag des OPVs nimmt auf das Gesamtrauschen kaum Einfluss.

Auch die graphische Darstellung der Simulationsergebnisse in Abbildung 4.4 verdeutlicht dies.

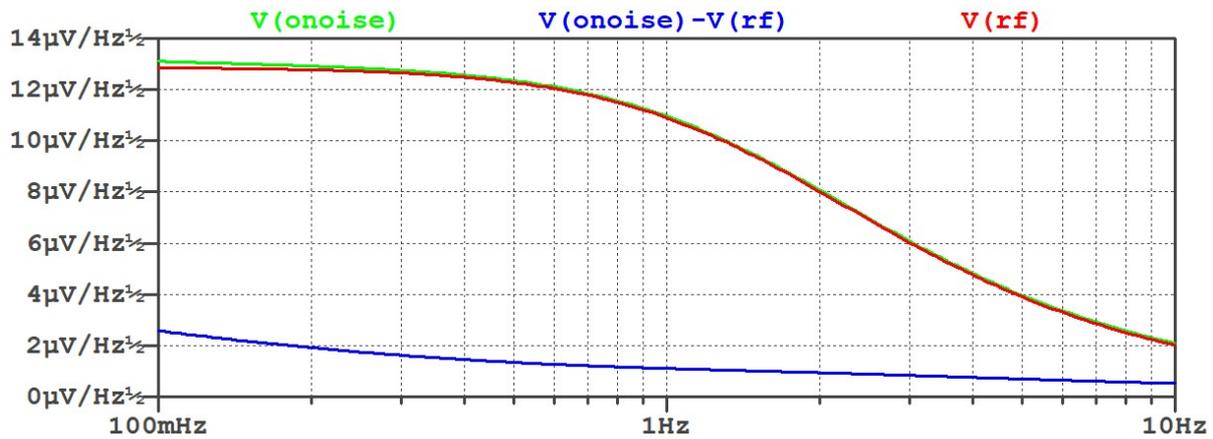


Abbildung 4.4: Rauschsimulation des TIA: Gesamtrauschen (grün), Beitrag des OPV (blau), Widerstandsrauschen (rot)

Unter der Annahme, dass Messsignale mit der dreifachen Standardabweichung des Rauschens detektiert werden können, entspräche der Effektivwert des kleinsten Stroms, der mit dieser Schaltung aufgelöst werden könnte:

$$I_{in,min,eff.} = \frac{3 \cdot 19,05 \mu V}{10 G\Omega} = 5,7 fA$$

4.1.3 Rauschanalyse der „T-Schaltung“

Ein möglicher schaltungstechnischer Trick zur Erhöhung der Stromverstärkung ist in Abbildung 4.5 skizziert. Dabei wird die Ausgangsspannung in der Rückkopplung mittels eines Spannungsteilers aus R_1 & R_2 verkleinert. Dies hat zur Folge, dass sich die effektive Transimpedanz ungefähr um den Faktor R_2/R_1 erhöht. Der äquivalente Widerstand ist der T-Transformation zufolge:

$$R_{F,\ddot{a}q.} = R_2 + R_F \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

So kann anstelle eines extrem hochohmigen Widerstands ein kleinerer Wert eingesetzt werden, was Vorteile im Hinblick auf Preis, Verfügbarkeit, Temperaturkoeffizient und Toleranz bringt. Zum Vergleich der Schaltung mit der zuvor analysierten Variante mit einem einzelnen Widerstand soll dieselbe Transimpedanz verwendet werden. Für einen verkleinerten Rückkoppelwiderstand von $R_f = 100 M\Omega$ wurde das Verhältnis R_2/R_1 mit 100 gewählt und R_2 mit $10 k\Omega$ angenommen. R_1 ist demnach 100Ω .

Um die Rauschanalyse mit der konventionellen Schaltung vergleichbar zu machen, wurde parallel zu R_f ein größerer Kondensator platziert. Dieser verringert, wie die parasitäre Kapazität in Abbildung 4.3, die Rauschbandbreite auf denselben Frequenzwert, aber natürlich auch jene des Signals. Da von den Widerständen R_1 und R_2 aufgrund der geringeren Widerstandswerte keine nennenswerte Rauschleistung ausgeht, können diese in der Analyse vernachlässigt werden.

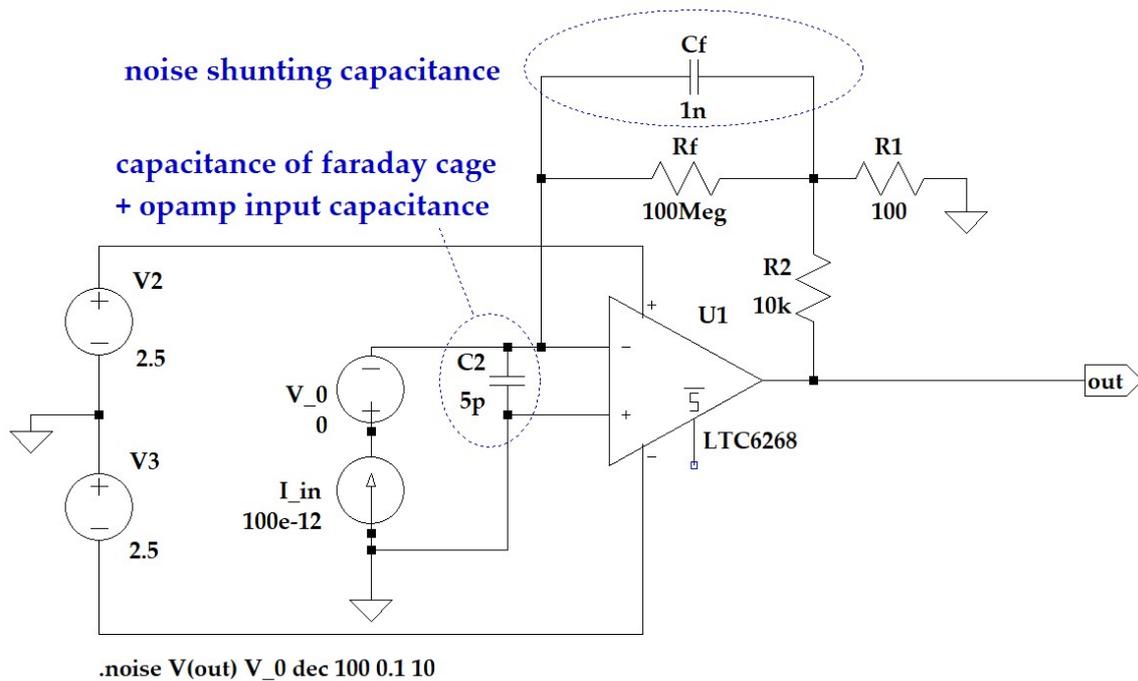


Abbildung 4.5: TIA-Schaltung mit T-Rückkopplung und Kapazität zur Rauschunterdrückung

<i>Rauschquelle</i>	<i>Gesamtrauschspannung, RTI (bezogen auf V_0)</i>	<i>Rauschen der Schaltung mit einem Widerstand aus 4.1.2</i>
Gesamte Schaltung (OPV + Rf)	278,84 μV	19,05 μV
Widerstand Rf	190,56 μV	18,87 μV
OPV LTC6268	203,56 μV	2,58 μV

Tabelle 4.2: Simulationsergebnisse der Rauschanalyse der Schaltung mit T-Rückkopplung

In Tabelle 4.2 ist zu sehen, dass sich die Rauschspannung am Ausgang ca. um den Faktor 14 erhöht. Dabei erfährt das Widerstandsrauschen eine Erhöhung um den Faktor 10, das Rauschen am Eingang des OPVs steigt allerdings um den Faktor 100. Die Rauschquellen sind im Betrag nun also ungefähr gleichwertig, es gibt keine Dominanz. Das spiegelt sich auch im Frequenzverlauf in Abbildung 4.6 wieder. Bei sehr niedrigen Frequenzen dominiert das $1/f$ -Rauschen des OPVs, ab ca. 0,5 Hz ist Rf gleichwertig im Beitrag und über 5 Hz überwiegt wieder der OPV, obwohl dessen Rauschen mit steigender Frequenz abnimmt. Das Widerstandsrauschen wird aber zunehmend durch den Kondensator Cf gedämpft.

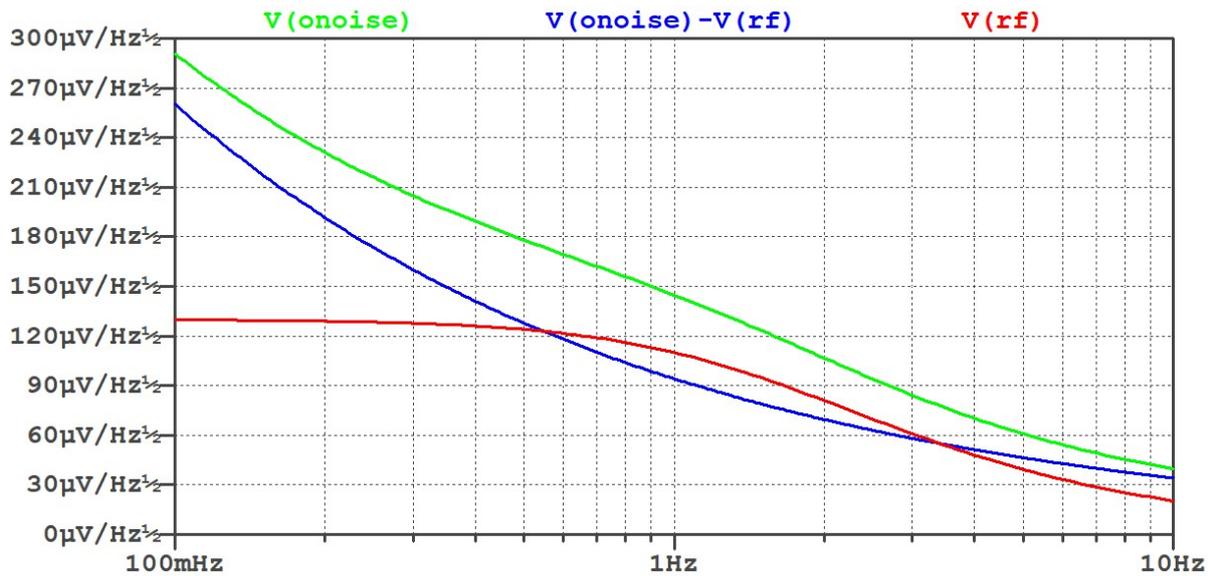


Abbildung 4.6: Rauschsimulation des TIA mit T-Rückkopplung: Gesamtrauschen (grün), Beitrag des OPV (blau), Widerstandsrauschen (rot)

4.2 Datenerfassung

4.2.1 Signalaufbereitung

Das vom Elektrometerverstärker kommende Analogsignal muss zur Weiterverarbeitung mit einem A/D-Umsetzer digitalisiert werden. Dazu muss das Signal an den ADC angepasst werden, folgende Schritte wurden dabei verwendet:

1. Pegelanpassung und Tiefpassfilterung
2. Wandlung massereferenziert \rightarrow voll differentiell (“single-ended to differential”)
3. Anti-Aliasing-Filter (AAF)

Schritt 1 beinhaltet die Verstärkung des Transimpedanzverstärker-Signals, sodass der Eingangsbereich der nächsten Stufe (Schritt 2) gut ausgenutzt wird. Das Tiefpassfilter unterdrückt mit einer niedrigen Grenzfrequenz von ca. 150 Hz höherfrequente Rauschanteile.

Viele Präzisions-Konverter, wie auch der im Laborprototyp verbaute AD7767 von Analog Devices, benötigen ein voll differentiell Eingangssignal [20]. Um dieses aus dem massereferenzierten Signal zu erzeugen, wird ein dafür konstruierter Differenzverstärker mit differentielltem Ausgang, der ADA4941 eingesetzt.

Das Anti-Aliasing-Filter vor dem ADC begrenzt die Bandbreite des differentiellen Signals, sodass Aliasing vermieden wird. Die Grenzfrequenz muss dafür so gewählt werden, dass bei der halben Abtastrate am Eingang ausreichend Dämpfung vorhanden ist. Überabtastrende ADCs wie der AD7767 oder Sigma-Delta-Architekturen bieten Vorteile, da ihre Abtastrate am Eingang weit größer als die Datenrate am Ausgang ist. Dadurch kann das AAF weniger steil ausfallen und einfacher realisiert werden (siehe Abbildung 4.7).

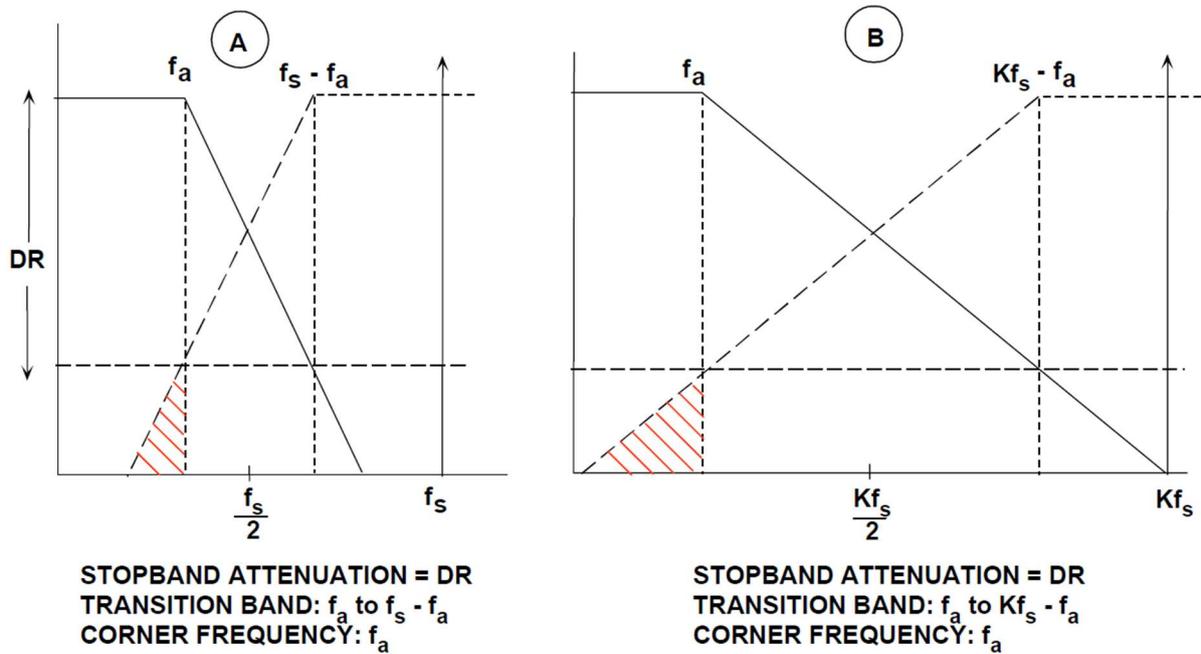


Abbildung 4.7: (A) Maximale Signalfrequenz f_A nahe an der Nyquist-Frequenz $\frac{f_s}{2}$, steiles Filter notwendig (B) Durch Überabtastung ist f_A weiter von der Nyquist-Frequenz $\frac{f_s}{2}$ entfernt, der Übergangsbereich des Filters darf breiter sein

4.2.2 A/D-Umsetzung

(Über-)Abtastung

Der A/D-Umsetzer tastet das Analogsignal am Eingang ab und erzeugt daraus ein digitales Datenwort am Ausgang. Dieses wird dann über eine meist serielle Schnittstelle an den Mikrocontroller übertragen. Mathematisch ausgedrückt lautet der Abtastprozess:

$$x[n] = x_c(n \cdot T) = x_c\left(\frac{n}{f_s}\right)$$

Dabei kennzeichnet

- n den betrachteten Zeitschritt,
- x_c das zeit- und wertkontinuierliche Eingangssignal,
- $x[n]$ das zeit- und wertdiskrete Ausgangssignal und
- f_s bzw. T die Abtastfrequenz bzw. -periode.

Der Abtastung folgt die Quantisierung, zumindest im theoretischen Modell (praktischerweise geschieht oft beides zugleich, z.B. beim Σ - Δ -Konverter). Dadurch wird dem Messsignal zusätzliches Rauschen überlegt, das Quantisierungsrauschen. Es tritt auch bei idealen ADCs auf – da die Diskretisierung immer einen Informationsverlust mit sich bringt – und beläuft sich auf [21]:

$$v_n = \frac{q}{\sqrt{12}}$$

Wobei q den Spannungswert angibt, den das niederwertigste Bit (LSB, „least significant bit“) repräsentiert. Daraus lässt sich das maximale Signal-Rausch-Verhältnis eines Konverters mit N Bits berechnen. Man nimmt an, dass der Eingang voll ausgesteuert ist:

$$v_{in} = q \frac{2^N}{2\sqrt{2}}$$

Und bildet das Verhältnis dieses Signals zum Rauschen. Es ergibt sich die berühmte-berühmte Formel:

$$SNR = 20 \log \left(\frac{v_{in}}{v_n} \right) = 20 \log \left(\frac{2^N \sqrt{12}}{2\sqrt{2}} \right) = 20 \log 2^N + 20 \log \sqrt{\frac{3}{2}} = (6,02N + 1,76) \text{ dB}$$

Im Umkehrschluss lässt sich auch für ein gegebenes Signal-Rausch-Verhältnis die theoretische effektive Anzahl an Bits, genannt *ENOB* („Effective Number Of Bits“), berechnen. Die vorherige Gleichung wird umgestellt und ist mindestens ebenso wichtig wie bekannt:

$$N = ENOB = \frac{SNR - 1,76 \text{ dB}}{6,02 \text{ dB}}$$

Erfreulicherweise jedoch gilt für die vorherigen Betrachtungen, dass das Rauschen sich über die gesamte Bandbreite des Konverters, d.h. bis zur halben Abtastfrequenz, verteilt. Wird im Laufe der weiteren Messsignalverarbeitung nur ein Teil dieses Frequenzspektrums betrachtet, indem etwa durch ein digitales Tief- oder Bandpassfilter der Frequenzbereich des Messsignals „ausgeschnitten“ wird, reduziert sich das Rauschen im betrachteten Bereich. Dieser Gewinn an Signalqualität wird Prozessverstärkung (engl. „Process Gain“) genannt und beträgt [21]:

$$PG = 10 \log \left(\frac{f_S}{2B} \right)$$

Wobei B die betrachtete Signal-Bandbreite ist. Abbildung 4.8 zeigt eine graphische Darstellung des Verfahrens.

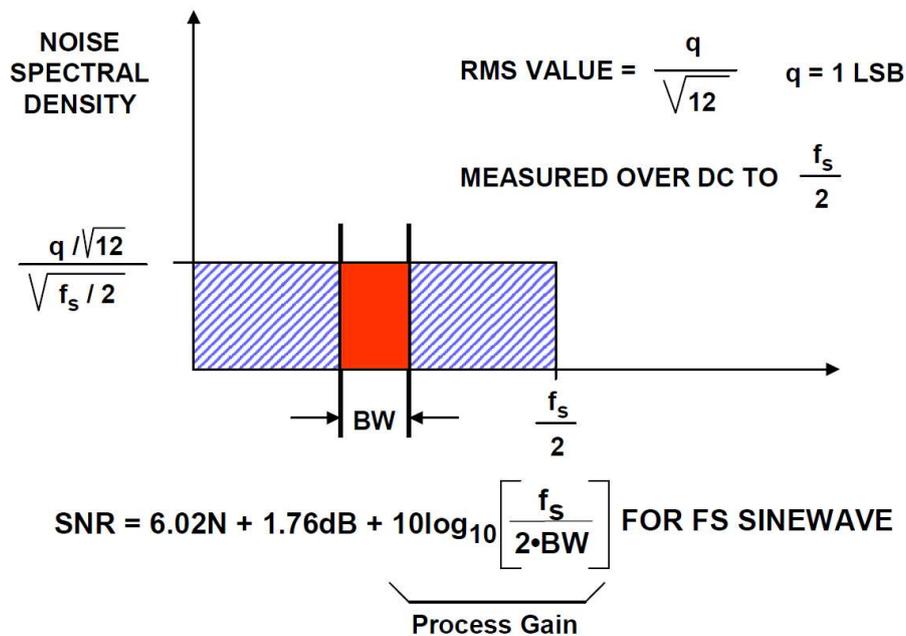


Abbildung 4.8: Prozessverstärkung eines bandlimitierten Signals

Daraus lässt sich schließen, dass stets die maximal zur Verfügung stehende Abtastfrequenz eines ADCs ausgenutzt werden sollte, selbst wenn das Frequenzband von Interesse deutlich wesentlich niedriger liegt. Voraussetzung dafür ist allerdings, dass die für den Rauschabstandsgewinn notwendige Filterung durchgeführt werden kann. Dies kann unter Umständen bei hohen Abtastraten zu beträchtlichem Rechenaufwand führen. Im Falle von sogenannten Oversampling-ADCs, die bereits intern eine solche Überabtastung durchführen und damit ihr Rauschverhalten verbessern, ist anzumerken, dass das Verfahren unabhängig von der internen Filterung möglich ist. Es muss nur die richtige Abtastrate, nämlich die des Ausgangs, zur Berechnung verwendet werden. Das im Datenblatt angegebene SNR beinhaltet bereits sämtliche internen Filtermaßnahmen.

4.3 Signalanalyse

4.3.1 Einleitung

Um überhaupt ein Signal messen zu können, muss, wie in Kapitel 3.2.3 beschrieben, die Hochspannungsquelle moduliert werden. Dies geschieht vom Mikrocontroller aus über einen Digital-Analog-Konverter (DAC), der zeitgesteuert zwischen zwei eingestellten Spannungswerten umgeschaltet wird. Die Frequenz dieser Modulation kann somit von der Firmware vorgegeben werden.

Da das Messsignal direkt durch die Modulation erzeugt wird, hat es dieselbe bekannte Grundfrequenz. Deshalb bietet sich die DFT an. Sie erzeugt für ein zeitdiskretes Signal endlicher Länge dessen Darstellung im Frequenzbereich. Die mathematische Definition lautet [22, p. 541ff]:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi n k}{N}} \quad \forall k = 0, 1, \dots, N-1$$

Damit kann das Frequenzspektrum des Signals berechnet werden. Aus diesem kann die Amplitude des bekannten Messsignals abgelesen werden.

4.3.2 Praktische Signalanalyse mit der DFT

Das Verfahren soll im Detail mit einem beispielhaften Signal erklärt werden. Das Eingangssignal ist eine einzelne Sinusschwingung der Länge $N = 32$ Samples mit Amplitude 1 (Abbildung 4.9a). Zuerst wird die N-Punkt-DFT des Signals berechnet. Diese ergibt ein komplexwertiges Spektrum, das zunächst mit $\frac{1}{N}$ normalisiert und in Amplitudenwerte umgerechnet wird.

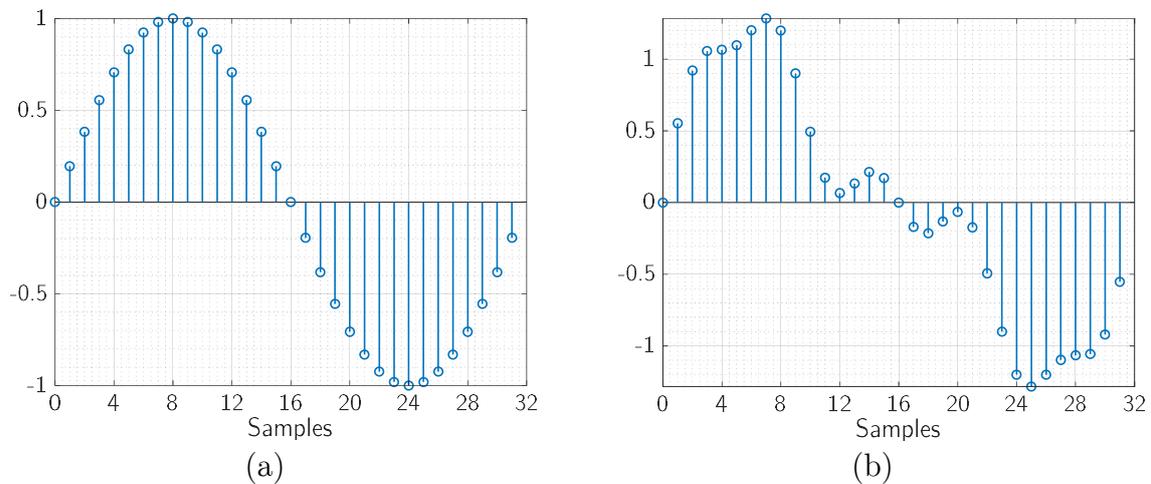


Abbildung 4.9: (a) Sinussignal bestehend aus einer Grundwelle $A \sin(\omega t)$ (b) Sinussignal bestehend aus Grund- und Oberwellen: $A(\sin(\omega t) + 0,5 \sin(2\omega t) + 0,2 \sin(5\omega t))$

Ergebnis ist das zweiseitige Amplitudenspektrum (Abbildung 4.10a), das jedoch für reelle Signale, wie sie in der Praxis vorkommen, symmetrisch um den Punkt $N/2$ ist. Zur Veranschaulichung der Symmetrie ist in Abbildung 4.10b das Spektrum eines Signals zu sehen, dem Sinusschwingungen höherer Frequenz überlagert wurden (Abbildung 4.9b). Die „Symmetrieachse“ bei Bin #16 wurde rot eingezeichnet. Bin #0 stellt den Gleichanteil, oder DC-Wert bzw. Offset, des Signals dar und gehört nicht zur Symmetrieebene.

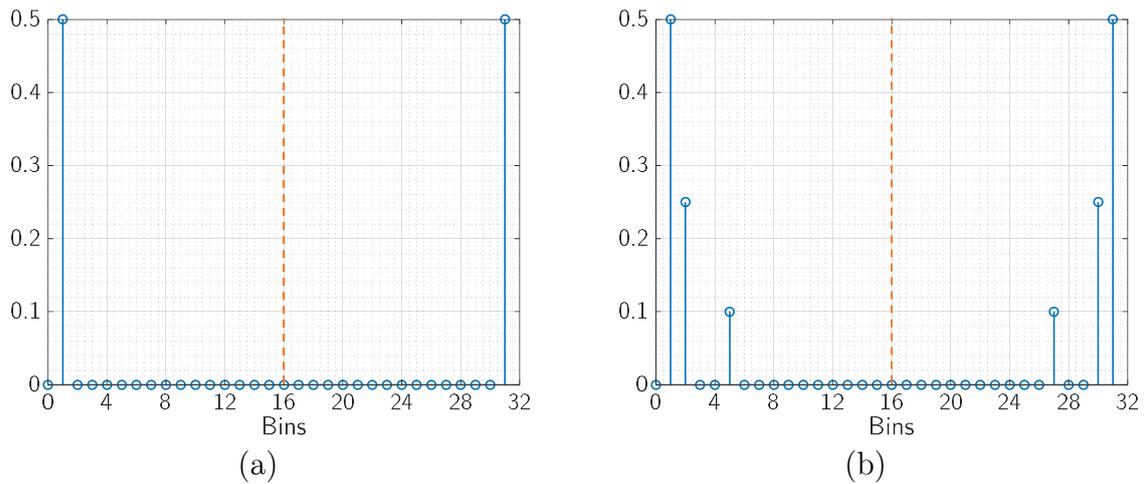


Abbildung 4.10: Zweiseitige DFT-Amplitudenspektren ($N = 32$) der Signale aus Abbildung 4.9

Das symmetrische zweiseitige Spektrum wird nun in ein einseitiges umgewandelt, indem nur die Bins $\#\{0..N/2\}$ links der rot markierten Achse betrachtet werden. Diese müssen anschließend noch mit 2 multipliziert werden, um den korrekten Amplitudenwert zu erhalten. Ausgenommen davon sind Bin $\#0$, der Gleichanteil, und $\#N/2$ (Nyquist-Frequenz $\frac{f_s}{2}$), da diese Punkte nicht gespiegelt sind. Ergebnis ist das Spektrum in Abbildung 4.11b, aus dem die Amplitude des Eingangssignals abgelesen werden kann. Die Länge dieses Vektors ist $N/2+1$, im Falle der 32-Punkt-DFT also 17 (Bins $\#\{0..16\}$).

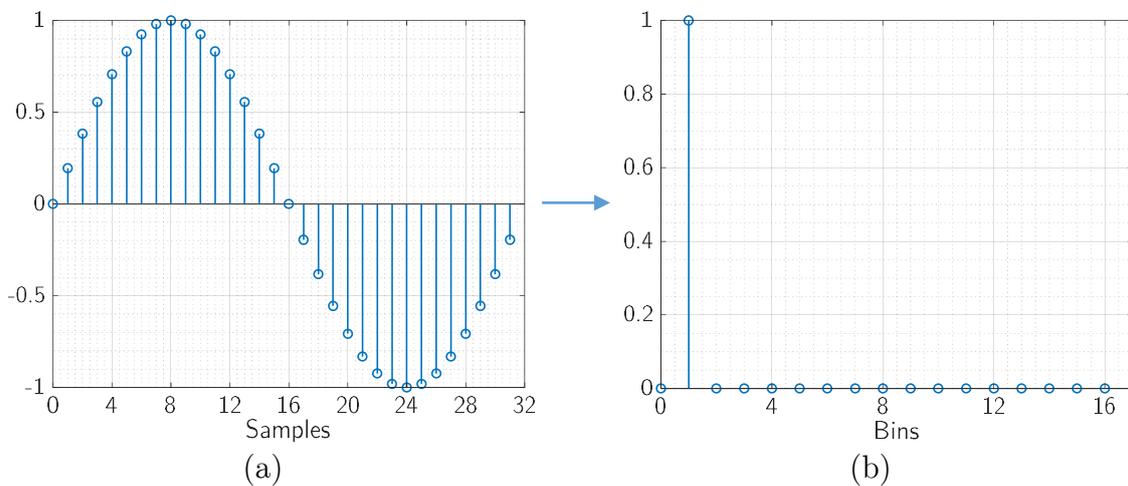


Abbildung 4.11: (a) Eingangssignal (b) DFT des Eingangssignals, umgerechnet in einseitiges Amplitudenspektrum

Voraussetzung für dieses Verfahren ist jedoch, dass die Frequenz des Eingangssignals genau im diskreten Amplitudenspektrum vorkommt. Das ist dann der Fall, wenn im Eingangsvektor eine ganzzahlige Anzahl von Schwingungen vorkommt. Man spricht dabei

von kohärenter Abtastung (engl. „coherent sampling“). Die mathematische Definition lautet:

$$\frac{f_{in}}{f_S} = \frac{k}{N} \quad \forall k = 1, 2, \dots$$

Der Grund dafür liegt in der Theorie der DFT: Sie geht bei der Berechnung von einem *periodischen* Signal aus. Für einen kohärent abgetasteten Eingangsvektor, wie zuvor, lässt sich der erste Abtastwert direkt an den letzten anreihen und es entsteht der Eindruck eines periodischen Signals:

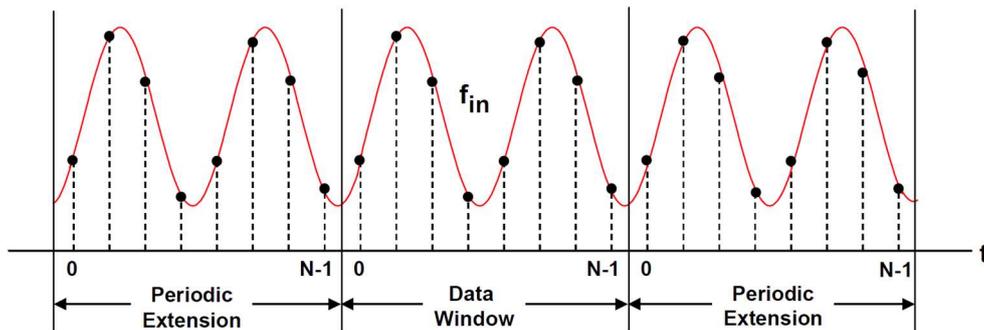


Abbildung 4.12: Kohärent abgetastetes Signal mit $k = 2$ [23]

Für den Fall, dass die Bedingung nicht erfüllt ist, also

$$\frac{f_{in}}{f_S} \neq \frac{k}{N}$$

ist, entstehen Diskontinuitäten an den „Rändern“ des Berechnungsfensters. Es wird also das Spektrum eines anderen, periodischen Signals errechnet, das aber nicht dem Eingangssignal entspricht, sondern Verzerrungen aufweist. Diese werden dann im Frequenzspektrum sichtbar. Andererseits ist die Amplitude des Eingangssignals nun über mehrere Bins verteilt, weil die Signalfrequenz dazwischen liegt. Abbildung 4.13 verdeutlicht dies.

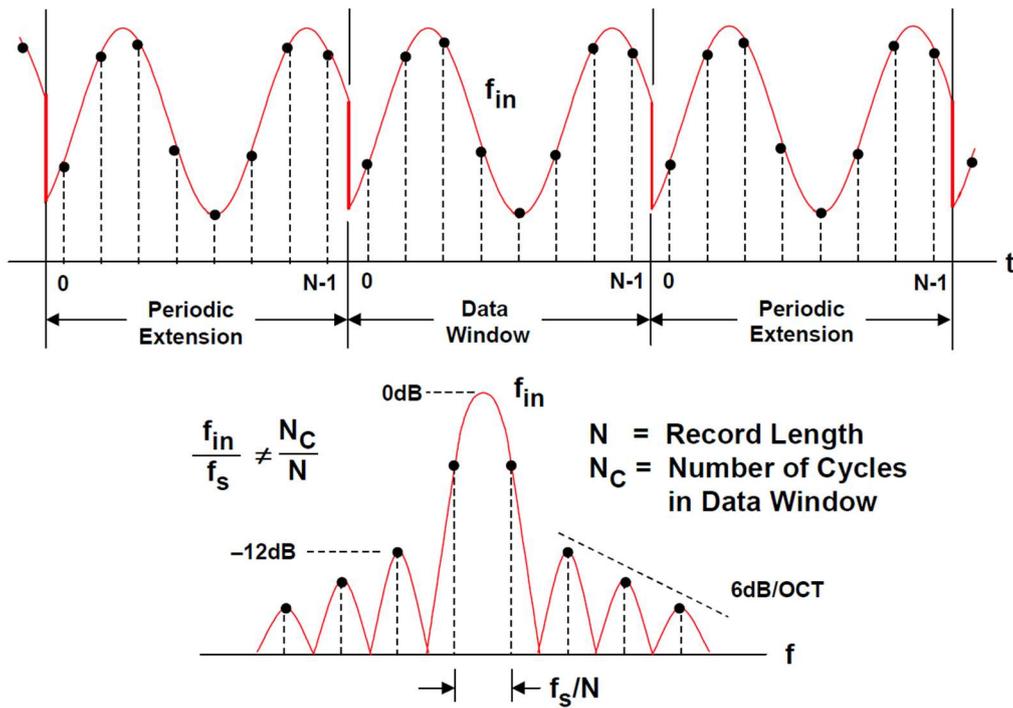


Abbildung 4.13: Inkohärent abgetastetes Signal und das resultierende DFT-Spektrum ($N_C = k$) [23]

Dieser Effekt wird „Leakage“, also Lecken oder Leck-Effekt, genannt. Das kommt daher, dass im Vergleich zum ideal kohärent abgetasteten Signal, wo die gesamte Energie auf einen Bin konzentriert ist, ein gewisser Anteil in die benachbarten Bins „leckt“. Es gibt zwei Möglichkeiten, den Effekt zu minimieren:

1. Kohärentes Abtasten durch sorgfältiges Wählen der Parameter Eingangsfrequenz und Abtastfrequenz sowie DFT-Länge N
2. Filtern mit einer Fenster-Funktion („Windowing“)

Die kohärente Abtastung wurde bereits hinreichend beschrieben. Ein Fenster-Filter hat den Zweck, das Signal an den Rändern des Berechnungsfenster 0 werden zu lassen. So werden Diskontinuitäten vermieden. Die Funktionsweise ist in Abbildung 4.14 dargestellt.

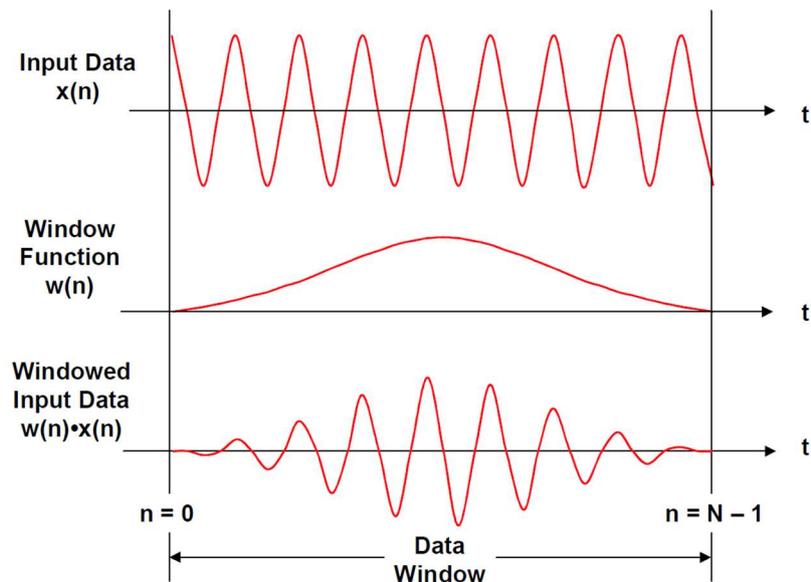


Abbildung 4.14: Funktionsweise eines Fenster-Filters („Windowing“)

Möglichkeit 2 bietet den Vorteil der Flexibilität in der Wahl von f_{in} und f_S . Das Problem an Windowing ist jedoch, dass durch das Filter einerseits das Signal gedämpft wird, wodurch sich die gemessene Amplitude ändert. Andererseits werden auch mehr Abtastwerte benötigt, da das Filter einen Teil des Signals abschneidet.

Da in unserer Anwendung der große Vorteil besteht, dass wir die Signalfrequenz selbst bestimmen und variieren können, bietet sich Möglichkeit 1, das kohärente Abtasten, an.

4.3.3 Kohärentes Abtasten

Die Länge eines zu betrachtenden zeitdiskreten Signalvektors lautet für einen Modulationszyklus:

$$N_M = \frac{f_S}{f_M}$$

Die Abtastfrequenz f_S ist meist durch den ADC vorgegeben. Die Parameter Blocklänge N_M und Modulationsfrequenz f_M müssen nun dementsprechend gewählt werden, dass die Bedingung für kohärentes Sampling erfüllt ist:

$$\frac{f_M}{f_S} = \frac{k}{N_M} \quad \forall \quad k = 1, 2, \dots$$

Effiziente Algorithmen lassen die Berechnung der DFT nur für gewisse Blockgrößen zu. Praktisch relevant ist vor allem die schnelle Fouriertransformation (FFT, Fast Fourier Transform¹), die als Begriff oft überhaupt synonym für die DFT verwendet wird. Der

¹ Im Übrigen geht die FFT laut [31] auf Karl Friedrich Gauß zurück, der einen effizienten Algorithmus zur Fourierreihen-Berechnung bereits 1805 beschrieb, noch vor der Publikation von Fourier über harmonische Analyse selbst.

bekannteste Algorithmus, der Cooley-Tukey-Algorithmus, benötigt eine Blocklänge von 2^m („Radix-2-Algorithmus“) [24]. Diese Limitierung findet sich in vielen Implementationen wieder.

Die Modulationsfrequenz muss also den Randbedingungen $N_M = 2^m$ und $f_S = f_{S,A}$ genügen. Außerdem kommt zum Tragen, dass k nicht beliebig groß gewählt werden kann. Weil die Modulationsfrequenz ohnehin schon mit ca. maximal 1 Hz begrenzt ist – aufgrund von ansonsten auftretenden Interferenzeffekten –, kann nicht beliebig viele Zyklen abgewartet werden, bis der nächste Messwert ausgegeben wird. Ansonsten wird die zeitliche Auflösung des Systems zu langsam. Die schnellste Datenrate wird mit $k = 1$ erreicht, wenn also in jedem Berechnungsfenster genau ein Modulationszyklus enthalten ist. Tabelle 4.3 zeigt einige mögliche Kombinationen von m bzw. N_M und f_S , die kohärente Abtastung bei einer Modulationsfrequenz von $f_M = 0,78 \text{ Hz}$ erlauben.

k	m	N_M	f_S	f_M
-	-	-	Hz	Hz
1	5	32	25	0,78
1	6	64	50	0,78
1	7	128	100	0,78
1	8	256	200	0,78
1	9	512	400	0,78

Tabelle 4.3: Blocklängen N_M und Abtastfrequenzen f_S für $f_M = 0,78 \text{ Hz}$

Ohne weitere Maßnahmen ist das kohärente Abtasten in Kombination mit einer Radix-2-FFT also nur mit größeren Einschränkungen hinsichtlich der Wahl der Modulationsfrequenz möglich. Möglichkeiten zur Verbesserung sind etwa:

- Verwendung eines DFT-Algorithmus, der mit beliebigen Blocklängen umgehen kann
- Konvertierung der Abtastrate mit Dezimations- und/oder Interpolationsfiltern

Die direkte Berechnung der DFT ohne Verwendung eines FFT-Algorithmus wäre theoretisch für beliebige Blocklängen möglich. Sie ist jedoch praktisch aufgrund des hohen

Rechenaufwandes mit einem Mikrocontroller nicht realisierbar. Jedoch ist es möglich, nur einzelne Frequenzkomponenten zu berechnen. Dies erscheint sinnvoll, wenn nur die Amplitude des Messsignals bei der bekannten Frequenz ausgewertet werden soll. So eine Alternative bietet der Goertzel-Algorithmus. Er wurde 1958 von Gerald Goertzel erfunden und erlaubt ebenfalls die Berechnung einzelner DFT-Werte.

Allgemein kann davon ausgegangen werden, dass von entsprechenden ADCs eine wesentlich größere Abtastrate, als sie für die Frequenzanalyse in dieser Anwendung notwendig wäre, erreicht wird. Z. B. beträgt die maximale Abtastrate des AD7767-2, eines 24-Bit Sigma-Delta-ADCs, am Ausgang 32 kHz. Die DFT-Berechnung mit so hohen Abtastraten ist viel zu speicher- und rechenaufwändig. Gleichzeitig ist die hohe Bandbreite auch nicht notwendig und kann mit dem Vorteil der Steigerung des SNR reduziert werden. Der Vorgang der Abtastratenreduktion nennt sich Dezimation und ist in Abbildung 4.15 dargestellt.

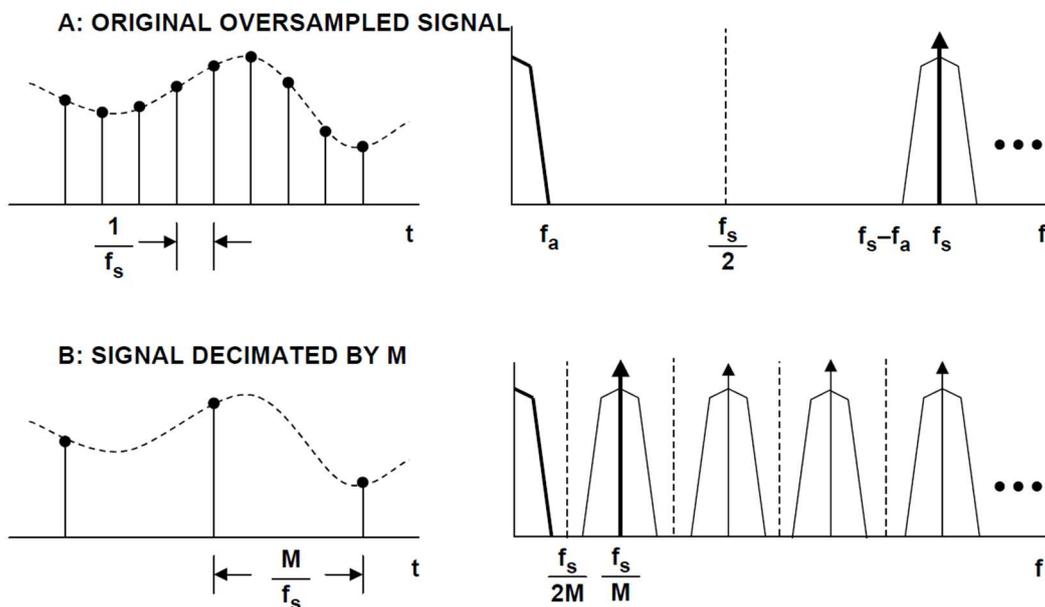


Abbildung 4.15 Dezimation dargestellt im Zeit- und Frequenzbereich [25]

Es ist jedoch nicht ausgeschlossen, dass sich störende Frequenzen, und vor allem Rauschen, im Frequenzband zwischen f_a und $\frac{f_s}{2}$ aufhalten. Diese würde nach der Dezimation alle ins neue Basisband $\frac{f_s}{2M}$ gespiegelt werden. Daher muss das Signal zuvor gefiltert werden, um den Frequenzbereich auf die neue Nyquist-Frequenz, also die halbe neue Abtastfrequenz, zu begrenzen. Mithilfe des sogenannten Polyphasen-Filters kann eine effiziente Implementierung der Dezimation und Filterung zugleich erreicht werden [22, p. 182ff]. Das Prinzip beruht darauf, dass bei der Filterung nur jene Ausgangswerte berechnet werden, die nach der Dezimation übrigbleiben. Damit können Rechenoperationen und Speicher im Faktor der Dezimation eingespart werden. Möglich ist das nur bei Verwendung von FIR-Filtern (Filtern mit endlicher Impulsantwort, „Finite

Impulse Response“), bei denen keine vergangenen Ausgangswerte für die Berechnung nötig sind (Rückkopplung).

Gewisse Konverter, wie der ADS1259 von Texas Instruments, bieten jedoch bereits intern die Möglichkeit über ein verstellbares digitales Filter unterschiedliche Abtastraten am Ausgang zu wählen [26].

4.3.4 Fehler durch inkohärente Abtastung

Wie groß der Amplitudenfehler bei inkohärenter Abtastung eines Sinussignals ohne Windowing ist, zeigt Abbildung 4.16. Als Eingangssignal wurde ein reines Sinussignal mit Amplitude $A_{in} = 1$ verwendet, dessen Frequenz so variiert wurde, dass die Anzahl der Schwingungen k im FFT-Berechnungsvektor von 0,7 bis 1,3 geht. Die Blocklänge N betrug 128 Samples. Für die Berechnung des Fehlers wurde die Amplitude des Eingangssignals mit der des DFT-Bins #1, an dem sich die Grundschwingung befindet, verglichen:

$$e_A = \frac{A_{DFT} - A_{in}}{A_{in}}$$

Bei $k = 1$, der Bedingung für kohärentes Abtasten, ist der Fehler bei der Amplitudenberechnung gleich 0. Bemerkenswert ist, dass für $k = 0,85$ der Fehler ebenso nahezu 0 ist. Abbildung 4.17a zeigt jenes Signal, bei dem der Fehler am größten ist ($k = 0,7$; $e = -18\%$), (b) das errechnete DFT-Spektrum davon. Darin sind deutlich die produzierten Oberwellen sowie das Überschwappen der Signalenergie in den DC-Bin #0 zu erkennen. In Abbildung 4.18 ist das Eingangssignal periodisch fortgesetzt dargestellt, um zu veranschaulichen, für welches Signal das von der DFT errechnete Spektrum tatsächlich gilt. Die zeitliche Diskontinuität und der leicht überwiegender Anteil oberer Halbwellen verdeutlichen die Ergebnisse der DFT. Tabelle 4.4 zeigt die errechneten Werte auszugsweise.

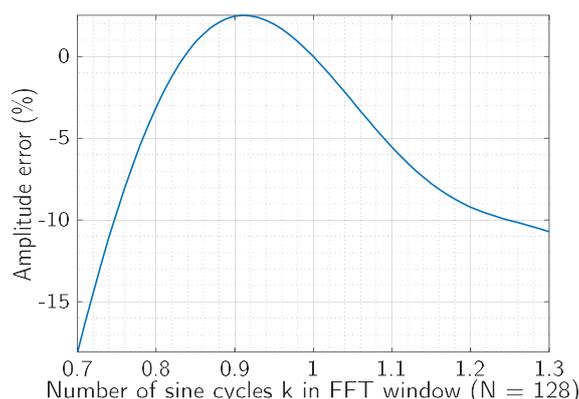


Abbildung 4.16: Amplitudenfehler des DFT-Bins bei inkohärenter Abtastung eines Sinussignals (ohne Windowing)

k	A_{in}	A_{DFT}	e_A
-	-	-	%
0,7	1	0,82	-18,1
0,75	1	0,90	-9,5
0,8	1	0,97	-3,1
0,85	1	1,01	0,9
0,9	1	1,02	2,5
0,95	1	1,02	2,0
1	1	1,00	0,0
1,05	1	0,97	-2,8
1,1	1	0,94	-5,5
1,15	1	0,92	-7,8
1,2	1	0,91	-9,2
1,25	1	0,90	-10,0
1,3	1	0,89	-10,7

Tabelle 4.4: Fehler der DFT-Amplitude für unterschiedliche Werte von k

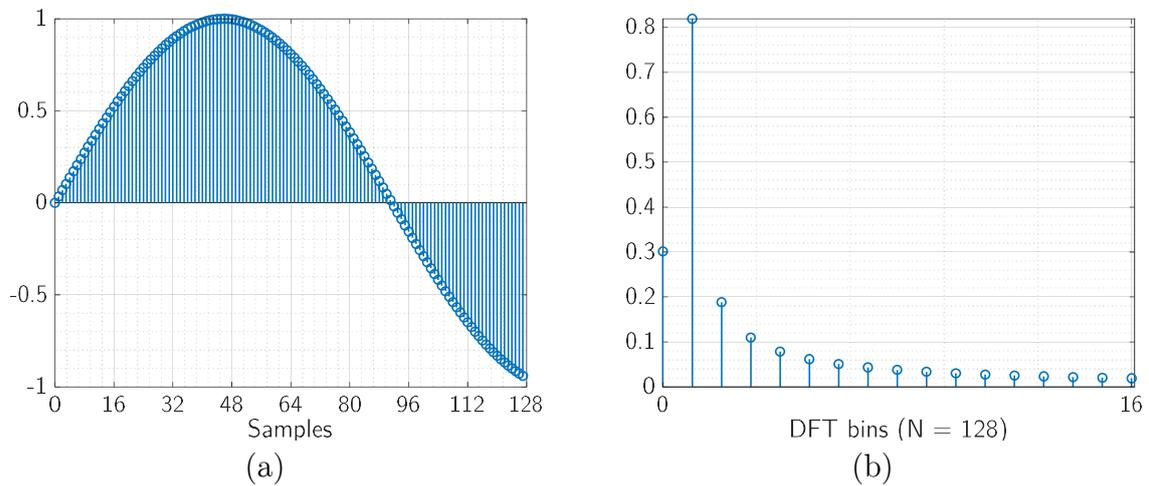


Abbildung 4.17: (a) Abgetastetes Sinussignal mit $k = 0,7$ (b) DFT des Signals aus (a) ($N = 128$, dargestellt nur bis Bin #16)

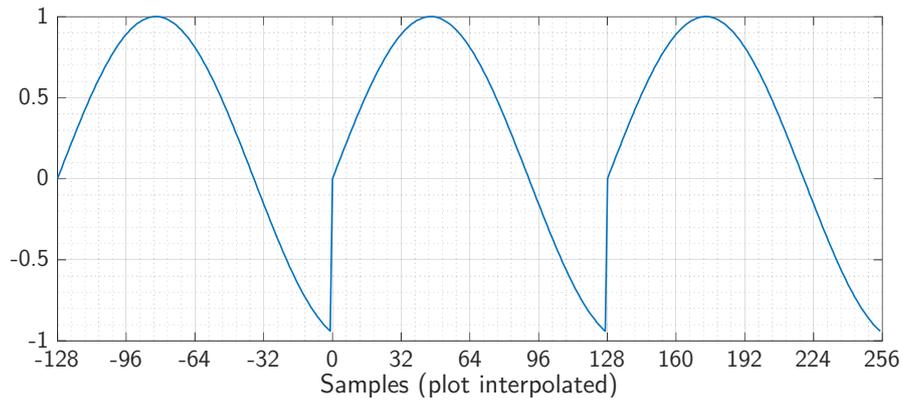


Abbildung 4.18: Periodische Fortsetzung des Signals aus Abbildung 4.17a (Datenpunkte verbunden zur besseren Darstellung)

Für den Fehlerbereich $\pm 1\%$ ist die Abhängigkeit von der k -Abweichung ungefähr linear (siehe Abbildung 4.19). Grenzwerte von k für unterschiedliche Fehlergrenzen sind in Tabelle 4.5 aufgelistet.

e_{max}	$k_{min,k<1}$	$k_{max,k>1}$	Δk_{max}
%	-	-	-
0,01	0,9998	1,0002	$2 \cdot 10^{-4}$
0,1	0,998	1,0019	0,002
1	0,9786	1,0191	0,019

Tabelle 4.5: Zulässige Abweichungen von $k = 1$ für verschiedene Fehlergrenzen der DFT-Amplitudenberechnung

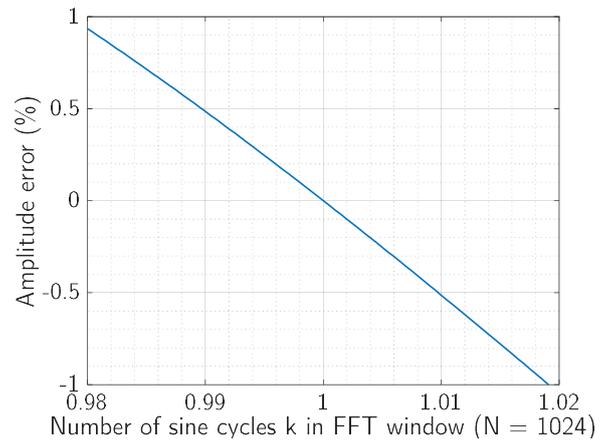


Abbildung 4.19: Amplitudenfehler für kleine Abweichungen von $k = 1$

5 Realisierung

5.1 Elektronik

5.1.1 Modularer Laborprototyp

Als Basis wurde ein von Mario Schriefl konstruierter Laborprototyp eines Diffusion-Charging-Messgerätes verwendet. Der schematische Aufbau in Abbildung 5.1 zeigt folgendes Flussschema: UV-Aufladung, Faraday-Käfig-Elektrometer (FCEM, „Faraday Cup Electrometer“) #1, elektrostatischer Abscheider (ESP, „Electrostatic Precipitator“), FCEM #2. Vor der UV-Aufladung war anfangs die Aufladung mittels Corona-Entladung gedacht, diese wurde aber in ein eigenes Modul ausgelagert. Das DAQ-Board (Datenerfassung, engl. „Data Acquisition“) beinhaltet Stromversorgung und Analog-Digital-Umsetzer.

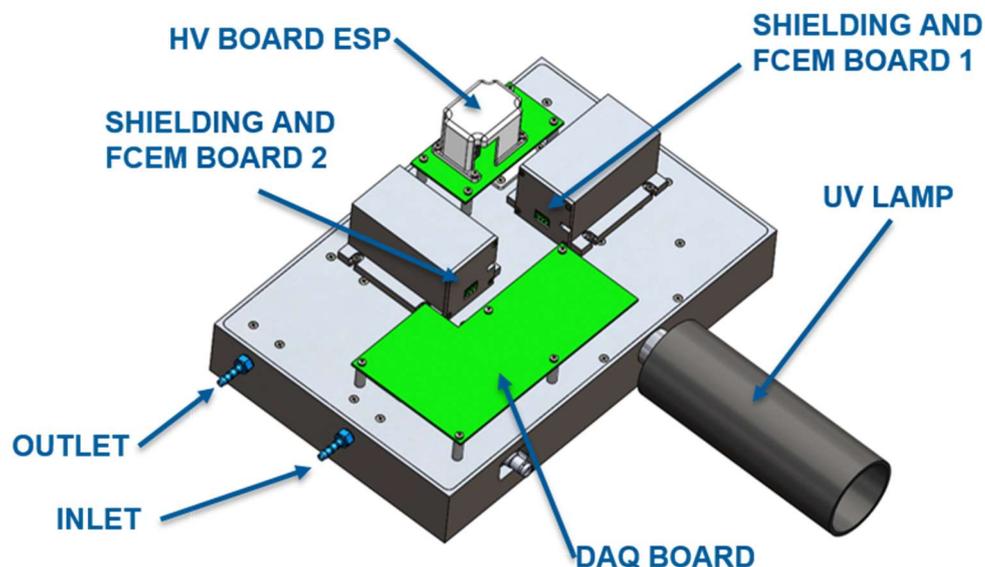


Abbildung 5.1: Diffusion-Charging-Laborprototyp von Mario Schriefl

Abbildung 5.2 zeigt den Innenaufbau des Diffusion Chargers. Die abgebildete Aufladestufe „Corona Charger“ und die Ionenfalle „Ion Trap“ wurden jedoch in ein eigenes Gehäusemodul ausgelagert, das die Verwendung sowohl von Nadeln als auch eines Drahtes zur Erzeugung der Corona-Entladung erlaubt (siehe Abbildung 5.3). Als robustere Variante stellte sich der Draht heraus, da die Nadeln bereits nach wenigen Betriebsminuten erodierten und nicht mehr zuverlässig für die Ionenproduktion verwendet werden konnten. Es wurde ein Wolfram-Draht mit einem Durchmesser von 25 μm verwendet. Dieser ist zwischen zwei Abstandhalter gespannt, welche auf der Platine aufgelötet sind und direkt auf Hochspannungspotential liegen. Zwischen der Elektrode und dem Partikelkanal befindet sich ein metallisches Gitter, das auf Gehäusepotential

liegt. Dieses verhindert, dass Partikel durch die hohe Spannung unbeabsichtigterweise elektrostatisch abgeschieden werden. Die Ionenfalle besteht aus einem Aluminiumteil, welches von oben durch eine an der Unterseite der Corona-Platine angelötete „Feder“ mit der Spannungsquelle kontaktiert wird.

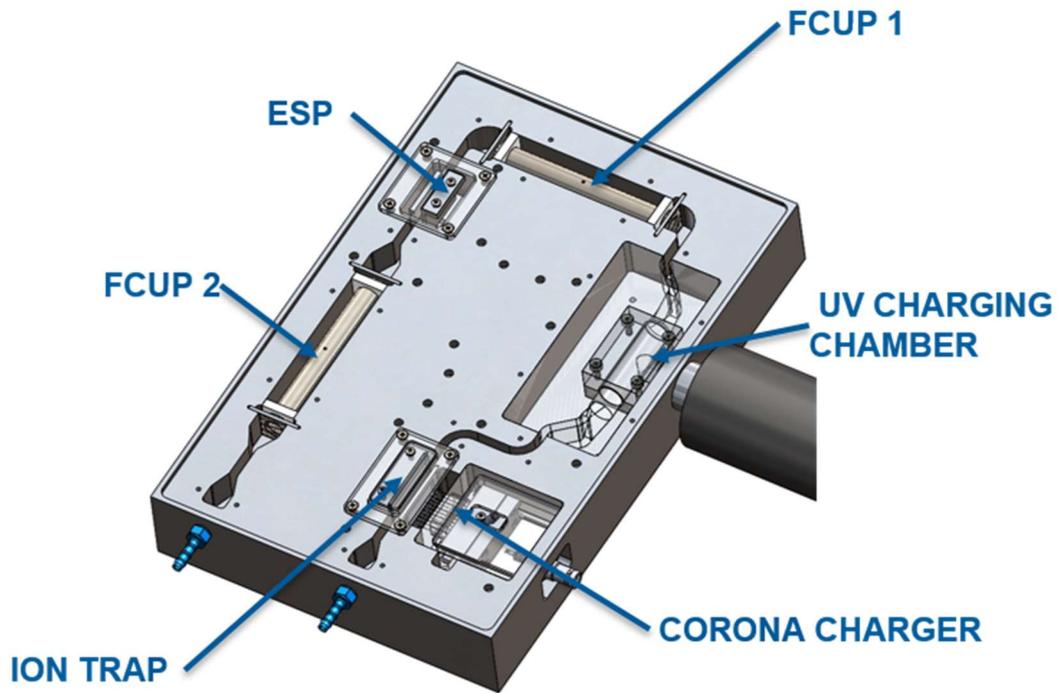


Abbildung 5.2: Innenaufbau des Diffusion-Charing-Prototypen von Mario Schrieffl

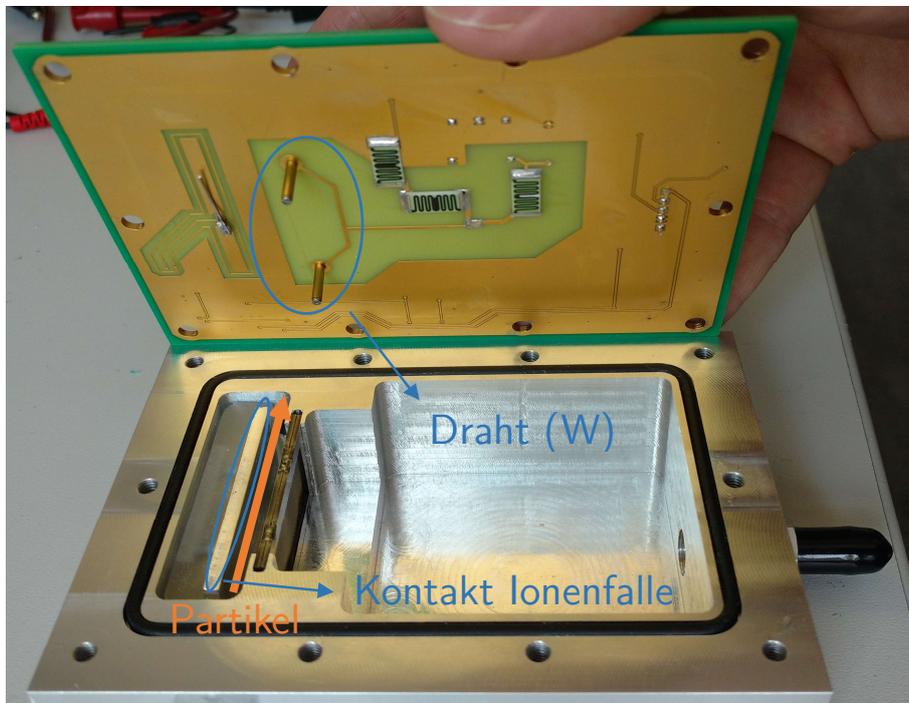


Abbildung 5.3: Corona-Modul mit Draht

5.1.2 Strommessung am Faraday-Käfig

Gefordert waren anfangs folgende Spezifikationen:

- Messung geplanter PN-Konzentrationen von $10-10^5 \text{ \#/cm}^3$ (20–250 nm)
⇒ Eingangsbereich von ca. 0,1 fA bis 10 pA
- Bandbreite von ca. 1–10 Hz

Der Messbereich für die PN-Konzentration wurde nach Testmessungen und aufgrund der Anforderungen der Abgasmessung nach oben hin verschoben, sodass ca. 10^3-10^8 Partikel gemessen werden sollen. Eine grobe Abschätzung des zu erwartenden Stromes analog zu Kapitel 3.2.2 ergibt:

$$PN_{min} = 10^3 \frac{\#}{cm^3} \rightarrow I_{min} \approx 2 \text{ fA}$$

$$PN_{max} = 10^8 \frac{\#}{cm^3} \rightarrow I_{max} \approx 200 \text{ pA}$$

Die zu erwartenden Ströme dürften also etwas höher liegen als die anfänglichen Spezifikationen. Dazu kommt, dass der untere Messbereich mit Strömen einiger fA sehr schwer zu realisieren ist.

Es wurden zuerst die bereits realisierten Verstärkerschaltungen zur Strommessung analysiert. Diese verwendeten die Transimpedanzverstärkerschaltung in zwei Varianten:

- Version 1: TIA mit T-Feedback (Rauschanalyse in 4.1.3), siehe Abbildung 5.4
- Version 2: TIA mit Einzelwiderstand (Rauschanalyse in 4.1.2), siehe Abbildung 5.7

Rauschanalyse Version 1

In Version 1 kommt ein LTC6268-10, die dekompenzierte Variante des LTC6268, mit einem GBWP von 4 GHz zum Einsatz. Die Versorgungsspannung, die in der Schaltung nicht explizit eingezeichnet ist, beträgt $\pm 2,5 \text{ V}$. Das Ausgangssignal wird danach noch auf einen Integrator weitergeleitet, jedoch soll für die Vergleichbarkeit der Versionen nur diese erste Verstärkerstufe herangezogen werden. Die verwendete Schaltungstopologie mit Spannungsteiler in der Rückkopplung erlaubt den Einsatz von vergleichsweise günstigen und leichter erhältlichen 100-M Ω -Widerständen in kompakter SMD-Bauform (0805 erhältlich) mit moderaten Temperaturkoeffizienten von ca. 100 ppm. Durch die Serienschaltung von vier Widerständen ergibt sich ein äquivalenter Feedback-Widerstand von ca. 400 M Ω . Die Transimpedanz der Schaltung für sehr kleine Frequenzen bzw. DC beträgt:

$$Z_{V1} = \frac{V_{out}}{I_{in}} = R_{11} + \sum_{i=3}^6 R_i \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{12}} \right) = 10 \text{ k}\Omega + 400 \text{ M}\Omega \left(1 + \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{100 \text{ }\Omega} \right) \right) = 40,4 \text{ G}\Omega$$

Damit beträgt der Eingangsstrom bei maximaler Aussteuerung:

$$I_{in,max,V1} = \frac{V_{out,max}}{Z_{V.1}} = \frac{2,5 \text{ V}}{40,4 \text{ G}\Omega} = 61,9 \text{ pA}$$

Das Frequenzverhalten der Schaltung ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Mit einer Grenzfrequenz von 156 Hz (-3 dB) ist der Verstärker relativ schnell. Jedoch ist so auch die Rauschbandbreite relativ groß.

Die Rauschanalyse in Abbildung 5.6 zeigt eine fast konstante Rauschdichte von 1–10 Hz. Der Pegel ist mit 250–350 $\frac{\mu\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ relativ hoch. Die integrierte Rauschspannung über die gezeigte Bandbreite beträgt 840 μV .

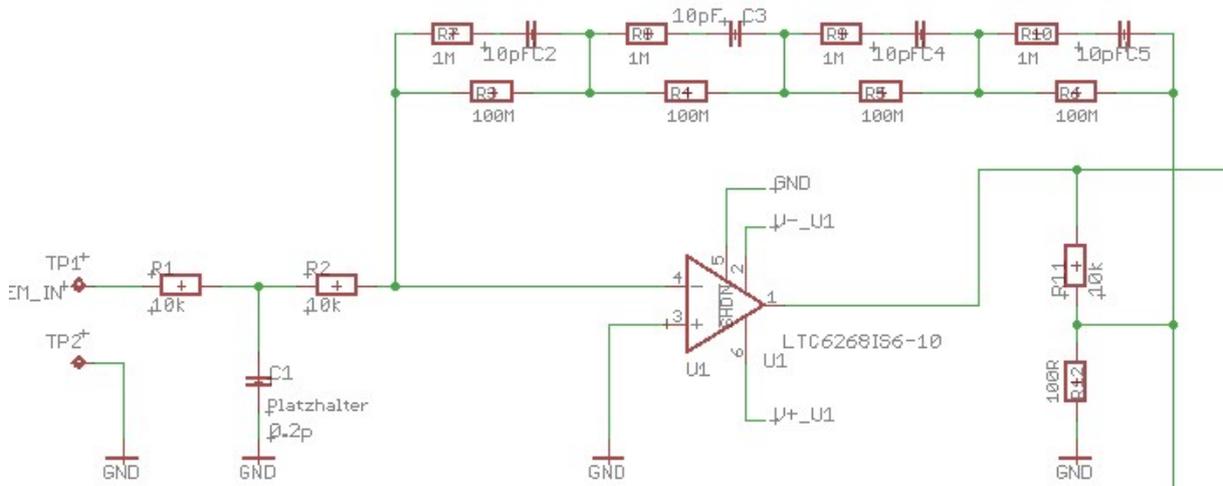


Abbildung 5.4: Messverstärker Version 1

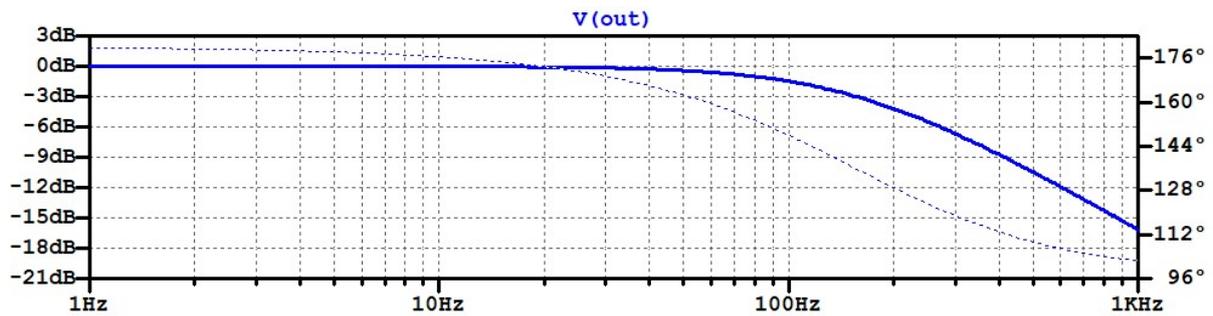


Abbildung 5.5: Bode-Diagramm der Verstärkerschaltung Version 1

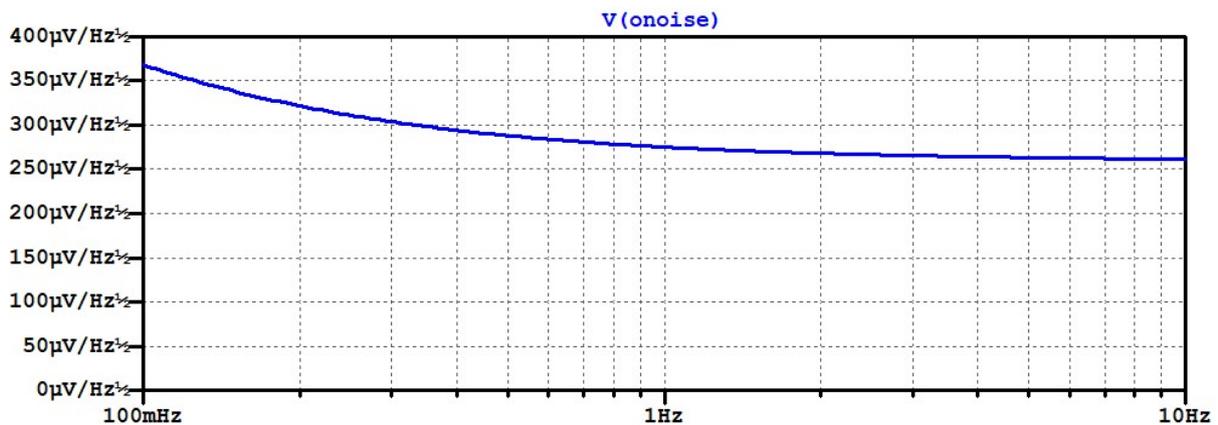


Abbildung 5.6: Rauschanalyse der Verstärkerschaltung Version 1

Das Signal-Rausch-Verhältnis der Schaltung V.1 bei Vollaussteuerung beträgt damit:

$$SNR_{V1} = \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{V}_{noise}} = \frac{2,5 \text{ V}}{\sqrt{2} \cdot V_{noise, RM}} = \frac{2,5 \text{ V}}{\sqrt{2} \cdot 840 \text{ } \mu\text{V}} = 2104 = 66,5 \text{ dB}$$

Unter der Annahme, dass bei einem SNR von 10 dB ($V_{signal} \approx 3 \cdot V_{noise}$) die Grenze der Detektierbarkeit liegt, ist der kleinste messbare Strom mit dieser Schaltung:

$$I_{in, min, V1} = \frac{I_{in, max}}{SNR - 10 \text{ dB}} = \frac{61,9 \text{ pA}}{56,5 \text{ dB}} = 92,6 \text{ fA}$$

Rauschanalyse Version 2

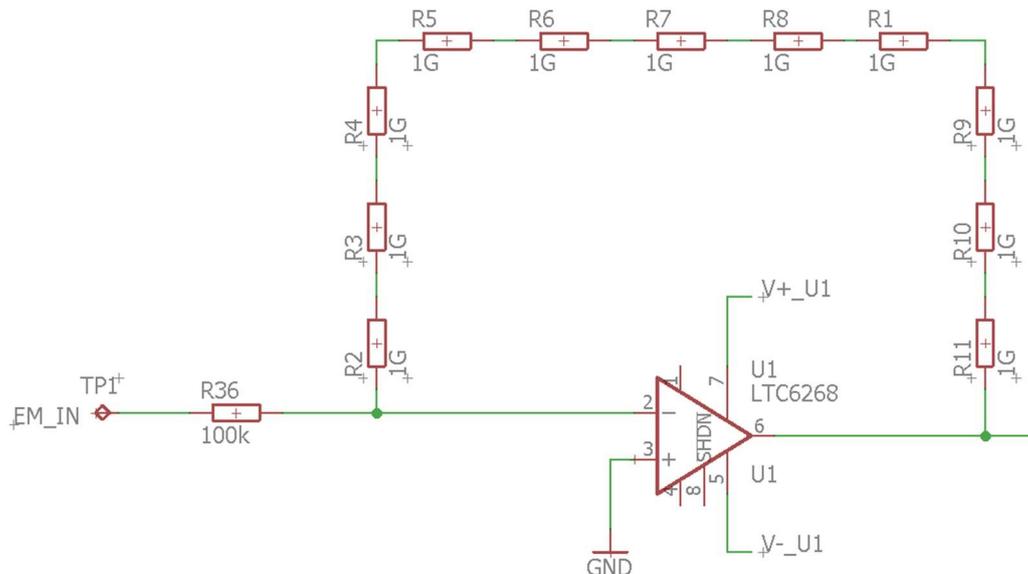


Abbildung 5.7 Messverstärker Version 2

In Version 2 kommt ein LTC6268 zum Einsatz. Die Versorgungsspannung beträgt ebenso $\pm 2,5 \text{ V}$. Das T-Netzwerk in der Rückkopplung entfällt, deshalb muss der Widerstand größer ausfallen. Es wurden 11 in Serie geschaltete SMD-Widerstände (1206) zu je $1 \text{ G}\Omega$ verwendet. Die Transimpedanz der Schaltung für sehr kleine Frequenzen bzw. DC beträgt:

$$Z_{V2} = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \sum_{i=1}^{11} R_i = 11 \text{ G}\Omega$$

Damit beträgt der Eingangsstrom bei maximaler Aussteuerung:

$$I_{in, max, V2} = \frac{V_{out, max}}{Z_{V.1}} = \frac{2,5 \text{ V}}{11 \text{ G}\Omega} = 227 \text{ pA}$$

Das Frequenzverhalten der Schaltung ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Es wurde eine parasitäre Kapazität von 1 pF parallel zum Gesamtwiderstand von $11 \text{ G}\Omega$ angenommen.

Die Grenzfrequenz (-3 dB) beträgt so 14,4 Hz. Damit ist die Bandbreite noch ausreichend für die Anwendung und das Widerstandsrauschen wird spektral eingeschränkt.

Die Rauschanalyse in Abbildung 5.9 ebenso eine ziemlich konstante Rauschdichte von 1–10 Hz. Der Pegel liegt bei ca. $12 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$. Die integrierte Rauschspannung über die gezeigte Bandbreite beträgt 39,8 μV .

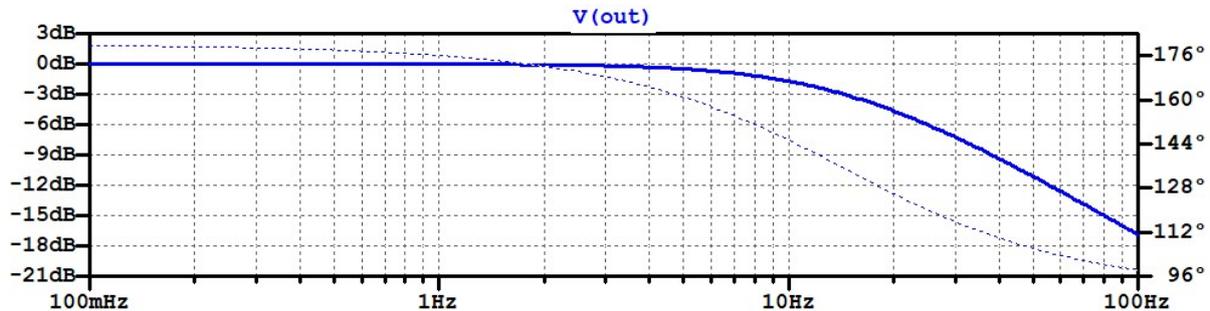


Abbildung 5.8: Bode-Diagramm der Verstärkerschaltung Version 2

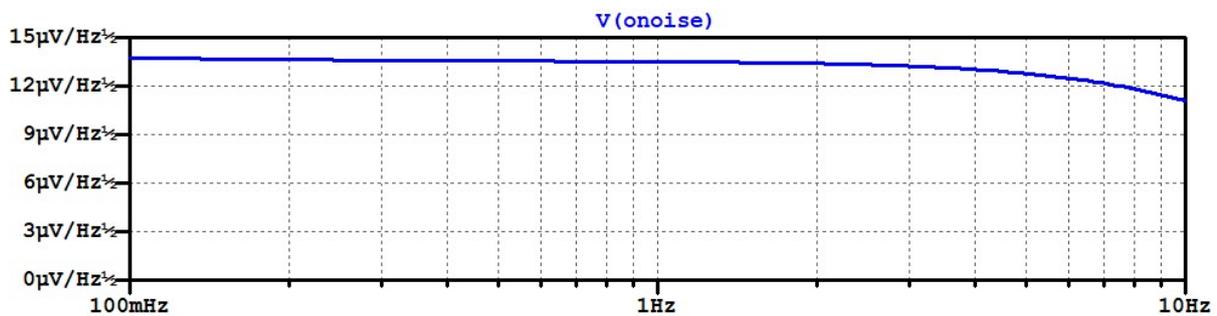


Abbildung 5.9: Rauschverhalten der Verstärkerschaltung Version 2

Das Signal-Rausch-Verhältnis der Schaltung V.2 für 90 % Vollaussteuerung beträgt somit:

$$SNR_{V2} = \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{V}_{noise}} = \frac{2,5 V}{\sqrt{2} \cdot V_{noise,RMS}} = \frac{2,5 V}{\sqrt{2} \cdot 39,8 \mu V} = 44416 = 93,0 dB$$

Unter der Annahme, dass bei einem SNR von 10 dB ($V_{signal} \approx 3 \cdot V_{noise}$) die Grenze der Detektierbarkeit liegt, ist der kleinste messbare Strom mit dieser Schaltung:

$$I_{in,min,V} = \frac{I_{in,m}}{SNR - 10 dB} = \frac{227 pA}{83 dB} = 16,1 fA$$

Vergleich der zwei Versionen

Tabelle 5.1 zeigt einen Vergleich der Simulationsdaten für die beiden Verstärkerschaltungen V.1 und V.2. Zu sehen ist, dass V.1 ein schlechteres Signal-Rausch-Verhältnis aufweist, bedingt durch die Erhöhung der Noise Gain durch die T-Schaltung in der Rückkopplung. Folglich ist der Eingangsstrom beim „Grenz-SNR“ von 10 dB weit über der gewünschten Spezifikation, im fA-Bereich oder darunter messen zu können. V.2 funktioniert zumindest bis in den unteren zweistelligen fA-Bereich, jedoch wäre auch hier

Verbesserung nötig. Allerdings ist der maximale Eingangsstrom von V.2 höher. Würde man diesen auf denselben Wert wie V.1 reduzieren, ließe sich der minimale Strom auf 4,4 fA senken. Die frühere Abschätzung der Ströme zeigte jedoch, dass bei hohen Konzentrationen bis zu 200 pA möglich wären.

Version	$I_{in,max}$	f_G	SNR @ $I_{in,max}$	I_{in} @ SNR = 10 dB
1	62 pA	156 Hz	67 dB	92,6 fA
2	227 pA	14,4 Hz	93 dB	16,1 fA

Tabelle 5.1: Vergleich der Rauschanalysen der Messverstärker V.1 und V.2

Verbesserung des SNR

Um das SNR also weiter zu steigern, wäre entweder eine Reduktion der Bandbreite oder eine Erhöhung des Widerstandes nötig. Beides würde das Rauschen mit der Wurzel aus der relativen Änderung verbessern. Tabelle 5.2 und Abbildung 5.10 zeigen, welche Widerstandswerte nötig wären, um bei drei gegebenen Bandbreiten von 0,1–10 Hz ein Rauschniveau von 0,1–1 fA (effektiv) zu erreichen. Die Werte wurden für eine angenommene Temperatur von ca. 27 °C (ca. 300 K) errechnet.

I / B	0,1 Hz	1 Hz	10 Hz
0,1 fA	166 GΩ	1,6 TΩ	17 TΩ
1 fA	1,7 GΩ	17 GΩ	166 GΩ

Tabelle 5.2: Widerstandswerte in Abhängigkeit von Rauschstrom und Bandbreite bei $T = 300$ K

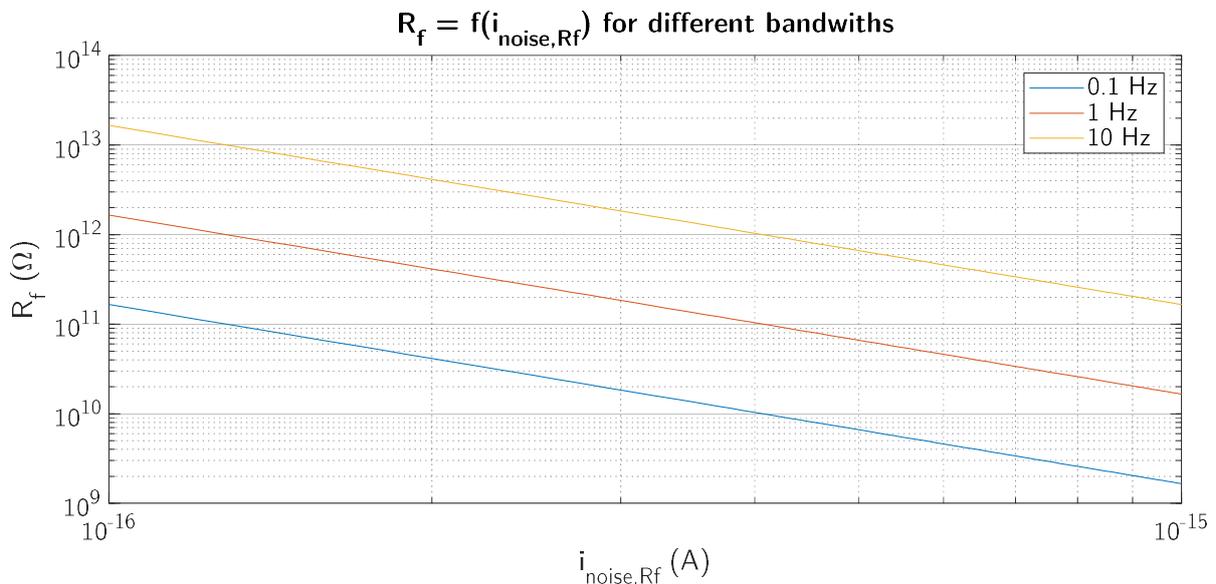


Abbildung 5.10: Widerstandswerte in Abhängigkeit von Rauschstrom (effektiv) und Bandbreite bei $T = 300$ K

Layout Version 2

Für diese Version wurde ein neues Layout erstellt, welches im Anhang (Abbildung 6.1) dargestellt ist. Dabei wurde das sogenannte „Guarding“ implementiert. Das bedeutet, dass die empfindlichen Operationsverstärker-Eingänge durch eine Leiterbahn, die „Guard“ genannt wird, umschlossen werden. Diese muss auf demselben Potential liegen wie der zu schützende Eingang, da dann zwischen ihnen kein Strom fließen kann. Damit werden Leckströme, die z.B. von benachbarten Versorgungsleitungen in den Eingang fließen können, vom Guard abgeleitet. Das Prinzip ist in Abbildung 5.11 dargestellt [27].

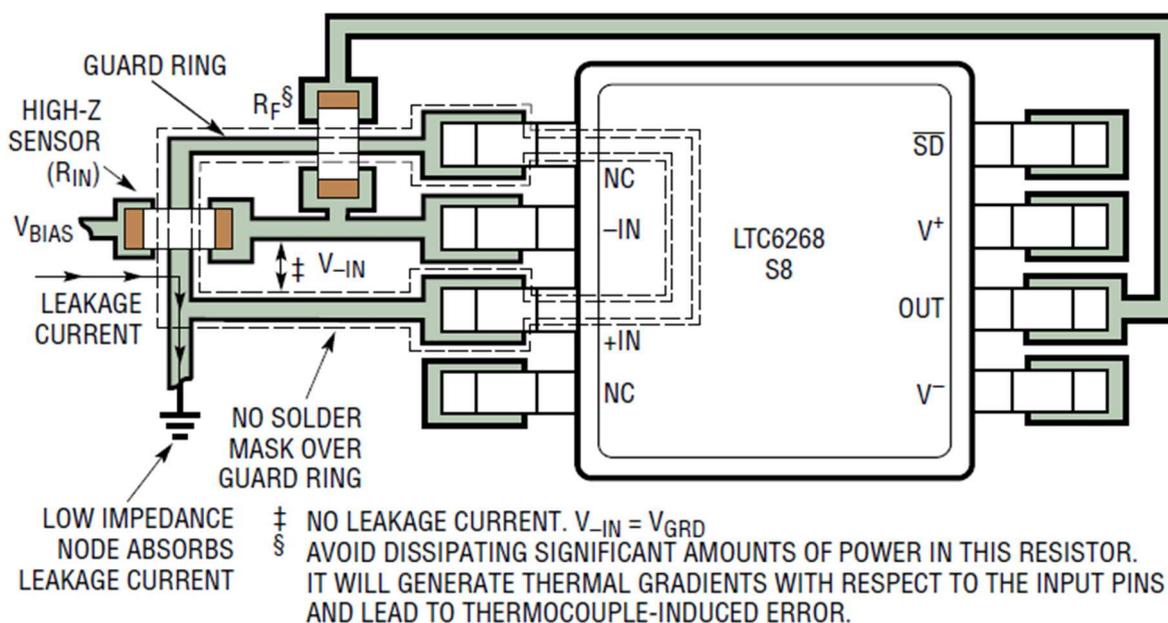


Abbildung 5.11: Guarding-Prinzip am Beispiel des LTC6268

Im Falle des invertierenden Verstärkers bzw. des Transimpedanzverstärkers, wie er hier zur Anwendung kommt, ist die Realisierung des Guardings besonders einfach. Da das Potential am nichtinvertierenden Eingang GND ist und damit einen niederimpedanten Knoten darstellt, kann der Guard einfach direkt mit GND und dem „IN+“-Pin des OPVs verbunden werden. Für nichtinvertierende Konfigurationen würden u.U. zusätzliche Puffer benötigt, die teilweise auch direkt am Chip integriert sind (z.B. ADA4530-1 [19]). Abbildung 5.12 zeigt die Realisierung im Layout der V.2-Platine. Da anstelle eines diskreten Widerstands in der Rückkopplung 11 SMD-Widerstände verbaut sind, ist zusätzlich eine Aussparung vorhanden, um Kriechströme zwischen den Einzelwiderständen zu erschweren. Innerhalb des Guard-Rings ist der Lötstopplack beidseitig entfernt worden, um keine parasitäre leitende Schicht über dem Guard zu erzeugen.

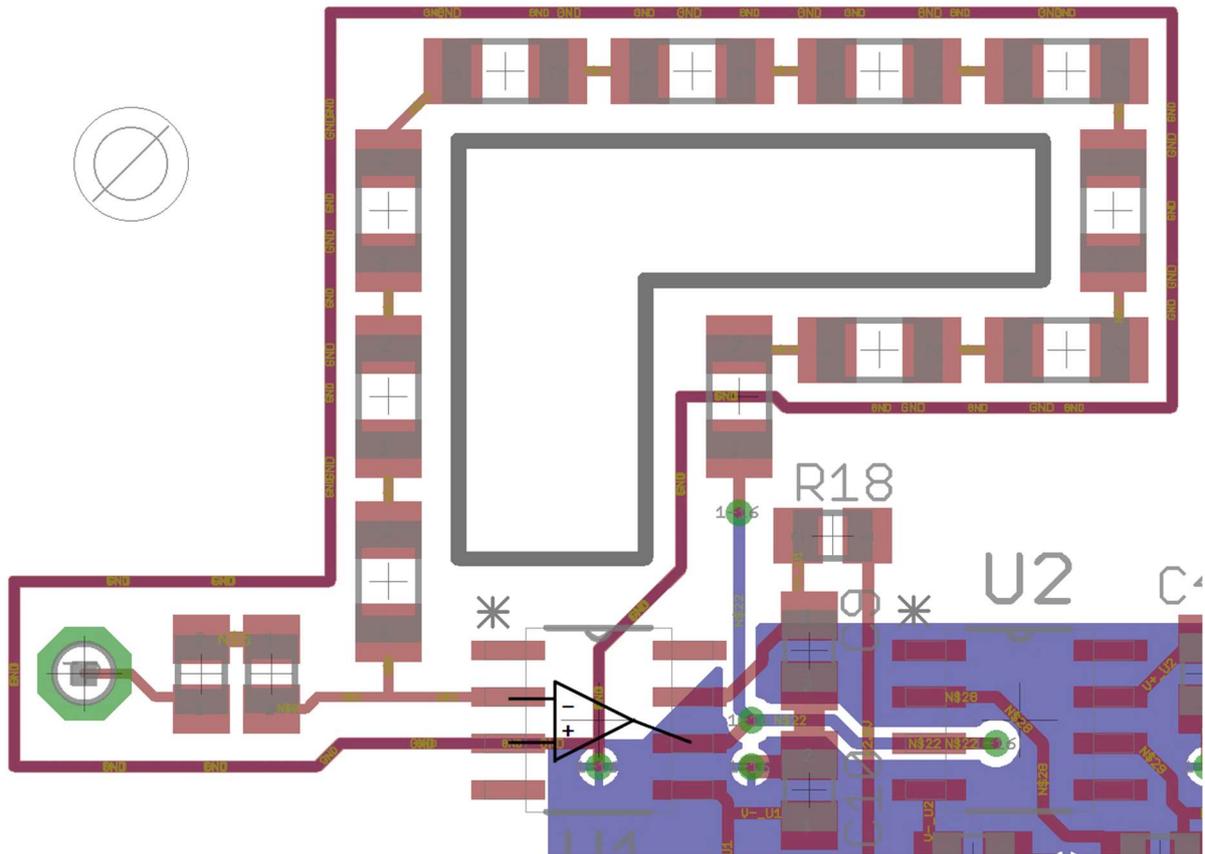


Abbildung 5.12: Guarding-Realisierung im Layout von Version 2

Abbildung 5.13 zeigt die gefertigte Platine. Der gut zu erkennende gelbe Bereich ist jener Bereich, in dem der Lötstopplack ausgenommen wurde und das gelbliche FR4-Trägermaterial sichtbar ist.

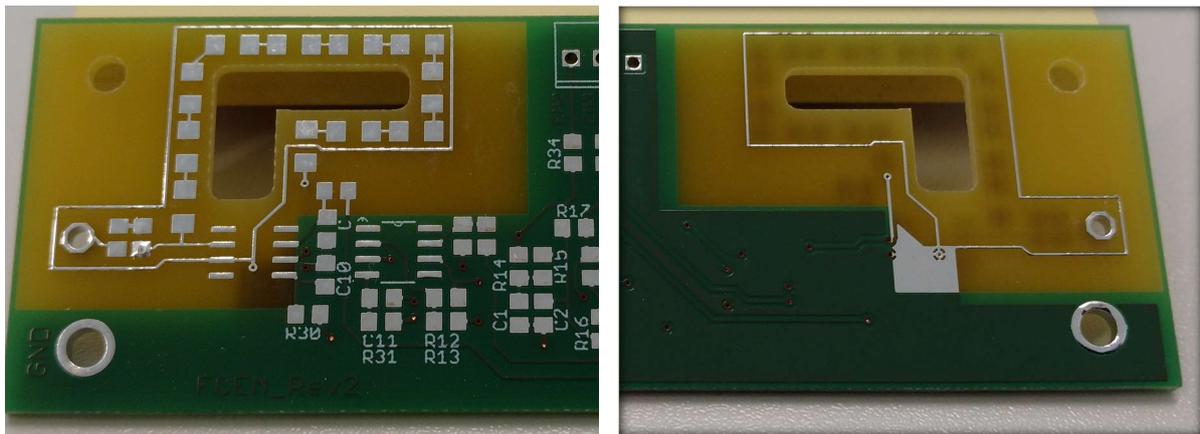


Abbildung 5.13: Elektrometerplatine Version 2, Vorderseite- und Rückseite

Testmessung

Die Elektrometerplatine wurde zum Test in eine Metallbox gegeben, welche als Abschirmung gegen elektromagnetische Einflüsse von außen diente. Durch eine Bohrung

wurden Spannungsversorgung und Oszilloskop-Tastkopf eingebracht. Der Eingang des Verstärkers wurde von einem Spannungsteileraufbau gespeist, der schematisch in Abbildung 5.14 dargestellt ist.

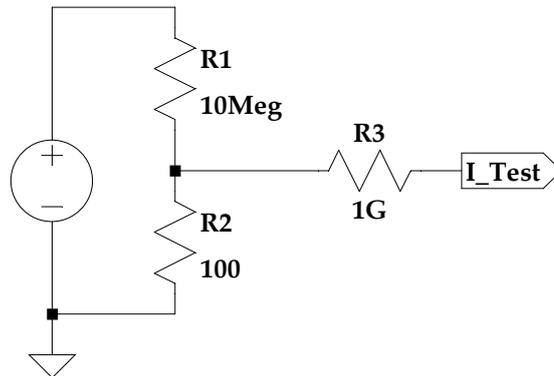


Abbildung 5.14: Testschaltung für den Elektrometerverstärker

Diese Schaltung wurde von einem Funktionsgenerator versorgt, der ein langsames Rechtecksignal mit einer Amplitude von 10 V ausgab. Das ergibt ca. 0,1 mV am Ausgang des Spannungsteilers, die einen durch R3 begrenzten Strom von ca. 100 fA in den Elektrometerverstärker fließen lassen. Der Verstärkungsfaktor der verwendeten Elektrometerschaltung betrug $1,1 \cdot 10^{12}$, was sich aus der Rückkopplung des Transimpedanzverstärkers von 11 G Ω und einer nachgeschalteten Verstärkung von ca. 100 zusammensetzt. Die gemessene Amplitude des Ausgangssignals sollte also, dividiert durch den Verstärkungsfaktor A, dem eingespeisten Eingangsstrom entsprechen:

$$I_{Test} = \frac{V_{Test} \cdot R2}{(R1 + R2) \cdot R3}$$

$$I_{Test,gemessen} = \frac{V_{gemessen}}{A} = \frac{V_{gemessen}}{1,1 \cdot 10^{12}}$$

Das Generatorsignal sowie das mit dem Oszilloskop gemessene Ausgangssignal sind in Abbildung 5.15 dargestellt. Es sind große Überschwinger erkennbar zu den Zeitpunkten, zu denen sich die Generatorspannung ändert, was vermutlich auf den Versuchsaufbau und seine parasitären Einflüsse auf die Schaltung zurückzuführen ist. Die Messung der Amplitude nach einer „Einschwingzeit“ von jeweils ca. 2 s ergibt 110 mV, was ungeachtet der Messungenauigkeit des Oszilloskops ungefähr dem erwarteten Eingangsstrom entspricht.

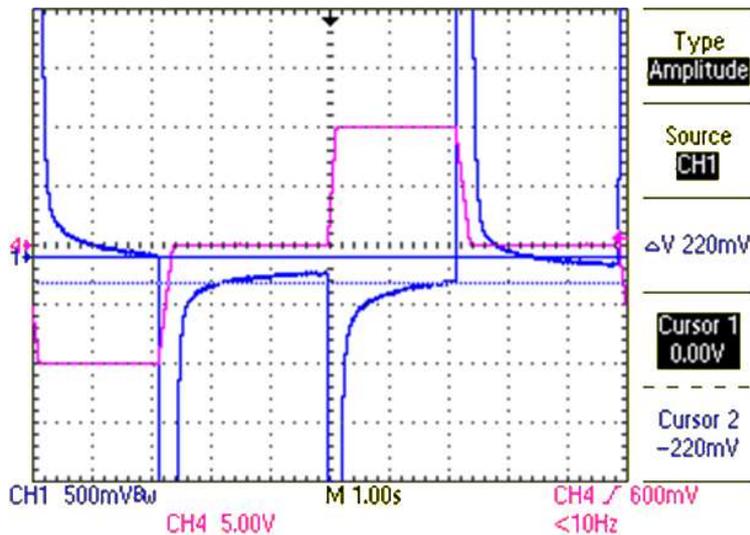


Abbildung 5.15: Testsignal (rosa) und Ausgangssignal des Elektrometerverstäkers (blau)

Layout Version 3 für Einzelwiderstände

Es wurde ein weiteres Layout erstellt (Anhang, Abbildung 6.2), das im Hinblick auf Platzbedarf und Design des Elektrometer-Eingangs nochmals optimiert wurde. Die Massefläche wurde bis an den Guard-Ring herangezogen und die Signalwege bis zum OPV-Eingang so kurz wie möglich geführt. Außerdem wurden sämtliche Leiterbahnen auf der Oberseite geführt, sodass die Massefläche ununterbrochen bleibt. Diese Version wurde für die Verwendung von Einzel-Widerstände entwickelt, da im Zuge der Versuche, kleinere Konzentrationen zu messen, hochohmige diskrete Bauteile verwendet wurden. Es können sowohl ein Durchgangsloch-Modell mit 10 mm Rastermaß als auch ein SMD-Widerstand (Bauform 2512) verwendet werden. Die Maße dieser neuen Platine betragen 67x33 mm (vgl. Version 2: 80x33 mm).

5.1.3 Wandlung massereferenziert zu differentiell

Die Wandlung „single-ended to differential“ wurde mithilfe der Schaltung in Abbildung 5.16 hergeleitet und simuliert. Es wurden zwei Rail-to-Rail-OPVs verwendet. Das Prinzip basiert auf zwei invertierenden Verstärkern, die jeweils mit einem Offset am nichtinvertierenden Eingang behaftet sind. So wird das Signal im ersten Schritt in Amplitude dem Spannungsbereich des ADCs angeglichen. Der zweite Verstärker invertiert das Signal um die Mittenspannung. Die Gleichungen für die Ausgangsspannungen lauten:

$$V_{OUTP} = -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_{Offset2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$V_{OUTN} = -V_{OUTP} \cdot \frac{R_{chip}}{R_{chip}} + V_{offset1} \left(1 + \frac{R_{chip}}{R_{chip}} \right) = -V_{OUTP} + 2V_{offset1}$$

In der Gleichung für OUTN ist zu beachten, dass die zwei internen Widerstände Rchip denselben Wert von 1 kΩ haben. Voffset1 und Voffset2 werden durch Vref und die Widerstandsverhältnisse R3/R4 und R5/R6 bestimmt:

$$V_{ref} = V_{offset1} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_5} = V_{offset2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

Die Dimensionierung lautet für ein Signal mit Amplitude A und Gleichanteil DC, welches an einen ADC mit Eingangsspannungsbereich 0–Vref angeschlossen werden soll:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{ref}}{A}$$

$$V_{offset2} = \frac{V_{ref}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{V_{ref}}{1 + \frac{V_{ref}}{A}} \rightarrow \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{1}{A} + \frac{1}{V_{ref}}$$

$$V_{offset1} = \frac{V_{ref}}{2} \rightarrow R_5 = R_6$$

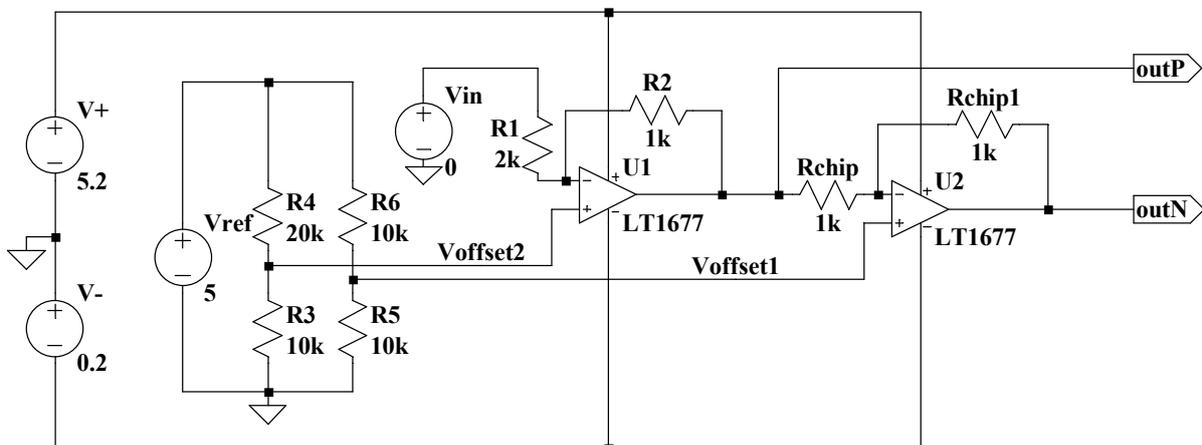


Abbildung 5.16: Schaltung des simulierten Single-Ended-To-Differential-Wandlers

In der gezeigten Schaltung sind die Widerstände für ein ±5-V-Eingangssignal dimensioniert. Die Funktionsweise ist in Abbildung 5.17 ersichtlich. Dargestellt sind die beiden um die Mittenspannung 2,5 V symmetrischen Ausgangsspannungen (y-Achse) in Abhängigkeit der massebezogenen Eingangsspannung (x-Achse).

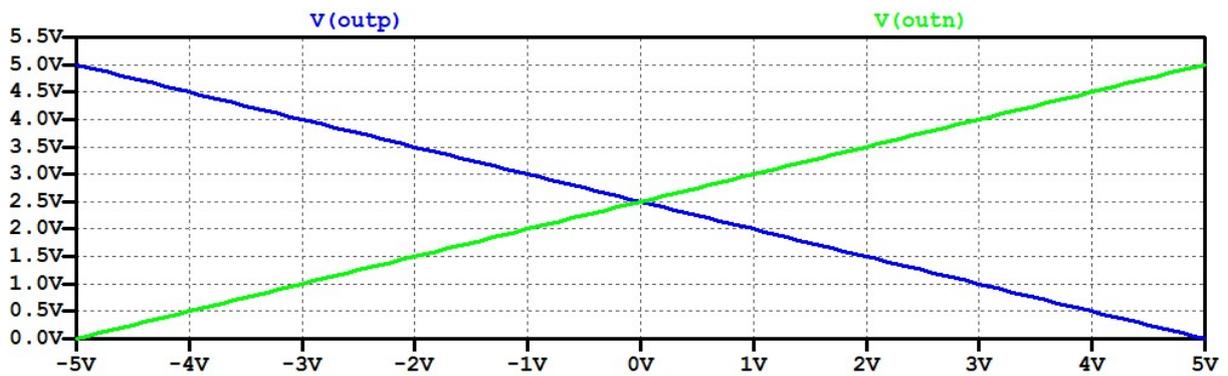


Abbildung 5.17: Single-Ended-To-Differential-Wandlung, Ausgangsspannungen OUTP (blau) und OUTN (grün) in Abhängigkeit der massebezogenen Eingangsspannung (x-Achse)

Im Laborprototyp wurde der ADA4941 zur Anpassung des Signals an den ADC AD7767 verwendet, analog zu der in Abbildung 5.18 gezeigten Schaltung.

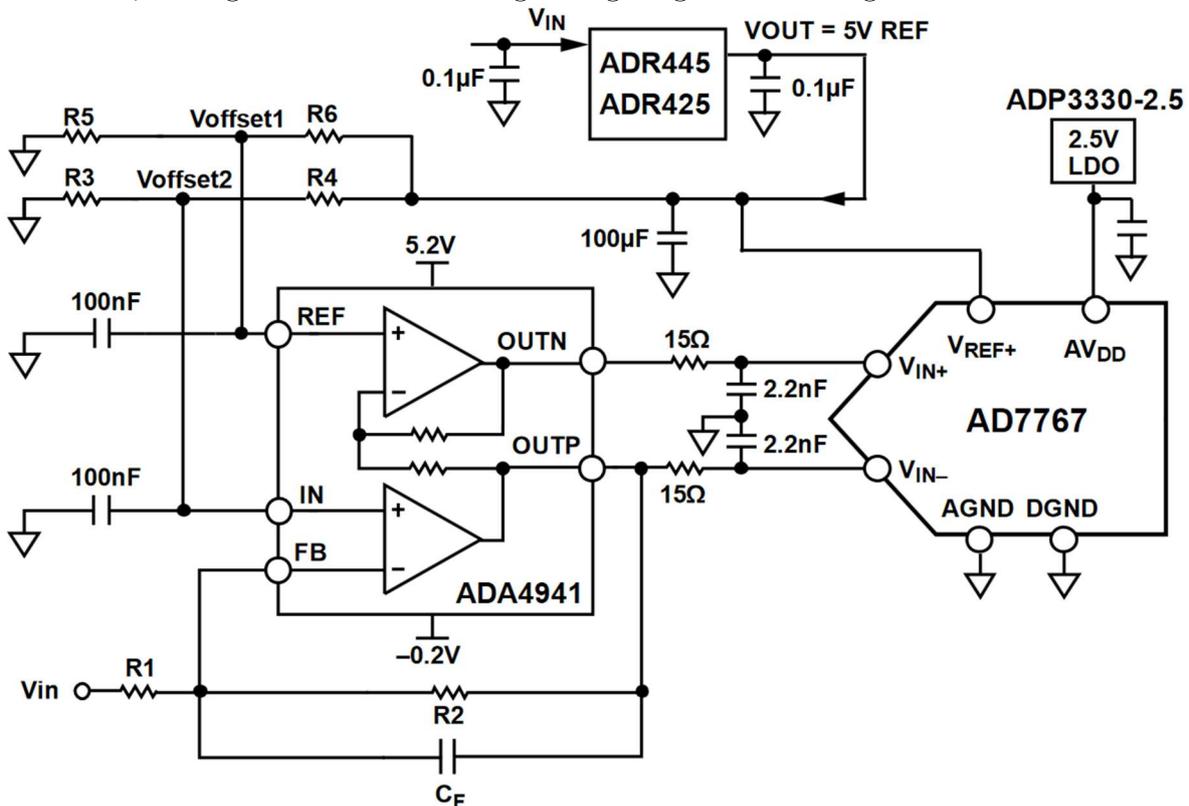


Abbildung 5.18: Schaltung zur Anpassung eines massereferenzierten Signals an den differentiellen Eingang des AD7767 aus dessen Datenblatt [20]

5.1.4 A/D-Umsetzung

Einleitung

Um den gesamten Dynamikbereich des Elektrometersignals problemlos digitalisieren zu können, wird ein 24-Bit-ADC eingesetzt. Die Bandbreite bzw. die maximale Samplingrate

sollten mindestens 100 Hz betragen, um transiente Signale zeitlich ausreichend genau erfassen zu können. Aufgrund dieser niedrigen Geschwindigkeit bieten sich zuvor beschriebene Oversampling-ADCs an, meist auf Basis eines Σ - Δ -Modulators. Aber es existieren auch Varianten mit sukzessiver Approximation (SAR), wie der im Laborprototyp verwendete AD7767 von Analog Devices.

Abtastrate und SNR

Der AD7767 existiert in drei Varianten, die sich in der Dezimationsrate des digitalen Filters unterscheiden (siehe Tabelle 5.3, verwendete Variante fett markiert).

<i>Modell</i>	<i>Dezima- tionsrate</i>	<i>Maximale Datenrate</i>	<i>SNR (typ.)</i>
AD7767	8	128 kSps	108,5 dB
AD7767-1	16	64 kSps	111,5 dB
AD7767-2	32	32 kSps	113,5 dB

Tabelle 5.3: Varianten und Kennwerte des AD7767 [20]

Da die Anwendung keine hohen Datenraten benötigt, ist die verwendete „langsamste“ Variante locker ausreichend, zugleich bietet sie die höchste Rauschunterdrückung. Die effektive Anzahl an Bits lautet für das typische SNR eines AD7767-2:

$$ENOB_{AD7767-2} = \frac{(113,5 - 1,76) \text{ dB}}{6,02 \frac{\text{dB}}{\text{Bit}}} = 18,56 \text{ Bit}$$

Durch erneute spätere Filterung und Dezimation in der Firmware lässt sich die Auflösung weiter steigern, Stichwort Prozessverstärkung (siehe Kapitel 4.2.2). Bei einer Reduktion der Abtastrate von 32 kHz auf 100 Hz ($r = 320$) beträgt der Rauschabstandsgewinn:

$$PG = 10 \log\left(\frac{32000}{100}\right) = 10 \log(320) = 25 \text{ dB}$$

Die Auflösung steigt damit um durchschnittlich:

$$\Delta ENOB_{PG} = \frac{25 \text{ dB}}{6,02 \frac{\text{dB}}{\text{Bit}}} = 4,15 \text{ Bit}$$

Das Gesamtsystem aus AD7767-2 mit Abtastratenkonversion erreicht damit theoretisch folgenden Signal-Rausch-Abstand bzw. folgende Auflösung:

$$SNR_{ADC+PG} = 113,5 + 25 = 138,5 \text{ dB}$$

$$ENOB_{ADC+PG} = 18,56 + 4,15 = 22,7 \text{ Bit}$$

In jedem Fall übersteigt das erreichbare SNR jenes der Elektrometer-Verstärkerstufe bei weitem. Für den Fall, dass sich dort Verbesserungspotenzial ergibt, ist der zusätzliche Rauschabstand jedoch willkommen. Auffallend bezüglich der Angaben im Datenblatt des AD7767 ist die Tatsache, dass das SNR bei Erhöhung der Dezimation von 8 auf 16 wie

erwartet um 3 dB ($= 10 \cdot \log(2)$) ansteigt, von 16 auf 32 jedoch nur um 2 dB. Möglicherweise handelt es sich hier um einen Fehler im Datenblatt [20], da die Angabe der „Dynamic Range“ erwartungsgemäß um 3 dB pro Faktor zwei höherer Dezimation steigt.

Schnittstelle

Die digitale Schnittstelle von A/D-Umsetzern ist meist ein serieller Datenbus, häufig wird ein SPI-kompatibles Interface verwendet. Dieses besteht meistens aus den Signalen:

1. \overline{CS} : Chip Select, wird bei mehreren ICs am selben Bus verwendet. Die Schnittstelle ist nur aktiv, wenn \overline{CS} auf low liegt.
2. SCLK, Serial Clock: Takteingang für die serielle Schnittstelle
3. MOSI, Master Out Slave In: Dateneingang des ADCs
4. MISO, Master In Slave Out: Datenausgang des ADCs

Zusätzlich besitzt der AD7767 noch folgende Signale:

- \overline{DRDY} : Data Ready, signalisiert durch eine fallende Flanke einen neuen Abtastwert
- $\overline{SYNC/PD}$: Sync/Power down, kann zum Stromsparen oder zum Betreiben mehrerer ADCs in Serie („daisy-chaining“) verwendet werden.

AGND vs. DGND

Wie die meisten ADCs besitzt der AD7767 einen AGND- und einen DGND-Anschluss, „Analog/Digital Ground (GND)“. Diese Pin-Namen bezeichnen die *interne* Verschaltung des Chips, AGND ist also mit dem Analogteil, DGND mit dem Logikteil des ICs verbunden (siehe Abbildung 5.19). Der Grund für die Trennung der Pins und warum nicht einfach ein gemeinsamer „GND“-Anschluss vorhanden ist, der intern aufgeteilt wird, ist die Impedanz der Bonddrähte [28]. Steile Flanken im Logikteil, bedingt durch schnelle Bustaktraten, erzeugen Störspannungen, die bei einem gemeinsamen Masse-Bonddraht den Analogteil beeinflussen würden. Folglich ist es erforderlich, dass die beide Pins so niederimpedant wie möglich an Masse angebunden werden; und zwar an die störungsfreie *analoge* Masse. DGND sollte aufgrund der internen Kopplung *nicht* mit einer eventuell vorhandenen rein digitalen Massefläche, die entsprechend große Störungen beinhaltet, verbunden werden. Abbildung 5.19 zeigt ein korrektes Masseverbindungs-Schema, wobei der Treiberbaustein auf der digitalen Seite nicht unbedingt erforderlich ist, wenn außer den ADCs keine weiteren Geräte am selben Bus angeschlossen sind.

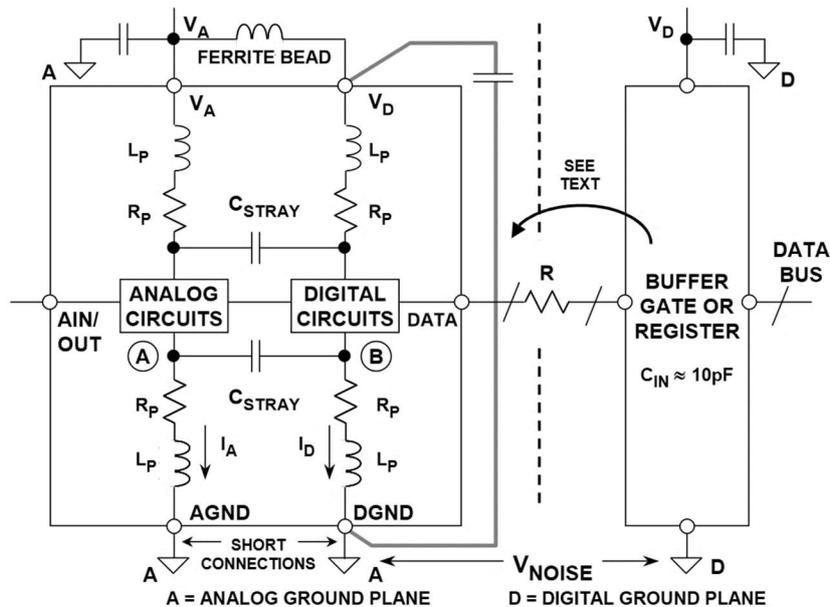


Abbildung 5.19: Interne Verschaltung des AGND- und DGND-Pins eines ADCs [29]

5.2 Firmware

5.2.1 Einleitung: Prozessor und IDE

Es wurde der LPC1778, ein 32-bit-Mikrocontroller (μC) der Marke NXP, verwendet. Er wurde als Nachfolgebaukasten für den LPC2378 entwickelt, besitzt jedoch einen moderneren Cortex-M3-Prozessorkern von ARM. Der Grund für die Wahl war die einfache Wiederverwendbarkeit eines existierenden Hardware-Abstraktions-Frameworks. Folgend sind die wichtigsten Eckdaten des LPC1778 aufgelistet:

- CPU-Kern Cortex-M3:
 - Harvard-Architektur (intern getrennter Code- und Datenspeicher)
 - 18 x 32-bit-Register (R0..R12, SP, LR, 2 x PC und CPSR)
 - Hardware-Multiplizierer (single-cycle)
 - Taktfrequenz: max. 120 MHz
 - Nested Vectored Interrupt Controller (NVIC)
- Speicher¹:
 - 512 kB Flash-Speicher mit IAP/ISP („In-Application/System Programming“)
 - 64 kB SRAM
 - 4 kB EEPROM
- Schnittstellen:
 - 5 x UART
 - 3 x SSP (SPI-kompatibel)

¹ Es wird die Konvention 1 kB = 1 kiB = 1024 Byte usw. verwendet.

- 3 x I²C
- Ethernet, USB 2.0, CAN
- Peripherie:
 - 4 x 32-bit-Timer/Counter
 - 8-Kanal-12-Bit-ADC
 - 10-Bit-DAC

Für die Entwicklung wurde das Keil MDK (Microcontroller Development Kit) mit der IDE² μ Vision 5 verwendet. Das Programm wurde in C geschrieben und mit dem ARM-Compiler 5 von Keil kompiliert.

Zur Verfügung stand eine Hauptplatine eines früheren Projekts, auf der ein LPC1778 verlötet war. Über die herausgeführte JTAG-Schnittstelle konnte dieser mithilfe eines Programmieradapters mit der Firmware bespielt werden.

Im Rahmen der Diplomarbeit konnte aus Zeitgründen nur ein Teil der geplanten Firmware implementiert werden, dazu gehörte vor allem die Erstellung einer DFT-Bibliothek basierend auf dem CMSIS-DSP-Paket von ARM.

5.2.2 Ablauf

Das Programm wurde mit dem Konzept einer „Super loop“ implementiert. Das bedeutet, dass eine unendliche Schleife (`while(1) {...}`) periodisch durchlaufen wird, in der sämtliche notwendigen periodischen Aktivitäten nacheinander durchgeführt werden. Zeitkritische oder ereignisgesteuerte Funktionen werden mittels Interrupt realisiert. Der Code in den ISRs (Interrupt Service Routines) muss entsprechend kurz und effizient sein, damit die Hauptschleife nicht zu lange aufgehalten wird. Der Firmware-Ablauf gliedert sich in:

1. Initialisierung
 - a. ADCs, DACs
 - b. Andere Sensoren (Temperatur, Druck, ...)
 - c. Timer
 - d. Serielle Kommunikationsschnittstelle (UART)
2. Super-Loop
 - a. Update des Geräte-Status (Aufwärmen, Standby, Messen, ...)
 - b. Periodisches Update der Messdaten
 - c. Berechnung der DFT bei N neuen Abtastwerten
3. Externer Interrupt (neuer Abtastwert FCEM-ADC)
 - a. Einlesen des ADC-Werts
 - b. (optional) Berechnen eines Dezimationsfilters
 - c. Speichern in Datenstruktur
4. Timer-Interrupt (HV-Modulation)

² Entwicklungsumgebung, engl. „Integrated Development Environment“

- a. Umschalten der programmierten Hochspannung (zwischen „low“ und „high“) aller modulierten HV-Module

5.2.3 Sensorsignal einlesen

Datenformat des ADC

Es wurden zwei ADCs vom Typ AD7767 für die Verwendung mit zwei FCEM-Platinen vorgesehen. Diese sind in der „Daisy chain“-Konfiguration (siehe Abbildung 5.20) verschaltet. Der Dateneingang des ersten Chips in der Kette wird dabei wie abgebildet mit Masse verbunden. Der Ausgang wird direkt mit dem Eingang des zweiten ICs verbunden, der die Daten des Ersten somit weiterreicht. Der Datenausgang der Kette wird dann mit dem μC verbunden. Nicht abgebildet ist die Verbindung des DRDY-Pins des zweiten (rechten) ADCs zu einem Externen-Interrupt-Pin des LPC1778.

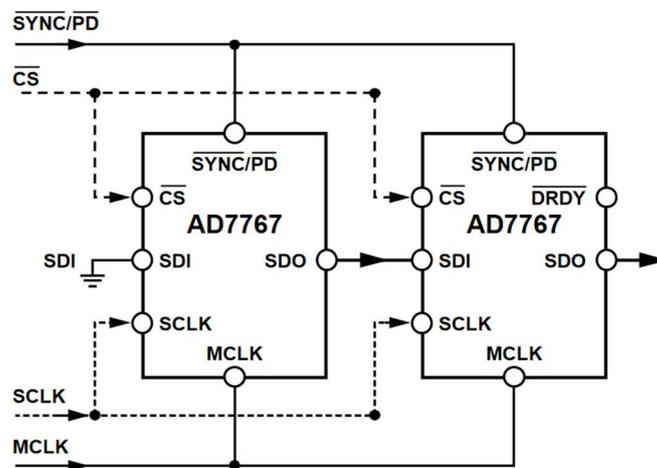


Abbildung 5.20: „Daisy chaining“ zweier AD7767

Die Daten werden bei jeder fallenden Flanke des DRDY-Ausgangs seriell eingelesen. Das höchstwertigste Bit (MSB) des letzten ADCs in der Kette wird als erstes, das niederwertigste Bit (LSB) des letzten als letztes ausgegeben. Es müssen genau so viele Bits gelesen werden, wie die Anzahl der ADCs in der Kette mal der Auflösung (24 Bit) entspricht:

$$n_{Read} = 2 \cdot 24 = 48 \text{ Bit}$$

Die SSP-Schnittstelle des LPC1778 kann für 16 Bit breite Datenrahmen konfiguriert werden. Damit sind im Interrupt $48/16 = 3$ Lesevorgänge notwendig, um die Daten beider ADCs einzulesen. Zum Einlesen wurde ein hochoptimierter Assembler-Code von Harald Axmann verwendet. Zuallererst setzt dieser die 24-Bit-Werte aus den 16-Bit-Rahmen zusammen und speichert sie in zwei 32-Bit-Register, wie in Tabelle 5.4 zu sehen.

Frame 1 (16 Bit)	Frame 2 (16 Bit)		Frame 3 (16 Bit)
ADC1 Bit (MSB) 23..8	ADC1 Bit 7..0 (LSB)	ADC2 Bit (MSB) 23..16	ADC2 Bit 15..0

Result ADC1 (32 Bit)	(Frame 1) << 16		(Frame 2) & 0xFF00	0
Result ADC2 (32 Bit)	(Frame 2) << 24	(Frame 2) << 8		0

Tabelle 5.4: Datenformat der ADCs und Umwandlung in 32-Bit-Werte

Das Interrupt-Programm enthält außerdem einen Dezimationsalgorithmus, der ein Polyphasen-Filter verwendet um die Abtastrate ressourceneffizient um den Faktor $r = 320$ zu senken. Das Prinzip beruht darauf, das Filter nur für jene Abtastwerte zu berechnen, die nach der Dezimation übrigbleiben.

Das Datenformat der ADC-Werte ist 24 Bit im 2er-Komplement. Durch die Linksausrichtung auf 32 Bit gleicht die Darstellung jener der signed-Zahlenformate und die Werte können direkt als int32 dargestellt werden (mehr dazu in Kürze). Wie in Tabelle 5.4 zu sehen, sind die niederwertigsten 8 Bits 0, bei einer späteren Filterung können diese für erhöhte Genauigkeit verwendet werden.

Datenverarbeitung im Fixkomma-Format

Zur weiteren Verarbeitung wird das Fixkomma-Format verwendet. Zum einen ist der Rechenaufwand deutlich geringer, da der Mikrocontroller über keine Fließkomma-Berechnungseinheit verfügt; zum anderen bringt die Verwendung von Gleitkommazahlen eigene Probleme mit sich, wie die variable Präzision und Rundungsfehler. Fixkommazahlen haben durch Aufteilung der Bits in Vor- und Nachkommastellen eine definierte Auflösung. Die QM.N-Notation gibt an, wieviele Bits für die Darstellung der Zahl vor und nach dem Komma (oder Dezimalpunkt) verwendet werden. Eine Fixkommazahl a im Format QM.N hat also folgende Eigenschaften:

- Präzision: $\varepsilon = 2^{-N}$
- Wertebereich: $-2^{M-1} \leq a \leq 2^{M-1} - \varepsilon \approx 2^{M-1}$

Das Format Q2.30 z. B. kann Zahlen von $-2-1,99999\dots$ darstellen, de facto also ungefähr ± 2 . Die Präzision liegt bei $\varepsilon = 9,3 \cdot 10^{-10}$. In diesem Format kann der ADC-Wert normiert auf die Referenzspannung dargestellt werden. Das hat den Vorteil der größtmöglichen Präzision während der Datenverarbeitung. Der Bereich außerhalb von ± 1 dient zur Absicherung gegen Overflow, und weil das spätere Konvertieren der Zahlenformate mit 30 statt 31 Bits einfacher geht.

Zur Darstellung und Ausgabe muss der auf ± 1 normierte Wert dann mit einem entsprechenden Faktor, meistens der Referenzspannung, multipliziert werden. In der

DAQ-Schaltung mit Single-ended-to-differential-Konverter und ADC ist es sinnvoll, den Eingangsspannungsbereich des Single-ended-to-differential-Konverters als Referenz zu nehmen.

Für unipolare Signale ist es auch möglich, Fixkommazahlen als vorzeichenlos (unsigned) zu betrachten, der Wertebereich ist dann $0-2^M$. Wichtig ist jedoch, dass für Fixkommazahlen immer vorzeichenbehaftete Datentypen (signed ...) verwendet werden. Das hat den Grund, dass die zur Rechnung mit unterschiedlichen Zahlenformaten erforderlichen Schiebeoperationen sonst nicht arithmetisch korrekt durchgeführt werden. Anhand von Beispielen in C-Code soll die Verwendung veranschaulicht werden: Eine Variable zur Verwendung als Fixkommazahl ist einfach eine normale vorzeichenbehaftete Ganzzahl und wird als solche deklariert:

```
// Fixed point number in Q16.16 format
int number_q16_16;
```

Wichtig ist, z.B. per Kommentar zu notieren, welches Fixkommaformat verwendet wird. Beim Rechnen gelten folgenden Regeln: Additionen und Subtraktionen anderer Zahlen im gleichen Format können direkt durchgeführt werden. Werte anderen Formats, z. B. Konstanten, müssen zuvor in dasselbe Format umgewandelt werden. Das kann vereinfacht werden, indem die Bit-Position des Dezimalpunktes abgespeichert wird:

```
#define Q16_16_SHIFT 16
```

Konstanten oder andere Ganzzahlen müssen vor der Berechnung um diese Anzahl Bits nach links verschoben werden:

```
// Add a constant value to the Q number
const int constant = 27;
number_q16_16 += (constant << Q16_16_SHIFT);
```

Gleitkommazahlen (float) müssen mit dem Wert multipliziert werden, dem ein Links-Shift um die Anzahl Bits entspricht, also $2^{n_{shift}} = 1 \ll n_{shift}$, und dann in das Ganzzahlformat gecastet werden. Umgekehrt müssen Q-Zahlen in float konvertiert und dividiert werden, wenn sie in Berechnungen verwendet oder ausgegeben werden sollen:

```
// Add a float value to the Q number
const float constant_float = 1.337;
number_q16_16 += (int) (constant_float * (float) (1 << Q16_16_SHIFT));
```

```
// Convert Q number to float
float num_float;
num_float = (float) number_q16_16 / (float) (1 << Q16_16_SHIFT);
```

Bei Multiplikationen muss beachtet werden, dass das Ergebnis der Multiplikation einer QA.B- mit einer QC.D-Zahl ein Resultat mit dem Format $Q(A+C).(B+D)$ liefert. Für $Q16.16 \times Q16.16$ ergibt sich also $Q32.32$, für $Q2.30 \times Q2.30$ ergibt sich $Q4.60$. Da das Ergebnis immer die doppelte Wortlänge der Operanden in Anspruch nimmt, muss das

Resultat entweder in einer doppelt so großen Variable abgespeichert oder abgeschnitten werden. Zweckmäßig ist, das höherwertigere Wort zu behalten und die „unteren“ Bits abzuschneiden. Für Q32.32 bleibt dann nur mehr Q32.0 übrig, bei Q4.60 ergibt sich Q4.28. Der Cortex-M3 besitzt eine eigene Instruktion („SMULL“) zum Multiplizieren zweier 32-Bit-Werte.

5.2.4 DFT-Berechnung

Für die Berechnung der DFT werden die Abtastwerte in einem Puffer gespeichert, solange bis die eingestellte Blocklänge N erreicht ist. Die Berechnung wurde mithilfe der Bibliothek CMSIS-DSP³ [30] durchgeführt. Diese bietet eigene Funktionen für die Ganzzahlformate Q15 und Q31 (in der zuvor eingeführten Notation: Q1.15 respektive Q1.31) und für Gleitkommazahlen im 32-Bit-float-Format.

Verwendet wurden die Q31-Funktionen. Außerdem gibt es getrennte Funktionen für reelle Eingangsvektoren anstellen von komplexen, wodurch man sich Speicher sparen könnte, da das reelle ADC-Signal nicht mit einem Imaginärteil, der konstant 0 ist, aufgefüllt werden muss.

Leider war das nicht möglich, da es Probleme mit der Verwendung der `rfft`-Funktionen (reelle FFT) gab. So überschreiben diese den Puffer mit den Eingangswerten, was jedoch nicht dokumentiert ist [31]. Problematischerweise schreibt die Funktion sogar über die Grenzen des Eingangsvektors hinaus, der eine Länge von N Samples hat. Die Berechnung der DFT, deren Ergebnis immer komplex ist, geschieht offenbar im selben Speicherbereich und somit wird auf einen Speicherbereich der Länge $2N$ zugegriffen. Zudem verursachte der reine Aufruf der Initialisierungsfunktion `rfft_init()` bereits einen Hard Fault.

Deshalb wurde die komplexe FFT-Funktion `arm_cfft_q31()` verwendet, die einen Eingangsvektor der Form `{real[0] imag[0] real[1] imag[1]...}` erwartet. Dieser wurde mit dem Muster `{input[0] 0 input[1] 0 input[2]...}` befüllt. Im selben Speicherbereich werden dann die komplexen FFT-Resultate gespeichert. Dabei handelt es sich um das zweiseitige Frequenzspektrum, das, wie in Kapitel 4.3.2 beleuchtet, für reelle Signale symmetrisch ist. Deshalb werden anschließend nur $N/2+1$ Samples mit der Funktion `arm_cmplx_mag_q31()` in Amplitudenwerte umgerechnet.

Die Resultate der komplexen Funktionen waren gut, der Rundungsfehler betrug für ein konstantes Signal mit der maximal möglichen Amplitude von `0x7FFFFFFF`: $-0,1$ ppm (errechnete FFT-Amplitude: `0x7FFFFFFE6`). Es stellte sich aber heraus, dass für das Eingangsformat Q1.31 Werte im Q2.30-Format ausgegeben werden. Die in Anspruch genommene Rechenzeit der FFT-Berechnungsfunktion (Eingangswerte in Puffer kopieren, komplexe FFT berechnen, Amplitude berechnen) für unterschiedliche FFT-Längen ist in Tabelle 5.5 dargestellt.

³ Zum Zeitpunkt des Testens befand sich die CMSIS-DSP-Bibliothek in der Version 1.5.2.

N	t
-	μs
32	90
64	174
128	389
256	773
512	1730
1024	3470

Tabelle 5.5: Rechenzeit der FFT-Funktion

5.3 Testmessungen

Für die ersten Tests wurde der Laborprototyp mit Umgebungsluft gespeist, die eine Partikelanzahlkonzentration von einigen tausend Partikeln pro cm^3 aufweist. Die Aufladung der Partikel wurde mit einer Frequenz von 0,5 Hz bei einer Durchflussrate von 2 l/min durchgeführt. Zur Messung wurde die Elektrometerverstärker-Platine Version 2 verwendet. Anstelle der ursprünglich vorgesehenen 11 in Reihe geschalteten, in SMD-Bauweise ausgeführten, 1-G Ω -Widerständen wurden unterschiedliche höherohmige diskrete Bauformen eingesetzt, um das Signal-Rausch-Verhältnis zu verbessern. Abbildung 5.21 zeigt zwei Signale, gemessen mit einem 130-G Ω -Widerstand (gemessen, nominell vermutlich 100 G Ω) und einem 1-T Ω -Widerstand. Aufgrund von Problemen bei der Datenerfassung konnten nur Bildschirmaufnahmen erstellt werden. Dass das rechte Signal nur eine ca. um den Faktor 2,5 höhere Amplitude aufweist, lässt sich dadurch erklären, dass die parasitäre Kapazität hier bereits für eine deutliche Dämpfung sorgt.

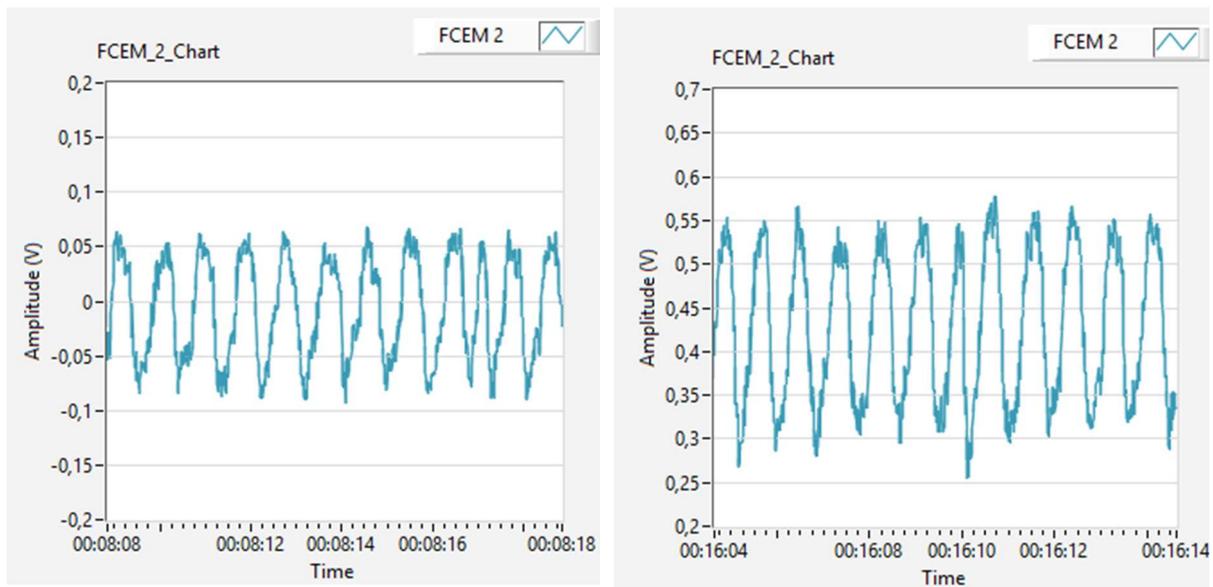


Abbildung 5.21: Testmessungen am Faradaykäfig mit der EM-Platine V.2 und Widerständen von 130 G Ω (links) sowie 1 T Ω (rechts)

6 Fazit und Ausblick

Der Diffusion Charger ermöglicht einfache und günstige Partikelmessungen. Die Messverstärker-Elektronik als kritische Komponente und Haupterschütterungsquelle des Gesamtsystems bedarf große Beachtung hinsichtlich Optimierung des Signal-Rausch-Verhältnisses. In dieser Hinsicht wurden Probleme analysiert und verbessert, aber es besteht immer noch Bedarf nach rauschärmeren Lösungen. Ein neues Konzept einer Messschaltung, die auf Basis eines Ladungsverstärkers arbeitet, also kapazitive Rückkopplung besitzt, ermöglicht potenziell bessere Messergebnisse als die behandelten ohm'schen Varianten.

Die kohärente Abtastung wurde als wichtig für eine genaue und schnelle Messung vorgeschlagen und die FFT-Signalanalyse am Mikrocontroller implementiert. Hier gilt es noch flexiblere DFT-Algorithmen für variable Signallängen zu implementieren, um beliebige Modulationsfrequenzen zuzulassen. Zudem wird es erforderlich sein, für den Fall driftender Messsignale (aufgrund etwa von Druckschwankungen) eine Korrektur mittels linearer Regression durchzuführen.

Schlussendlich muss die Firmware noch weiterentwickelt werden, um eine autarke Messung des Systems und damit weitergehende Tests an Fahrzeugen zu ermöglichen. Dabei warten noch einige Herausforderungen, jedoch scheint der Weg zu einem erfolgreichen Messgerät auf Basis der Diffusion-Charging-Technologie möglich, nicht zuletzt aufgrund Mario Schriefls ausgezeichneter Forschungsarbeit auf dem Gebiet.

„Analog engineering: Everything matters. Some things matter a little. Some things matter a lot. Some things matter to other things. And what matters will change over time and temperature and part-to-part variation.“

Paul Rako, ADI [32]

Literatur

- [1] WHO, „Health effects of particulate matter. Policy implications for countries in eastern Europe, Caucasus and central Asia,“ World Health Organization, Regional Office for Europe, 2013.
- [2] Wikipedia, „Diesel emissions scandal,“ 14. März 2018. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Diesel_emissions_scandal. [Zugriff am 12. April 2018].
- [3] J. Andersson, B. Giechaskiel, R. Muñoz-Bueno, E. Sandbach und P. Dilara, „Particle Measurement Programme (PMP) Light-duty Inter-laboratory Correlation Exercise (ILCE_LD) Final Report,“ Office for Official Publications of the European Communities, Luxemburg, 2007.
- [4] G. Kadijk, M. Elstgeest, N. Ligterink und P. van der Mark, „Investigation into a Periodic Technical Inspection (PTI) test method to check for presence and proper functioning of Diesel Particulate Filters in light-duty diesel vehicles – part 2,“ TNO, Den Haag, 2017.
- [5] M. Fierz, D. Meier, P. Steigmeier und H. Burtscher, „Aerosol Measurement by Induced Currents,“ *Aerosol Science and Technology*, 2014.
- [6] K. Borgeest, Manipulation von Abgaswerten, Springer, 2017.
- [7] A. Wiartalla und C. Severin, Wechselwirkungen zwischen Dieselmotortechnik und -emissionen mit dem Schwerpunkt auf Partikeln, Berlin: Forschungsvereinigung Automobiltechnik e.V., 2012.
- [8] A. Voiland, „Aerosols: Tiny Particles, Big Impact,“ 2010. [Online]. Available: <https://earthobservatory.nasa.gov/Features/Aerosols/printall.php>. [Zugriff am 1. Jänner 2018].
- [9] Landesamt für Natur, Umwelt und Verbraucherschutz Nordrhein-Westfalen, „Gesundheitliche Wirkungen von Feinstaub und Stickstoffdioxid im Zusammenhang mit der Luftreinhalteplanung,“ 2010.
- [10] M. Kairo, „File:Siliziumkarbid-Partikelfilter.jpg – Wikimedia Commons,“ April 2005. [Online]. Available: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Siliziumkarbid-Partikelfilter.jpg>. [Zugriff am 17. Jänner 2018].
- [11] WHO, „Health relevance of particulate matter from various sources, Report on a WHO Workshop,“ World Health Organization, Regional Office for Europe, Bonn, Germany, 2007.

- [12] KBA, „Kfz-Bestand nach Durchschnittsalter,“ [Online]. Available: https://www.kba.de/DE/Statistik/Fahrzeuge/Bestand/Fahrzeugalter/b_alter_kfz_z.html?nn=645784. [Zugriff am 23. Jänner 2018].
- [13] University of Manchester, Centre for Atmospheric Science, „Optical Particle Counters,“ [Online]. Available: <http://www.cas.manchester.ac.uk/restools/instruments/aerosol/opc/>. [Zugriff am 9. März 2018].
- [14] M. Paulweber und K. Lebert, Mess- und Prüfstandstechnik, Springer, 2014.
- [15] A. Stavros, M. M. Matti, N. Leonidas und S. Zissis, „Measuring number, mass, and size of exhaust particles with diffusion chargers: The dual Pegasor Particle Sensor,“ *Journal of Aerosol Science*, 2015.
- [16] M. Fierz, C. Houle, P. Steigmeier und H. Burtscher, „Design, Calibration and Field Performance of a Miniature Diffusion Size Classifier,“ *Aerosol Science and Technology*, 2011.
- [17] O. Fiedler, Strömungs- und Durchflussmesstechnik, Oldenbourg Industrieverlag, 1992.
- [18] M. A. Schrieffl, A. Bergmann und M. Fierz, „Design Principles for Diffusion Chargers Sensing Particle Number Concentration and Mean Particle Size,“ *IEEE Transactions and Journals*, to be published.
- [19] Analog Devices, Inc., „Data Sheet ADA4530-1 (Rev. D),“ 2016.
- [20] Analog Devices, Inc., „Data Sheet AD7767 (Rev. C),“ 2010.
- [21] W. Kester, „MT-001: Taking the Mystery out of the Infamous Formula, "SNR = 6.02N + 1.76dB," and Why You Should Care,“ Analog Devices, Inc..
- [22] A. V. Oppenheim, Discrete-time signal processing, 2. Hrsg., Prentice-Hall, Inc., 1999.
- [23] W. Kester, „Fast Fourier Transforms,“ in *Mixed-Signal and DSP Design Techniques*, Analog Devices, Inc., 2000, pp. 5.21-5.22.
- [24] J. W. Cooley und J. W. Tukey, „An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series,“ *Mathematics of Computation*, 1965.
- [25] W. Kester, „Digital Filters,“ in *Mixed-Signal and DSP Design Techniques*, Analog Devices, Inc., 2000, p. 6.31.
- [26] Texas Instruments, „Data Sheet ADS1259,“ 2010.
- [27] Linear Technology Corp., „Data Sheet LTC6268/LTC6269,“ 2014.
- [28] S. Pithadia und S. More, „Grounding in mixed-signal systems demystified, Part 1,“ *Analog Applications Journal*, 1Q 2013.

- [29] W. Kester, „Hardware Design Techniques,“ in *Mixed-Signal and DSP Design Techniques*, Analog Devices, Inc., 2000, p. 10.21.
- [30] Arm Ltd., „CMSIS DSP Software Library,“ 22. Februar 2018. [Online]. Available: <http://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/index.html>. [Zugriff am 4. Mai 2018].
- [31] Arm Ltd., „Real FFT Functions, arm_rfft_q31,“ [Online]. Available: http://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/group___RealFFT.html#gabaab5646aeea9844e6d42ca8c73fe3a.
- [32] P. Rako, „What’s All This LM334 Stuff, Anyhow?,“ 10. November 2017. [Online]. Available: <http://www.electronicdesign.com/analog/what-s-all-lm334-stuff-anyhow>. [Zugriff am 24. März 2018].
- [33] Umweltbundesamt, „Feinstaub (PM_{2,5}),“ [Online]. Available: <http://www.umweltbundesamt.at/umweltsituation/luft/luftschadstoffe/staub/pm25/>. [Zugriff am 8 Jänner 2018].
- [34] University of Manchester, Centre for Atmospheric Science, „Condensation Particle Counters (CPC),“ [Online]. Available: <http://www.cas.manchester.ac.uk/restools/instruments/aerosol/cpc/>. [Zugriff am 2 Februar 2018].
- [35] Texas Instruments Inc., „Data sheet LMC6001,“ 2015.
- [36] M. T. Heideman, D. H. Johnson und C. S. Burrus, „Gauss [sic] and the History of the Fast Fourier Transform,“ *IEEE ASSP Magazine*, pp. 14-21, Oktober 1984.

Anhang: Layouts

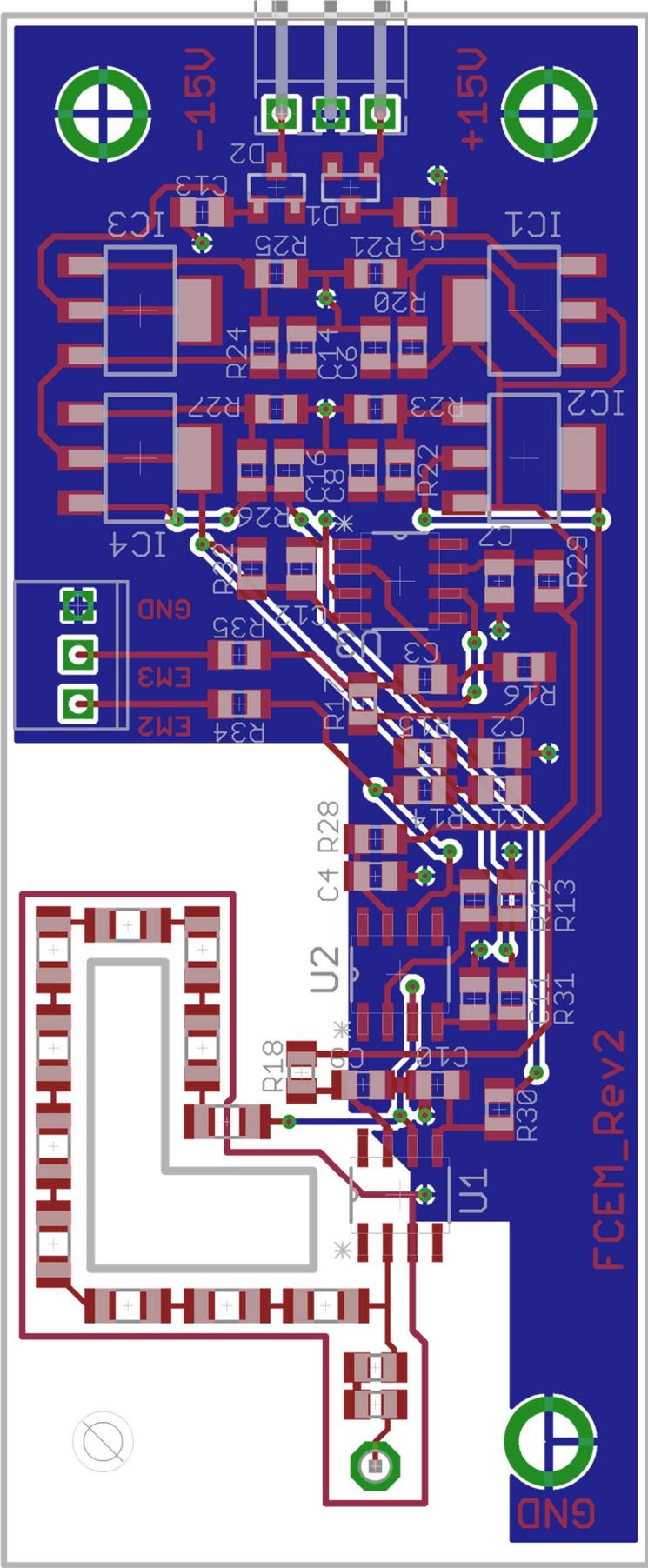


Abbildung 6.1: Layout der Messverstärker-Platine Version 2

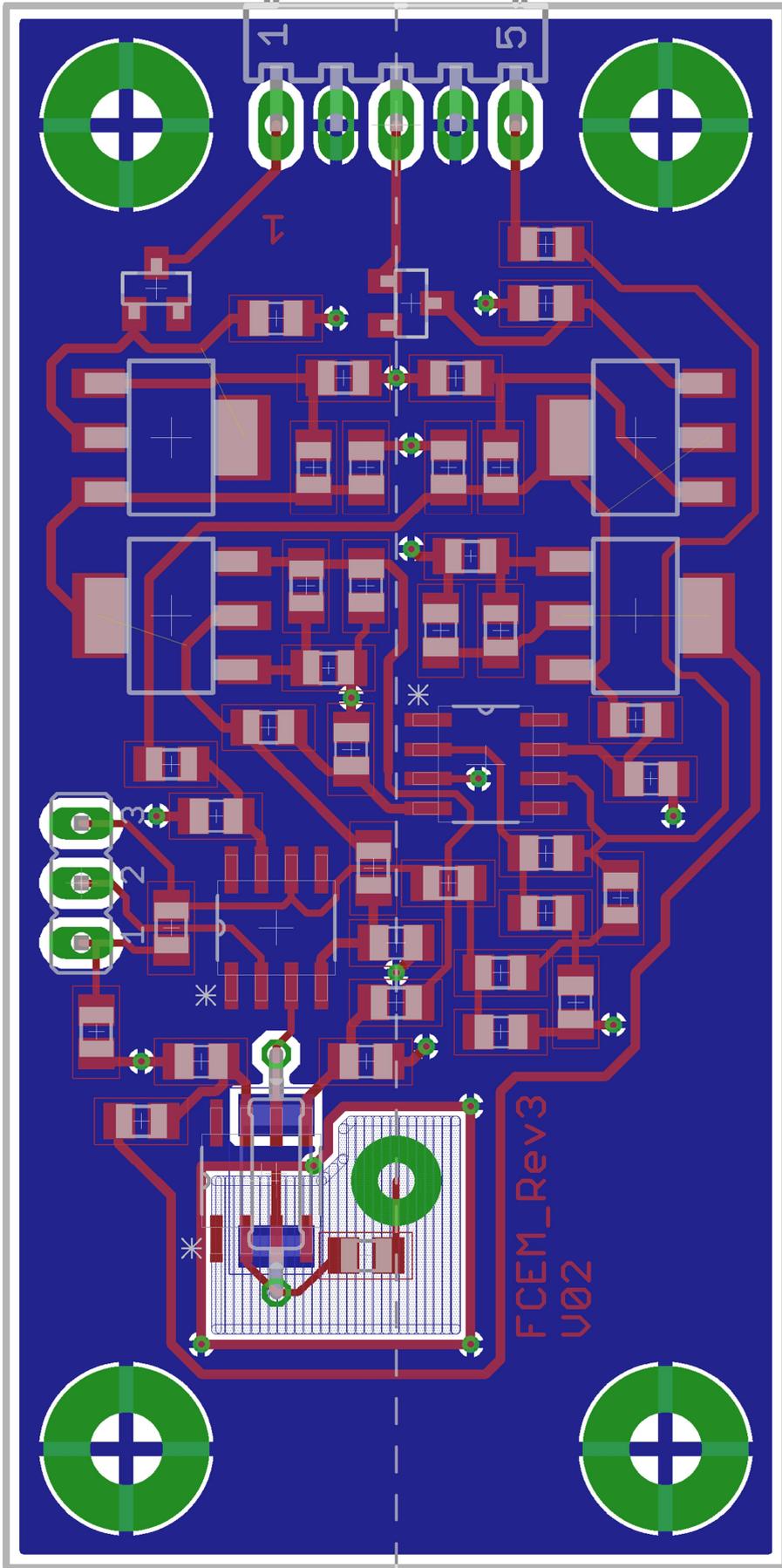


Abbildung 6.2: Layout der Verstärkerplatine Version 3

