

LEIBNIZ UNIVERSITÄT HANNOVER

~~FACHPRAKTIKUM~~ DES STUDIENGANGES
M.SC. ENERGIETECHNIK

~~Implementation einer
Arc-Detection der ECRH
am Wendelstein W7-x
Fusionsexperiment~~

~~Praktikumsbericht~~

David Bailey
Matrikelnummer: 10011830

Eigenständigkeitserklärung

David Bailey
Königsstr. 31
30175 Hannover

Matrikelnummer: 10011830
Studienrichtung: M.Sc. Energietechnik

*Abgleich mit Info vom Lehrstuhl
→ (auf der Seite der Uni längerer Text)*

Ich erkläre hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig angefertigt und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel verwendet habe.

Hannover, den 17. Juli 2024

Can
we add
a no-
LLM
clause?

FILL THIS OUT

Was soll hier sein ?

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis		v
1 Einleitung		1
2 Grundlagen		3
2.1 Grundlagen des IMS		3
2.1.1 Anwendungsgebiete eines IMS		3
2.1.2 Funktionsweise eines IMS		4
2.2 Grundlegende Parasitäreffekte		5
2.3 Grundlagen des Operationsverstärkers		8
2.4 Aufbau eines Transimpedanzverstärkers		10
3 Entwicklung des Transimpedanzverstärkers		12
3.1 Zielparameter		12
3.2 Analyse der Parasitäreffekte		13
3.2.1 Effekte der passive Bauelemente		13
3.2.2 Effekte des OpAmp		23
3.3 Schaltungsdesign		30
3.3.1 TIA		30
3.3.2 Unterstützende Schaltungen		33
3.3.3 Auslegung des PCB		37
4 Vermessung		39
4.1 Messergebnisse		39
4.1.1 Linearität		39
4.1.2 Bandbreite		40
4.1.3 Rauschen		40
4.2 Diskussion der Messergebnisse		40
5 (Optional) Erstellung eines vollintegrierten TIV-Frontends		41
Literaturverzeichnis		42

Abgleich
1x Verwendung bes. Artikel (des)
2x " " Unbes. ↓ (eines)

überwinn Diskussion
↳ Bewertung? der gängige Begriff ist dann o.k.

Todo list

Can we add a no-LLM clause?	c
FILL THIS OUT	e
Disable ToDoList for the work	iii
Move	vi
Rework this *after* completing other chapters	1
Add concentration here	1
Did this happen?	2
Figure: IMS SPECTRUM HERE	5
Find a citation for this	6
Insert citation	7
Spelling OK?	9
Add OpAmp noise graph	9
Should we add integrating TIA as well?	10
Insert ref here	12
Describe IMS	12
verify this	12
Insert peak amplitude	12
Figure: Include figure for an example IMS peak shape	12
insert ADC name	13
verify	13
Cite or explain this	13

Quote Maxwell? 16

Rewrite this more understandably 16

Find a citation for this. 18

Figure: Insert graphs of varying parasitics here! 25

Find a citation for this? 26

Place cascaded ADA results here 27

Figure: Include OpAmp VIn-noise schematic here! 28

Redo the CIn simulation with more realistic feedback resistor. 28

Do we need to cite the Datasheets? 30

How much of this should we write down here? 38

Figure: Add *good* picture of the PCB here :> 38

Add actual current source for linearity 39

Add multimeter device 39

Disable
ToDo-
List
for the
work

Abbildungsverzeichnis

2.1	Schematischer Aufbau einer IMS-Röhre nach [5, Seite 3, Abb. 1.2.b]	5
2.2	Spektrum einer beispielhaften IMS-Messung	5
2.3	Schematische Darstellung eines PCBs mit Anschlüssen zu Bauteilen (goldene Pads) und Leiterbahnen (dunkelgrün) mit verschiedenen Leckstrompfaden entlang der Oberfläche (schraffiert dargestellt). Leckströme fließen überwiegend zwischen freigelegten Kupferflächen, können zudem auch durch Oberflächenladungen in einem Isolator wie dem PCB-Lötstopplack entstehen.	6
2.4	Schematische Darstellung einer Schnittfläche eines PCBs mit Leitungen und einem Bauteil, mit einigen parasitären Kapazitäten eingezeichnet. Diese Kapazitäten entstehen sowohl zwischen zwei Leitungen, Leitungen und Erdflächen, sowie den Anschlüssen eines Bauteiles.	6
2.5	Impedanzverläufe verschiedener Widerstandswerte bei gleicher parasitärer Kapazität $C_p = 30\text{fF}$	7
2.6	Schematische Darstellung eines realen Widerstandes nach [2]	7
2.7	Schematisches Symbol eines idealen OpAmps	8
2.8	Beispielhafte Verstärkerschaltung mit einem OpAmp	8
2.9	Darstellung des Einflusses des GBWP auf die Übertragungsfunktion einer OpAmp Schaltung. Bei zu geringem GBWP ist die Bandbreite limitiert. Zudem entsteht eine Instabilität, welche den Schaltkreis zum oszillieren bringen kann.	9
2.10	Schematische Darstellung der Rauschquellen eines OpAmp nach [7]	10
2.11	Grundlegender Schaltkreis eines Transimpedanzverstärkers.	10
3.1	Messung eines beispielhaften Ionen-Peaks	12
3.2	CST-Widerstandsmodelle	14
3.3	Aufbau der Simulation der parasitären Rückkoppelkapazitäten	15
3.4	Die Potentialfelder der elektrostatischen Simulation der Widerstände, verschiedene Ansichten	17
3.5	Die D-Feldstärken der elektrostatischen Simulation in verschiedenen Ansichten.	17
3.6	D-Feld Integrationsflächen	18
3.7	Schnittbild durch das Simulationsmodell mit eingebauten Abschirmungselektroden	19
3.8	Schematische Darstellung der Kapazitäten, welche einer der Widerstandskontakte sieht.	19
3.9	Schnittbild des D-Feldes durch das Simulationsmodell mit eingebauten Abschirmungselektroden	20
3.10	Aufbau der Simulation zur Analyse des Effektes der parasitären Kapazitäten auf eine Widerstands-Serienschaltung	21

neu
Titel
nennen

Legende und
Funktion
=> auf S. 6.
erklären

-> Erklärung
an Abb.

-> Erklärung
an Abb.

Formulierung
ändern

	<i>Punkt raus</i> ↓	
3.11	Ergebnisse der Simulation des Einflusses der parasitären Erdkapazität.	22
3.12	Aufbau der Simulation zur Analyse des Effektes der Schirmungskapazitäten auf eine Widerstands-Serienschaltung	22
3.13	Ergebnisse der Simulation zur Analyse der Auswirkungen der Abschirmkapazitäten.	23
3.14	LTSpice-Schaltkreis zur Simulation der OpAmp-Transferfunktion	24
3.15	Ergebnisse der Simulation des OpAmp GBWP	24
3.16	Ergebnisse der Simulation der OpAmp-Schaltung mit variierten parasitären Bauteilen.	25
3.17	Beispielhafte Schaltungen zur Erhöhung des OpAmp GBWP.	27
3.18	Schaltkreis der LTSpice-Simulation zur Bestimmung OpAmp-Rauschens.	28
3.19	Rauschen in Abhängigkeit von R_f	29
3.20	Rauschen in Abhängigkeit von C_{in}	29
3.21	Schematischer Schaltkreis des TIAs	31
3.22	Platinendesign der TIA-Schaltung	32
3.23	Aufbau der Schirmelektroden des Rückkoppelpfades	33
3.24	Schaltkreis der berechneten Filter-Stufe nach [1]	34
3.25	Bandbreite der berechneten Filter-Stufe nach [1]	35
3.26	Schaltkreis des Ausgangstreibers	35
3.27	Schaltkreis des DCDC-Wandlers der Stromversorgung	36
3.28	Schaltkreis des Linearreglers der TIA-Versorgung	37
3.29	3D-Modell des gesamten TIA-Schaltkreises.	37
3.30	Bild des fertig gestellten TIA-PCBs	38
4.1	Messergebnisse der Linearitätsmessung.	40

Move

Formelverzeichnis?

→ Muss so etwas auch angeführt werden,
da die Formeln nummeriert sind?

Ich weiß es nicht?

Kontext aufzeigen und mit (aktueller) Literatur belegen (damit nicht Pauschal aussagen)

1 Einleitung

Rework this *after* completing other chapters

Quelle z.B. eine Ausgabe von

"International Journal for Ion Mobility Spectrometry"

Die Analyse von Gasgemischen findet in vielen Bereichen der Industrie- und Medizintechnik Anwendung. Mitunter geht es um medizinisch wichtige Daten wie die Überwachung des Metabolismus eines Patienten, oder um sicherheitsrelevante Messungen wie die Überprüfung einer Stoffprobe auf explosive Stoffe. Von Vorteil sind hierbei sowohl schnelle als auch sensitive Messungen, um zuverlässig auf gegebene Zustandsänderungen reagieren zu können.

Eine der Methoden dieser Analyse bietet die Ionenmobilitätsspektrometrie (im Folgenden hier IMS) an. Die IMS nutzt die variablen Ionisierbarkeiten und Mobilitäten von Molekülen in einem Gas aus um diese zu trennen und zu vermessen. Durch diese Funktionsweise können Messungen innerhalb weniger Minuten bis Sekunden durchgeführt werden, wobei Stoffkonzentrationen von

Add concentration here

festgestellt werden können.

Ein zentraler Bestandteil des Aufbaus eines IMS ist ~~und~~ der Transimpedanzverstärker (im Folgenden ~~hier~~ TIV). Dieses Element befasst sich mit der Umwandlung der zu messenden Ionen in ein Spannungssignal, welche von der Ausleselektronik verarbeitet werden können. Somit bestimmt die Qualität und Sensitivität des TIV maßgeblich die Datenerfassung des IMS insgesamt. Von Relevanz sind hier verschiedene Parameter wie z.B. Bandbreite, Rauschverhalten und Verstärkung, welche auf den jeweiligen Anwendungsbereich des IMS angepasst werden müssen.

In dieser Arbeit wird die Auslegung und Erstellung eines kompakten, sensitiven TIVs dargestellt, welcher auf die IMS-Geräte des Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik (GEM) an der Leibniz Universität Hannover angepasst ist. Der TIV wird auf zwei verschiedene IMS-Systeme mit unterschiedlichen Anforderungen angepasst.

In Kapitel 2 wird die Funktionsweise eines IMS (nähergehend) erklärt. Hierbei werden die jeweiligen Größen- und Zeitskalen, für die der TIV ausgelegt werden soll, erläutert, und die Aufgabe des TIV im Bezug auf das Gesamtsystem wird genauer erklärt. Zudem werden notwendige Grundlagen vermittelt.

In Kapitel 3 wird ein Modell des TIVs erstellt. Zuerst werden die Zielparаметer beschrieben, welche vom TIV gewünscht sind. Neben der Erläuterung der Funktionsweise eines TIVs werden die verschiedenen parasitären Effekte genauer charakterisiert, welche die Schaltung beeinträchtigen, und es wird auf Möglichkeiten eingegangen um diesen Effekten entgegen zu wirken. Hiernach wird eine reale Schaltung ausgelegt und mithilfe von Simulationen

Ranschließend

z.B. Quelle Frauenhofer Zentrum 2024

ein Signal? werden schnell oder sind es Signale? → können

oder bezieht es sich auf Ionen, die dann kommen
→ Qualität sicherstellen

Annotation → deutliche die Bedeutung des TIV als Problem herausstellen und die Arbeit als Lösungsansatz darstellen → Qualität sicherstellen

charakterisiert.

In Kapitel 4 wird ein Prototyp der TIV-Schaltung erbaut und vermessen. Es werden hierbei vergleiche mit den erstellten Simulationen gezogen, und es wird auf Diskrepanzen zu diesen eingegangen. Abschließend werden Messungen an einem realen IMS-System ausgeführt, um die Funktionstüchtigkeit des erbauten TIV zu bestätigen. ✓

Kapitel 5 befasst sich mit der Erstellung einer vollintegrierten Schaltung auf Basis des erstellten TIV, welcher die gesamte Analogkette der IMS-Messung beinhaltet.

Abschließend beschreibt Kapitel 6 einen Ausblick auf zukünftige Anwendungsgebiete des erstellten TIV, und fasst die erstellten Messungen zusammen.

(TIVs?)

→ Reihenfolge in Kap 6
werden nicht erst die Messungen
zusammengefasst und
abschließend ein Ausblick
gegeben?

Did this happen?

2 Grundlagen

Dieses Kapitel ^{stellt} ~~wird~~ grundlegende technische Details für diese Arbeit dar ^{stellen}, um auf diesen später auf zu bauen. ^{Es wird hierbei} Die Funktionsweise eines IMS ^{wird} genauer beschrieben, und die Rolle des TIVs in diesem System charakterisiert. Ebenfalls werden Eigenschaften relevanter elektrischer Bauteile beschrieben. ^(evtl. dargestellt) ^{wird} ^{ham raus} ^{detailliert}

2.1 Grundlagen des IMS

Im Folgenden ^{werden} ^{die} (Ionenmobilitätsspektrometrie) ^{deren} Funktionsweise und Relevanz ^{der} genauer beschrieben. ^{Es wird} ^{der} Nutzen der Technologie ^{dargestellt}, und die Position des TIVs innerhalb eines IMS charakterisiert, um die Relevanz eines qualitativen Verstärkers dar-
stellen zu können, sowie um später die Betriebsparameter dessen festlegen zu können.

2.1.1 Anwendungsgebiete eines IMS

Im Folgenden soll auf die Relevanz und den Anwendungsbereich der Ionenspektrometrie eingegangen werden, um dar ^{zu} ^{legen}, dass die Technologie breite praktische Anwendungen findet. Ein IMS bietet im Vergleich zu anderen Gasanalyseverfahren wie z.B. einem Massenspektrometer folgende Vorteile [5]:

- **Kostengünstig:** Ein IMS kann mitunter für wenige hundert Euro aufgebaut werden [8], wodurch ^{sie} ^{leichter} in größeren Mengen aufgebaut werden können. ^{Leerreichen vor []?}
- **Simpler, kompakter Aufbau:** Ein IMS kann unter atmosphärischem Druck betrieben werden, und braucht somit kein Vakuum-Equipment. Hierdurch sind die Systeme wesentlich transportabler als z.B. Massenspektrometer.
- **Schnelle Messungen:** Messungen mit einem IMS können bis hinunter auf wenige Sekunden dauern. Hierdurch lassen sich schnell wichtige Messwerte erfassen.
- **Hohe Sensitivität:** Ein IMS kann Stoffkonzentrationen im unteren ppb messen, wodurch auch kleinste Mengen eines Stoffes sicher bestimmt werden können.

Hierdurch gibt es viele Anwendungsgebiete für ein IMS, mitunter in der Sicherheitstechnik zur Detektion von explosiven Stoffen [5, Seite 269], Drogen [5, 301], zur Analyse von Umgebungsproben [5, Seite 349] und zur medizinischen Untersuchung und Überwachung

*bitte einheitlich vorgehen
z.B. [x, Seite...]*

*Doppel-
punkt*

von Patienten [5, Seite 366].

Ein IMS ist somit äußerst relevant für eine breite Menge an Arbeitsfeldern, und eine Weiterentwicklung der Technologie kann ebenso breit gefächerte Vorteile haben.

2.1.2 Funktionsweise eines IMS

Das Buch "Ion Mobility Spectrometry" beschreibt die Ionenmobilitätsspektrometrie folgend [5, Seite 1]: *wird wie beschrieben*

"Der Term Ionen Mobilitäts Spektrometrie (IMS) beschreibt die Prinzipien, Methoden und Instrumente zur Charakterisierung von Substanzen anhand der Geschwindigkeit von Gruppen (definiert als Gruppen von gasförmigen Ionen) entnommen von einer Substanz, in einem elektrischen Feld und einem Trägergas."

Prüfen: Titel des Buches engl. aber Zitat auf Deutsch?

Ein IMS-System analysiert somit Gase, in dem eine Gasprobe ionisiert wird und mithilfe eines Trägergases und eines elektrischen Feldes in diskrete Gruppen aufgespalten wird. Der Ablauf dieses Vorganges ist grundsätzlich wie folgt [5, Seite 4]:

1. Ein Probegas wird mit einer prozessspezifischen Ionenquelle ionisiert.
2. Ein diskretes Paket dieses ionisierten Gases wird in eine Drift-Region injiziert, welche mit einem inerten Trägergas gefüllt ist und über welche eine Spannung anliegt.
3. Die angelegte Spannung beschleunigt die ionisierten Moleküle des Gaspaketes. Hierbei wird das Probegas in seine Bestandteile aufgespalten, da verschiedene Moleküle durch unterschiedliches Gewicht oder Ladung sich verschieden schnell durch die Drift-Region bewegen.
4. Die nun zeitlich aufgespaltenen Ionen-Pakete werden durch einen Detektor aufgefangen. Typischerweise ist dies eine Faraday-Platte. Hierdurch entsteht ein Stromfluss proportional zur Menge der Ionen.
5. Ein Verstärker wandelt diese Ströme in messbare Spannungen um, welche von der Sensorelektronik aufgenommen und verarbeitet werden.

Ein typischer Aufbau eines IMS ist in Abbildung 2.1 dargestellt.

nach Möglichkeit Abb. 2.1. hier
Das Messergebnis eines IMS-Laufes wird als Spektrum bezeichnet, und wird meist als Strom über die Zeit dargestellt. In dieser Darstellung sind die verschiedenen Ionenpakete als Spitzen des Graphen zu erkennen. Abbildung 2.2 stellt beispielhaft ein solches Spektrum dar.

Aufgabe eines TIV im IMS

Wie in Kapitel 2.1.2 beschrieben, beruht ein IMS auf der Messung der diskreten Ionenpakete, deren zeitlicher Versatz und Größe. Um die kleinen Ströme der Ione im Bereich von

Abb. 2.2 ←

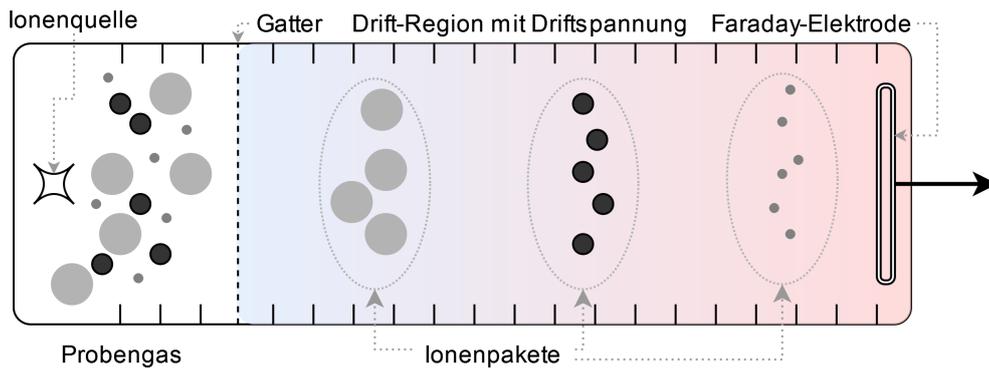


Abbildung 2.1: Schematischer Aufbau einer IMS-Röhre nach [5, Seite 3, Abb. 1.2.b]



Abbildung 2.2: Spektrum einer beispielhaften IMS-Messung

100 pA bis 10 nA messen zu können, ist ein Verstärker notwendig. Dieser Verstärker wird als sog. Transimpedanzverstärker bezeichnet, da er als Eingangsgröße einen Strom hat, und eine Spannung als Ausgang gibt. Die Verstärkung wird somit in Ohm angegeben. Der TIV stellt hiermit ein zentrales Bauteil eines IMS dar, dessen Parameter maßgeblich die Qualität der Messungen beeinflusst.

Folgende Aufgaben werden an den TIV eines IMS gestellt:

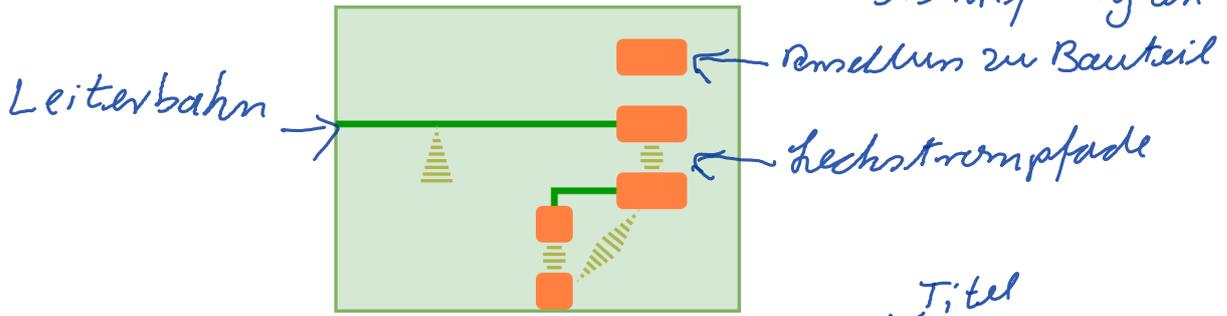
- Möglichst Stör- und Leckfreier Messeingang *klein (Adjektive)*
- Verstärkung von Strömen in der Größenordnung von 1 nA
- Bereitstellung einer messbaren Spannung im Bereich von 1 V
- Genügend Bandbreite zur korrekten Abbildung der Spitzen der Ionenpakete

2.2 Grundlegende Parasitäreffekte

In diesem Kapitel wird auf die parasitären Effekte weiterer Bauteile eingegangen, die im folgenden relevant sind und bei der Auslegung der Schaltung beachtet werden müssen.

zu diesen zählen Leckströme, parasitäre Kapazitäten und das therm. Rauschen

dann erst Text zu Leckströmen und Abb 2.3 darunter (die Abb mehr einbinden)



Legende? Beschreibung an Abb.

Abbildung 2.3: Schematische Darstellung eines PCBs mit Anschlüssen zu Bauteilen (goldene Pads) und Leiterbahnen (dunkelgrün) mit verschiedenen Leckstrompfaden entlang der Oberfläche (schraffiert dargestellt). Leckströme fließen überwiegend zwischen freigelegten Kupferflächen, können zudem auch durch Oberflächenladungen in einem Isolator wie dem PCB-Lötstopplack entstehen.

↓ Titel

Legende

Quelle? eigene Darstellung

Text/Abb mehr verbinden → Kontext schaffen

Leckströme: Diese treten bei fast allen Schaltungsaufbauten auf. Sie entstehen durch die hohen aber endlichen Oberflächenwiderstände des PCB-Materials sowie durch durch Verunreinigungen. Diese erlauben es kleinen Leckströmen zwischen Zweigen der Schaltung zu fließen, und können bei Zweigen mit hoher Impedanz störend wirken. (Abb. 2.3)

Find a citation for this

Parasitäre Kapazitäten: Diese entstehen ebenfalls durch den physikalischen Aufbau der Schaltung. Die Nähe von Leitungen oder Kontakten zueinander, oder zu einer Kupferebene wie z.B. der Erdungsebene, erstellt eine leichte kapazitive Kopplung hierzwischen. Dieser Effekt verursacht Kapazitäten von 10fF bis hin zu einigen pF. Abbildung 2.4 zeigt einige dieser Kapazitäten auf.

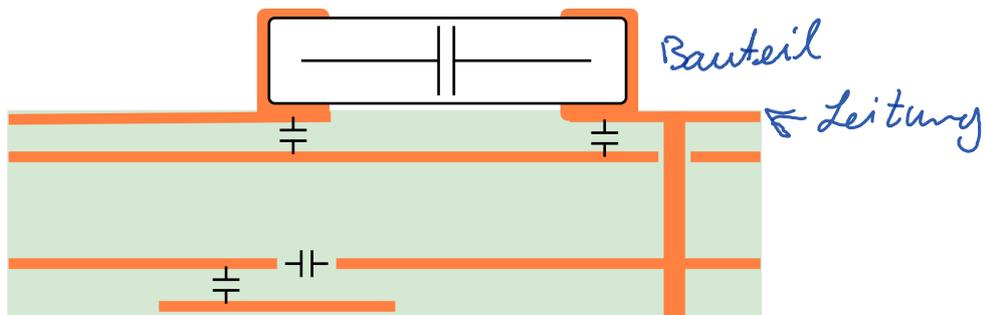


Abbildung 2.4: Schematische Darstellung einer Schnittfläche eines PCBs mit Leitungen und einem Bauteil, mit einigen parasitären Kapazitäten eingezeichnet. Diese Kapazitäten entstehen sowohl zwischen zwei Leitungen, Leitungen und Erdfächen, sowie den Anschlüssen eines Bauteiles.

↓ Titel

Quelle? eigene Darstellung

Erklärung nicht im Titel der Abb.

Symbol +/- einfügen?

Wichtig ist dieser Effekt in Kombination mit hochohmigen Eingängen und Widerständen. So wird z.B. die Impedanz eines 100MΩ Widerstandes bereits ab wenigen zehn Kilohertz maßgeblich durch die eigene parasitäre Kapazität beeinflusst. Diese liegt bei der Standardbaugröße "1206" im Bereich von ca. 30fF, und bildet einen RC-Pass-Filter mit einer Eckfrequenz von 53,05kHz. Abbildung 2.5 zeigt beispielhaft die Verläufe verschiedener Widerstandsimpedanzen über die Frequenz, und wie diese durch die parasitäre Kapazität einbrechen.

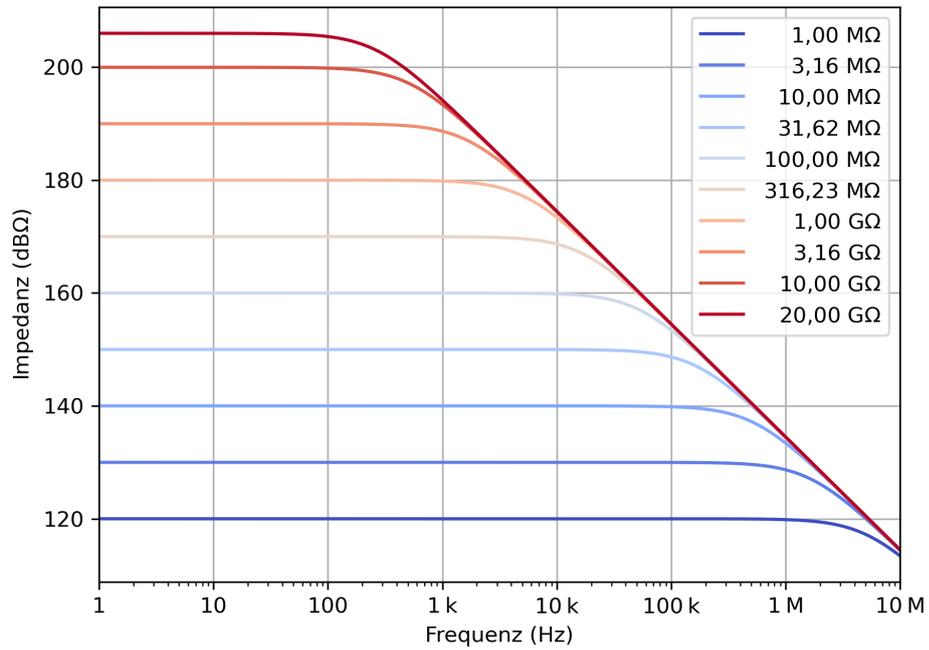


Abbildung 2.5: Impedanzverläufe verschiedener Widerstandswerte bei gleicher parasitärer Kapazität $C_p = 30 \text{ fF}$

*Quelle? eigene Darstellung?
Messung/Simulation von xx.xx.2024*

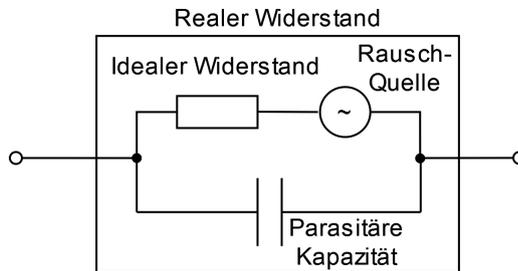


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung eines realen Widerstandes nach [2]

Thermisches Rauschen: Dieses Rauschen, genannt Johnson-Nyquist-Rauschen, betrifft resistive Komponenten. Es wird verursacht durch die thermische Bewegung von Ladungsträgern, und bildet ein weißes Rauschen aus. Das Rauschen lässt sich über die folgende Formel berechnen:

$$V_{n,rms} = \sqrt{4k_B T R \Delta f} \quad (2.1)$$

Hierbei ist $V_{n,rms}$ der RMS-Wert des Rauschens, k_B die Boltzmann-Konstante, T die Temperatur, R der Widerstand des betrachteten Bauteils und Δf die Bandbreite, über welche gemessen wird. Abbildung 2.6 zeigt den schematischen Aufbau eines rauschenden Widerstandes.

Insert citation

Evt Σ 2.2. → Diese aufgereizigten parasitären Kapazitäten sollten im Idealfall reduziert werden.

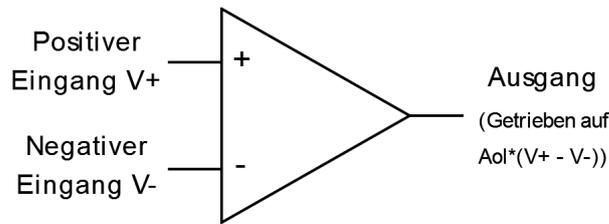


Abbildung 2.7: Schematisches Symbol eines idealen OpAmps

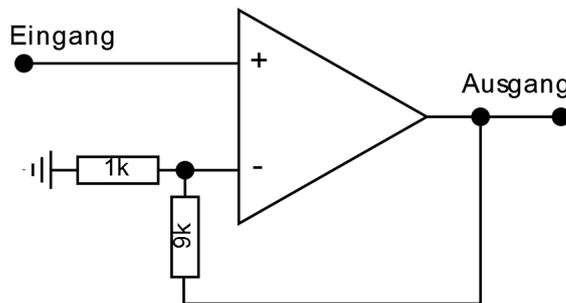


Abbildung 2.8: Beispielhafte Verstärkerschaltung mit einem OpAmp

2.3 Grundlagen des Operationsverstärkers

Im Folgenden werden die Grundlagen eines Operationsverstärkers (auch genannt OpAmp) dargelegt. Hierbei wird nicht auf den exakten internen Aufbau eingegangen, sondern das relevante Verhalten sowie einige Parasitäreffekte beschrieben.

Ein klassischer Operationsverstärker ist ein elektronisches Bauteil, welches vielseitige Anwendungen in einer Schaltung findet. Er kann als verstärkendes oder filterndes Bauteil aufgebaut werden, sowie differenzierend oder integrierend wirken. Die grundlegende Operation eines OpAmps ist bei jeder Verschaltung jedoch äquivalent:

Er besitzt zwei Eingänge, positiv und negativ, und einen Ausgang (siehe Abbildung 2.7). Dieser Ausgang wird entsprechend der Formel $V_{out} = A_{ol} * (V_+ - V_-)$ getrieben, wobei A_{ol} der sog. Open-Loop-Gain, also die offene Verstärkung, ist. Für einen idealen OpAmp kann dieser Wert als quasi unendlich angenommen werden. Mithilfe eines Rückkopplpfades wird das Ausgangssignal meist an den negativen Eingang zurück geführt. Der OpAmp wird somit den Ausgang so treiben, dass es keine Differenzspannung zwischen den Eingangssignalen gibt. Mit korrekter Auswahl der Rückkopplung können quasi-beliebige Transferfunktionen eingestellt werden. Abbildung 2.8 zeigt einen simplen Verstärker-Schaltkreis, welcher das Eingangssignal um den Faktor 10 skaliert.

Ein realer OpAmp kann für viele Anwendungen als nahezu ideal angesehen werden. Da in dieser Arbeit jedoch mit hohen Verstärkungen und kleinen Strömen gearbeitet wird, müssen die parasitären Effekte des OpAmps mit beachtet werden. Diese sind wie folgt:

- Eingangs-Leckströme: Die Eingänge eines realen OpAmp können kleine Ströme führen. Je nach Verstärker befinden sich diese im Bereich von $1 \mu A$ bis hin zu $1 fA$. Diese Leckströme können die Spannungen an den Eingängen, und somit das Messergebnis, beeinflussen [4].

Doppel-
punkt?
Leereichen
prüfen: andere Quellenangaben geben auch Seitenzahl (z.B. S. 4/ erste Zeile [5, Seite 1])

Abb. gehören in das nächste Unterkapitel 2.3

(Quelle? eigene Darstellung?)

(Quelle? eigene Darstellung?)

es werden

- **Parasitäre Kapazitäten:** Ein OpAmp hat, bedingt durch die physikalische Auslegung des Bauteils, verschiedene ungewollte Kapazitäten sowohl gegen Masse, als auch zwischen den Kanälen selbst. Diese können die Transferfunktion beeinflussen [6]. *prüfen S.?*
- **Endliche Geschwindigkeit.** Ein realer OpAmp kann auf Signaländerungen nur in endlicher Zeit reagieren. Hierdurch ergibt sich eine Grenze der Bandbreite in Relation zur Verstärkung. Dies wird als Verstärkungs-Bandbreitenprodukt charakterisiert [3]. Im Folgenden wird dies als GBWP aus dem Englischen "Gain-Bandwidth-Product" bezeichnet. Dies kann ebenfalls die Transferfunktion beeinflussen, (siehe Abbildung 2.9.) Das GBWP gibt an, bei welcher Frequenz der OpAmp eine Verstärkung von 1 aufweist. Die effektive Bandbreite eines OpAmp kann somit durch Dividieren des GBWP mit der Verstärkung berechnet werden.
- **Rauschen:** Ein realer OpAmp hat verschiedene Rauschquellen, welche in das Messsignal übergehen können. Dies sind Eingangsbezogenes Strom- und Spannungsrauschen [7] und sind in Abbildung 2.10 dargestellt. Auf die genauen Quellen dieses Rauschens soll hier nicht weiter eingegangen werden, da diese durch die internen Schaltungen des OpAmp entstehen.
Das Spannungsrauschen ist hierbei im unteren Frequenzbereich proportional zu $1/\omega$ und flacht ab einer Eckfrequenz zu einem konstanten Wert ab, während das Stromrauschen konstant anfängt und im höheren Frequenzbereich proportional zu ω zu nimmt.

Spelling OK?

Add OpAmp noise graph

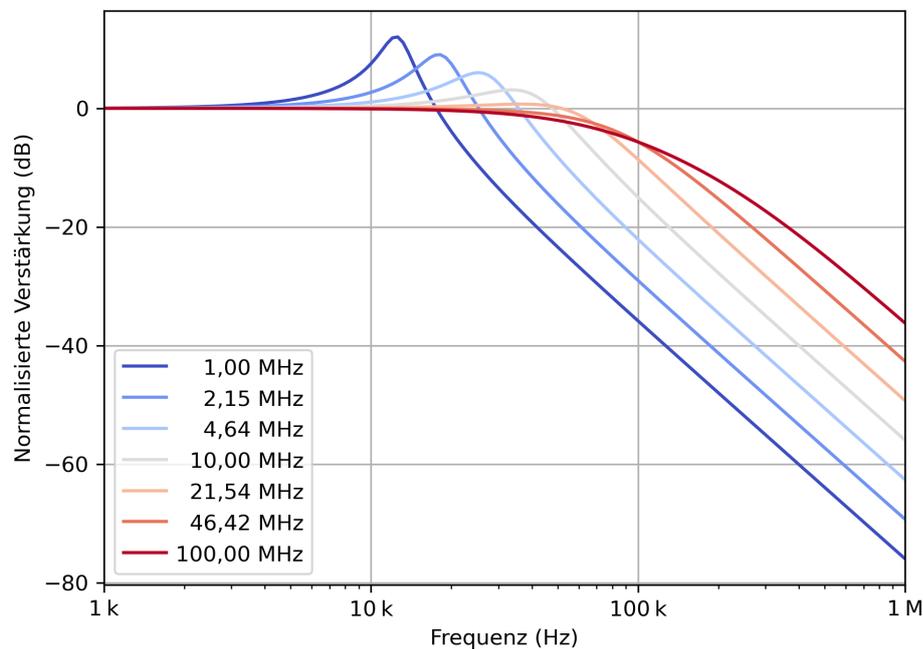


Abbildung 2.9: Darstellung des Einflusses des GBWP auf die Übertragungsfunktion einer OpAmp Schaltung. Bei zu geringem GBWP ist die Bandbreite limitiert. Zudem entsteht eine Instabilität, welche den Schaltkreis zum oszillieren bringen kann.

*Quelle? eigene Darstellung?
Messung/Simulation vom x.x.x. 2024*

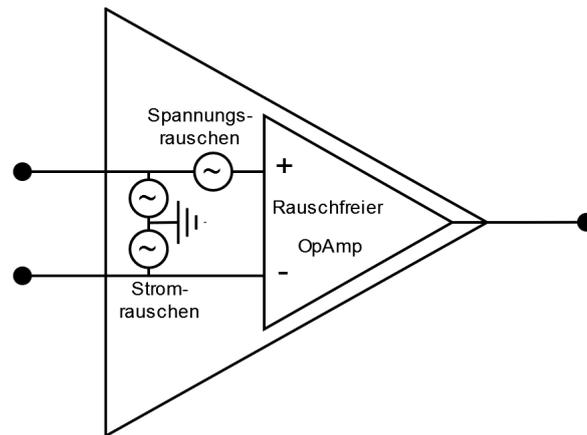


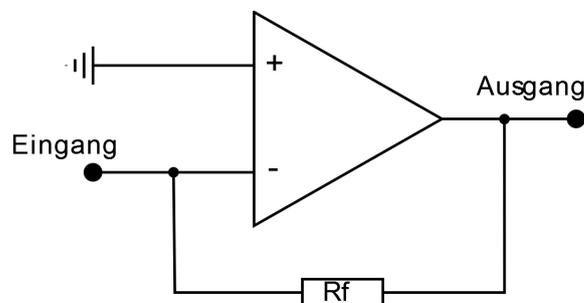
Abbildung 2.10: Schematische Darstellung der Rauschquellen eines OpAmp nach [7]

2.4 Aufbau eines Transimpedanzverstärkers

Should we add integrating TIA as well?

Im Folgenden wird auf den grundlegenden Aufbau und die Funktionalität eines TIVs eingegangen.

Ein TIV ist eine Variante einer OpAmp-Verschaltung, dessen Aufgabe es ist, einen Strom in eine Spannung umzuwandeln. Somit wird die Verstärkung der Schaltung in Ω angegeben. Die grundlegende Schaltung ist hierbei in 2.11 aufgeführt.



Quelle?

Abbildung 2.11: Grundlegender Schaltkreis eines Transimpedanzverstärkers.

Die Funktionsweise ist wie folgt:

- Der OpAmp steuert den Ausgang, um die Differenz der Eingangsspannungen zu minimieren. Da der positive Eingang fest auf 0V gelegt ist, wird der negative Eingang ebenfalls auf 0V gesteuert.
- Ein Eingangsstrom fließt in den Eingang des TIV. Durch den Strom kombiniert mit einer (parasitären) Eingangskapazität bildet sich eine Spannung aus.
- Durch die aufbauende differenzielle Spannung am Eingang steuert der OpAmp eine neue Ausgangsspannung an.

- Die Ausgangsspannung lässt über den Rückkoppelwiderstand R_f einen Strom fließen. Dieser Strom gleicht den Eingangsstrom so aus, dass die Spannung am negativen Eingang zurück auf 0V getrieben wird. Die Ausgangsspannung wird somit auf $R_f \cdot I_{in}$ getrieben.

Die Vor- und Nachteile dieser Schaltungsart sind wie folgt:

- + Leicht einstellbare Verstärkung. Der Rückkoppelwiderstand legt direkt die Verstärkung fest.
- + Sehr hohe Verstärkungen sind durch Auswahl eines hohen Widerstandes möglich.
- + Konstante Eingangsspannung. Der TIV-Eingang wird konstant auf 0V getrieben. Hierdurch werden Effekte von z.B. parasitären Kapazitäten am Eingang verringert. Zudem können Abschirmungen an 0V, d.h. Erde, angeschlossen werden.
- Parasitäre Effekte begrenzen oft die Bandbreite.
- Ein OpAmp mit sehr hohem GBWP ist notwendig, um stabil zu bleiben.
- Durch die hohe Verstärkung ist die Schaltung sehr rauschanfällig.

3 Entwicklung des Transimpedanzverstärkers

In diesem Kapitel wird auf die Auslegung eines spezifischen TIV-Schaltkreises eingegangen. Es werden die zu erreichenden Zielparameter des Verstärkers festgelegt und erläutert. Hiernach werden verschiedene Bauteile zur Auswahl gezogen, wobei die limitierenden parasitären Effekte dieser dargestellt werden. Eine Auswahl der Bauteile wird mit Hinsicht auf die Zielparameter des Designs durchgeführt.

3.1 Zielparameter

Wie in Abschnitt 2.1.2 dargestellt, ist die Aufgabe eines TIVs im IMS, die Stromflüsse der Ionenpakete auf eine messbare Spannung zu verstärken. Hierbei soll der TIV die Form eines solchen Paketes möglichst akkurat darstellen. Für das in dieser Arbeit ausgewählte IMS-Verfahren ist bereits die Größe der Ionen-Pakete bekannt. Somit können aus diesen Messwerten die Zielwerte des Verstärkers abgeleitet werden.

Insert
ref here

Für eine erste Auslegung wird das folgende IMS-System angestrebt:

Describe IMS

System
Dieses generiert Ionenpakete mit einer Gaußschen Verteilung mit einer Standardabweichung von circa $1,5\mu\text{s}$. Um diese Pakete abbilden zu können ist eine Bandbreite von mindestens 30kHz notwendig. Die größte Peak-Amplitude, die hierbei zu erwarten ist, ist circa $\pm 1\text{nA}$.
Somit reicht ein Eingangsbereich des TIV von $\pm 1\text{nA}$.

verify
this

Insert
peak
amplitude

Der Ausgang des TIV wird einen Analog-Digital-Wandler (im folgenden ADC) antreiben.

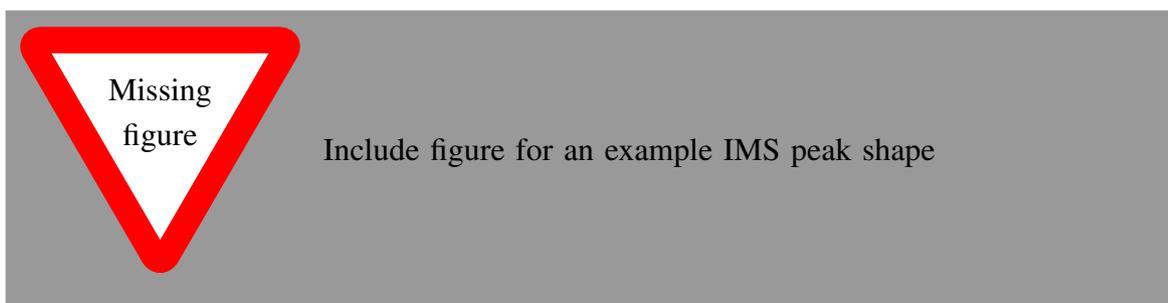


Abbildung 3.1: Messung eines beispielhaften Ionen-Peaks

(Messung von xx?)

Finden im Text keinen Hinweis auf Abb. 3.1

Diese Bauteile wandeln ein Spannungssignal in ein digitales Signal um, welches vom Rest des Systems ausgewertet werden kann. Der im Ziel-IMS ausgewählte ADC, der, hat einen Eingangsbereich von $\pm 2\text{V}$. Somit kann die Gesamtverstärkung des TIVs festgelegt werden als: $A_{\text{TIV}} = V_{\text{out}}/I_{\text{in}} = 2\text{V}/1\text{nA} = 2\text{G}\Omega$

Formulierung

insert
ADC
name

verify

3.2 Analyse der Parasitäreffekte

Im folgenden werden die bereits in Kapiteln 2.2 und 2.3 beschriebenen parasitären Effekte im Kontext des TIVs genauer untersucht. Die Auswirkungen der verschiedenen Effekte auf das Verhalten der Schaltung werden beschrieben, und Grenzwerte für bestimmte Parameter mithilfe der Zielparameter bestimmt. Ebenfalls werden Möglichkeiten zur Reduktion einiger Parasitäreffekte beschrieben.

3.2.1 Effekte der passive Bauelemente

In diesem Kapitel wird auf das Verhalten der passiven Bauteile eingegangen, und wie deren parasitäre Effekte den Schaltkreis beeinflussen. Dies bezieht sich überwiegend auf den Rückkoppelwiderstand und die parasitären Kapazitäten der Schaltung.

Thermisches Rauschen

Einfluss auf was?
auf Messergebnisse?

Wie bereits in Kapitel 2.2 beschrieben, besitzen resistive Bauteile ein thermisches Rauschen. In diesem Abschnitt wird der Einfluss des Rauschens untersucht.

In einem TIV-Schaltkreis gibt es ein Bauteil mit hohem Widerstand: Der Rückkoppelwiderstand. Somit wird vermutet, dass dieser Widerstand eine dominierende Quelle des thermischen Rauschens ist. Laut Gleichung 2.1 wächst die Amplitude des Spannungsrauschens mit der Wurzel des Widerstandswertes, wodurch eine erste Vermutung ist, dass ein kleinerer Widerstand besser wäre. Für einen TIV ist der Eingang jedoch ein strombasierter Eingang. Somit muss das Stromrauschen betrachtet werden. Dies lässt sich (berechnen) wie folgt: ✓

Cite or
explain
this

$$I_{\text{n,rms}} = \frac{V_{\text{n,rms}}}{R} \quad (3.1)$$

$$I_{\text{n,rms}} = \frac{\sqrt{4k_B T R \Delta f}}{R} \quad (3.2)$$

$$I_{\text{n,rms}} = \sqrt{\frac{4k_B T \Delta f}{R}} \quad (3.3)$$

Laut Gleichung 3.3 ist somit ein *größerer* Widerstand von Vorteil, um den Einfluss des thermischen Rauschens zu minimieren. Für das Design soll somit eine Maximierung des gesamten

Rückkoppelwiderstandes angestrebt werden.

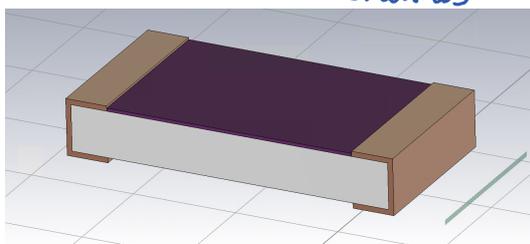
Parasitäre Rückkopplungskapazität

haben? (unvollständiger Satz)

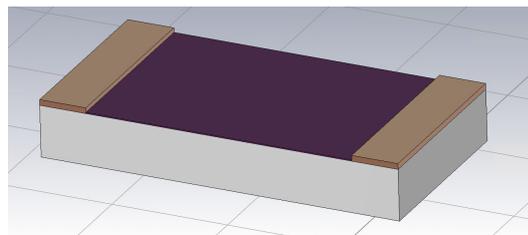
Der Rückkoppelwiderstand ist ein zentrales Bauteil des TIVs, welcher die Verstärkung des gesamten Schaltkreises festlegt. Alle Bauteile eine parasitäre Kapazität, wie in Kapitel 2.2 festgelegt wurde. Abbildung 2.5 in diesem Kapitel zeigt, dass diese Kapazität an hochohmigen Widerständen schon bei geringeren Frequenzen einen Einfluss auf die Bandbreite haben kann. Im Falle des Rückkoppelwiderstandes sorgt die Verringerung der Impedanz für eine Verringerung der Verstärkung des OpAmp, und somit für eine reduzierte Bandbreite des gesamten Verstärkers. Diese Einschränkung darf nicht unter die in Kapitel 3.1 festgelegte Zielbandbreite fallen.

erst. Verweis auf Seite 1
Es ist notwendig
 Nun soll genauer auf den Ursprung der Kapazität, den zu erwartenden Wert, sowie mögliche Mitigationen eingegangen werden. Um dies zu erreichen, wird eine Simulation in dem Programm “CST Studio Suite 2021” eingerichtet. Dieses Programm erlaubt die Simulation verschiedener elektrostatischer und dynamischer Modelle, um zum Beispiel die kapazitive Kopplung einer Schaltung untersuchen zu können.

Als erster Ansatz wird von einem Dickfilm-Widerstand im Gehäuseformat “1206” ausgegangen. Diese Größe bietet eine angemessene Auswahl von Widerstandswerten in der Größenordnung eines TIV-Rückkoppelwiderstandes an, und ist leicht erhältlich. Somit ist dies ein guter Kandidat für den im späteren Design verwendeten Widerstand. Diese Art von Widerstand besteht aus einem Keramik-Kern mit zwei metallisierten Anschlüssen an den Enden und einem Kohle-Film, welcher den eigentlichen elektrischen Widerstand bildet. Das in CST erstellte Modell dieser ist in Abbildung 3.2a dargestellt.



(a) Modell des 1206-Widerstandes



(b) Modell des 1206-Flipchip-Widerstandes

Abbildung 3.2: Die in CST Studio Suite 2021 erstellten Widerstandsmodelle. *Zu sehen ist die Keramik in weiß, die Metallkontakte in Braun, und der Kohlefilm in Dunkellila* *(eigene Darstellung.)*

Eine weitere mögliche Bauart eines Widerstandes ist die sog. Flipchip-Terminierung. Hierbei wird die Metallisierung nur auf einer Seite der Keramik, neben dem Widerstandsfilm, aufgebracht. Dies soll Streueffekte und Kapazitäten verringern. Das für diese Widerstandsart erstellte Modell ist in Abbildung 3.2b dargestellt.

Mithilfe dieser Modelle werden nun die kapazitiven Kopplungen bestimmt. Hierfür wird der “Electrostatic Solver” genutzt, welcher die elektrischen Felder im statischen Zustand, sowie die kapazitive Kopplung von Potentialflächen, berechnet. Die Widerstände werden hierbei auf einer Grundfläche aus FR4 platziert. Dies entspricht dem Platinenmaterial einer

reellen Platine, welches durch sein Dielektrikum auch Einfluss auf die Kapazitäten hat. Der Flipchip-Widerstand wird hierbei mit den Kontakten nach unten zeigend simuliert. Bei dem Standard-1206 Gehäuse werden zwei Anbringungsmöglichkeiten (Widerstandsbelag nach oben und nach unten) getestet.

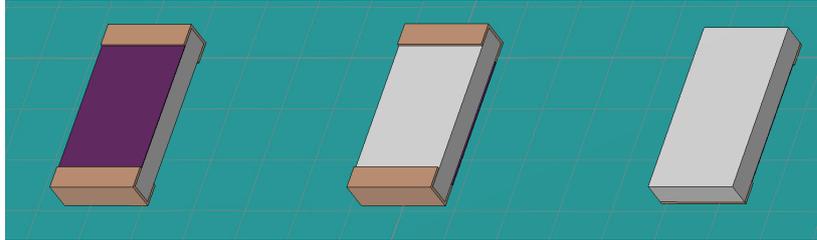


Abbildung 3.3: Aufbau der elektrostatischen Simulation der Widerstandskapazitäten. Aufgebaut sind der Flipchip-Widerstand (rechts), ein regulärer 1206-Format Widerstand mit dem Kohlefilm auf der Unterseite (mittig), und ein 1206-Widerstand in normaler Aufbauweise mit dem Film nach oben zeigend (links). Die Widerstände sind auf einem FR4-Substrat angebracht (türkis)

*die Felder sind zuvor nicht genannt.
Ist das allen bekannt?*

In der Simulation werden die metallisierten Enden der Widerstände auf unterschiedliche Potentiale gelegt, um das E-, D- und Potentialfeld berechnen zu können. Hierbei wird $\pm 0,5V$ gewählt, um ein Gesamtpotential von $1V$ aufzubauen, wobei die Auswahl der Potentialwerte auf die von CST berechnete Kapazität keinen Einfluss nimmt, und lediglich zur Visualisierung dient.

Tabelle 3.1: Ergebnisse der Kapazitätsberechnung

Typ	Parallelkapazität	Erdkapazität
1206, Film obig	46,81 fF	89,95 fF
1206, Film unten	46,93 fF	90,17 fF
Flipchip	40,84 fF	84,36 fF

Die Ergebnisse sind in Tabelle 3.1 dargestellt. Deutlich zu erkennen ist eine Verringerung der parasitären Kapazität bei der Flipchip-Technologie. Die Anbringung des Standard-1206 Widerstandes hat nur eine kleine Auswirkung auf die Kapazität, wobei die normale Anbringung (Film obig) etwas besser scheint. Zusätzlich wurde die Kapazität in das Vakuum bzw. Erde berechnet. Dies beeinflusst nicht direkt die Übertragungsfunktion des Widerstandes, trägt jedoch zu z.B. der Eingangskapazität bei. Zudem scheint es keine großen Unterschiede bei der Anbringung des 1206-Widerstandes zu geben, wofür im Folgenden nur noch die Standard-Anbringung betrachtet wird.

Mithilfe der ersten Kapazitätswerte und der in Kapitel 3.1 bestimmten Bandbreite lässt sich nun ein oberer Grenzwert des Rückkoppelwiderstandes berechnen. Dies ergibt sich aus der Gleichung der Grenzfrequenz eines RC-Filters, beschrieben in Gleichung 3.7. Die berechneten Grenzwerte der Widerstände sind in Tabelle 3.2 dargestellt.

Sich?

$$f_c = 2\pi \cdot (R_f \cdot C_f)^{-1} \quad (3.4)$$

$$30\text{kHz} \leq f_c \quad (3.5)$$

$$30\text{kHz} \leq 2\pi \cdot (R_f \cdot C_f)^{-1} \quad (3.6)$$

$$R_f \leq 2\pi \cdot (30\text{kHz} \cdot C_f)^{-1} \quad (3.7)$$

Tabelle 3.2: Obere Grenzwerte der Widerstandsauswahl

Typ	Grenzwert
1206, Film obig	113,3 MΩ
1206, Film unten	133,0 MΩ
Flipchip	129,9 MΩ

Für den gesamten TIV ist nach Kapitel 3.1 eine Gesamtverstärkung von ca. 2 GΩ gewünscht, und entsprechend des vorherigen Kapitels ist ein möglichst großer Rückkoppelwiderstand vorteilhaft. Somit wird nun mithilfe der Simulationen nach der Quelle dieser Kapazität gesucht, und Möglichkeiten zur Verringerung dieser (und somit Steigerung der Widerstandsgrenze) gesucht. *nach Abb. 3.4 / Abb. 3.5 ?*

Abbildungen 3.4 und 3.5 zeigen die Ergebnisse der Feldsimulationen auf. Vor allem die Darstellung des D-Feldes gibt Hinweise auf die Positionen der parasitären Kapazitäten, da sich die auf einer leitenden Fläche befindende Ladung wie folgt berechnen lässt:

Quote
Max-
well?

$$\iint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = \iiint \rho_f dV \quad (3.8)$$

Durch Bestimmung der Flussrichtungen des D-Feldes lassen sich somit die Quellen der Ladungen bestimmen. Dies ist zum Verständnis der Kapazität und der späteren Verminderung dieser nützlich.

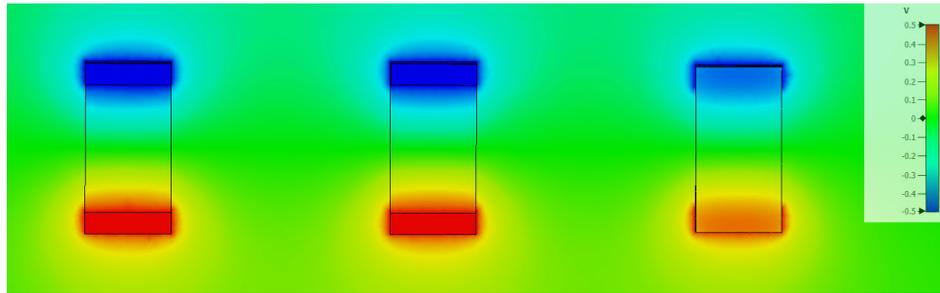
Rewrite
this mo-
re un-
derstan-
dably

Deutlich zu erkennen ist der Grund der geringeren Kapazität des Flipchip in Abbildung 3.5d im Vergleich zu dem Standardwiderstand. Durch die geringere metallisierte Oberfläche ist die D-Feld-Intensität innerhalb der Keramik des Widerstandes verringert, und befindet sich näher an der Unterseite. Bei den Standardwiderständen liegt eine homogene Ausbreitung des D-Feldes in der Keramik vor. Die D-Feld-Intensität innerhalb des PCB-Materials ist bei allen drei Widerständen gleich, und scheint ebenfalls einen großen Einfluss auf die Kapazität zu besitzen.

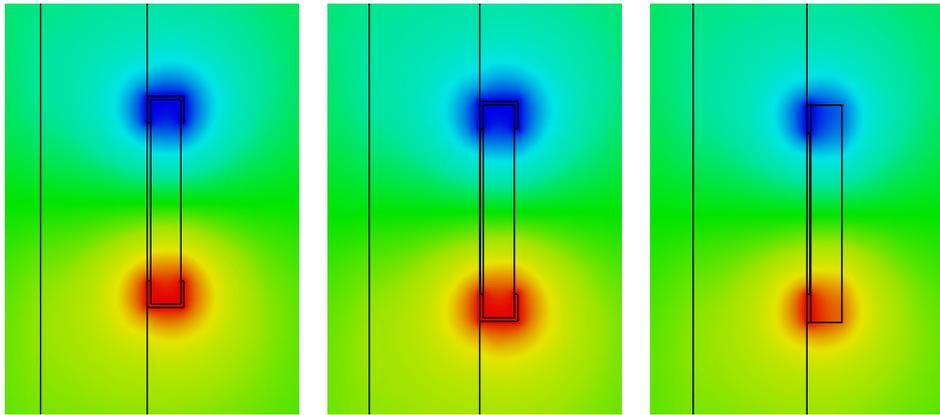
CST erlaubt die Berechnung des Feldflusses durch eine gegebene Fläche, welches dem Flächenintegral der Gleichung 3.8 entspricht. Somit können die Ladungsanteile berechnet werden, welche durch das D-Feld verursacht werden. Abbildung 3.6 zeigt die Flächen, welche zum Integrieren verwendet wurden. Die entsprechenden Ergebnisse der Integration sind in Tabelle 3.3 dargestellt. *Abb. 3.6 und Tab. 3.3.*

Reihen-
folge

(Angemerkt werden ^③ muss hierbei, dass die Simulation auch die Kapazität in das Vakuum simuliert. Die somit berechneten Ladungen entsprechen nicht nur der Parallel-, sondern auch ^② ^①



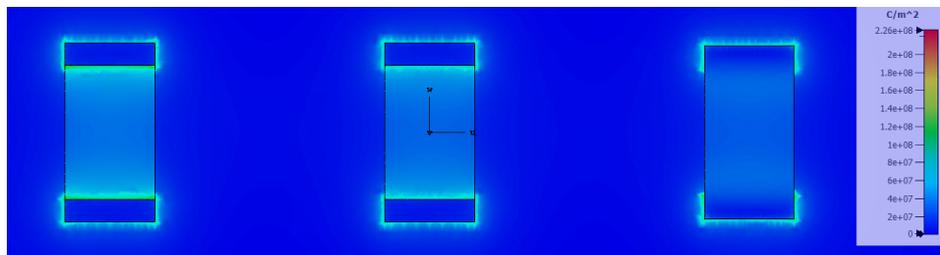
(a) Potentialfeld der Widerstände aus oberer Ansicht



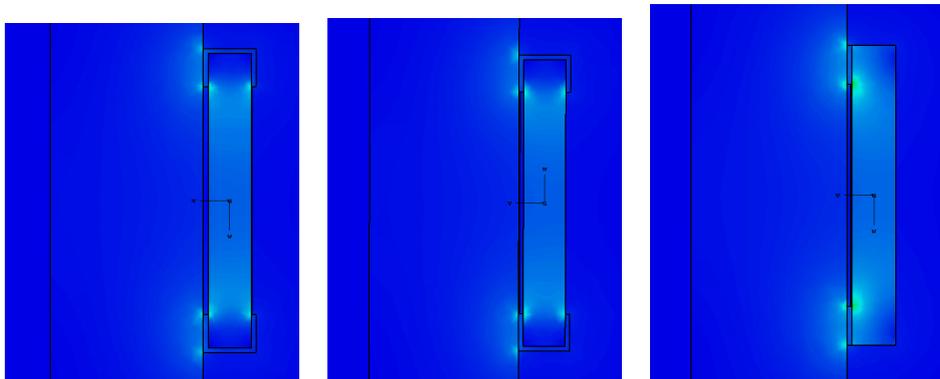
(b) Potential innerhalb des nach oben zeigenden 1206 Widerstandes

(c) Potential innerhalb des herunterzeigenden 1206 Widerstandes

(d) Potential innerhalb des Flipchip

Abbildung 3.4: Die Potentialfelder der elektrostatischen Simulation der Widerstände, verschiedene Ansichten

(a) D-Feld der Widerstände von oberer Ansicht



(b) Schnittfläche des D-Feldes in der Mitte des nach oben zeigenden 1206 Widerstandes

(c) Schnittfläche des D-Feldes in der Mitte des herunterzeigenden 1206

(d) Schnittfläche des D-Feldes in der Mitte des Flipchip

Abbildung 3.5: Die D-Feldstärken der elektrostatischen Simulation in verschiedenen Ansichten.

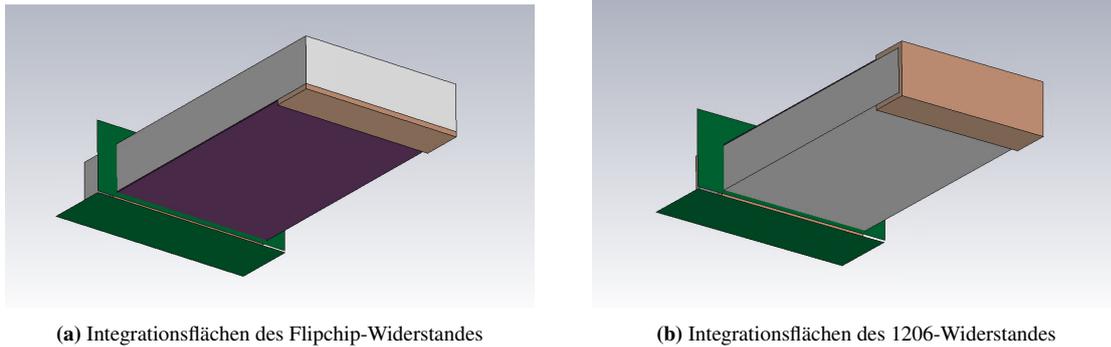


Abbildung 3.6: Die in CST genutzten Integrationsflächen (grün) zur Berechnung des D-Feld-Durchflusses

der Erdkapazität. Dies erklärt die leichten Diskrepanzen der berechneten Kapazität und der berechneten Feldstärken. Aus diesem Grund können die berechneten Feldstärken nur als Richtlinie für die Verteilung der Felder genutzt werden.

Tabelle 3.3: Ergebnisse der Feldintegration bei 1 V Potential

Typ	Feld im Keramik-Kern	Feld im PCB
1206	17,85 fC	17,19 fC
Flipchip	15,99 fC	17,89 fC

Zu sehen ist, dass sich ein erheblicher Anteil des Feldes, circa 50%, durch das Material des PCBs bewegt. Dies trifft auf sowohl den Standard-Widerstand als auch den Flipchip zu.

Mitigation der Parallelkapazität

Sehr häufig genutzte Formulierung. Ent. abwandeln z.B. nachfolgend, weil diesen Ergebnissen aufgebaut.

Im Folgenden wird untersucht, ob durch eine bestimmte Platzierung von Elektroden im PCB-Material die Parallelkapazität verringert werden kann. Durch korrekte Platzierung von Elektroden mit festgelegtem Potential kann theoretisch das D-Feld auf diese umgeleitet werden, wodurch das PCB-Material selbst eine kleinere Teilhabe an der parasitären Kapazität des Widerstandes haben sollte.

Ein erster Versuch hierfür wird aus zwei symmetrischen Elektroden aufgebaut, welche unterhalb der Kontakte der Widerstände aufgebaut werden, und auf das selbe Potential wie die entsprechenden Kontakte gelegt werden. Abbildung 3.7 zeigt den Aufbau der im Folgenden verwendeten Abschirmungselektroden und deren Potentiale. *Abb. 37*

Da es bei diesem Aufbau vier Potentiale gibt, sind auch entsprechend mehr Kapazitäten zu beachten. Abbildung 3.8 zeigt alle Kapazitäten, welche von einem Kontakt sichtbar sind. *Abb. 38*

Von Interesse sind die Parallelkapazität der Widerstandskontakte, $C_{r,p}$, welches der im vorherigen Kapitel beschriebenen Kapazität entspricht, sowie den Kapazitäten $C_{sa,rb}$ und $C_{sb,ra}$, welche zwischen dem Widerstand und den Schirmungselektroden entstehen. Durch den hier verwendeten Aufbau sind diese Kapazitäten symmetrisch und werden im Folgenden als $C_{r,sp}$ bezeichnet. Die Kapazitäten $C_{sa,ra}$ und $C_{sb,rb}$ sind nicht relevant für die Bandbreite, da

Find a citation for this.

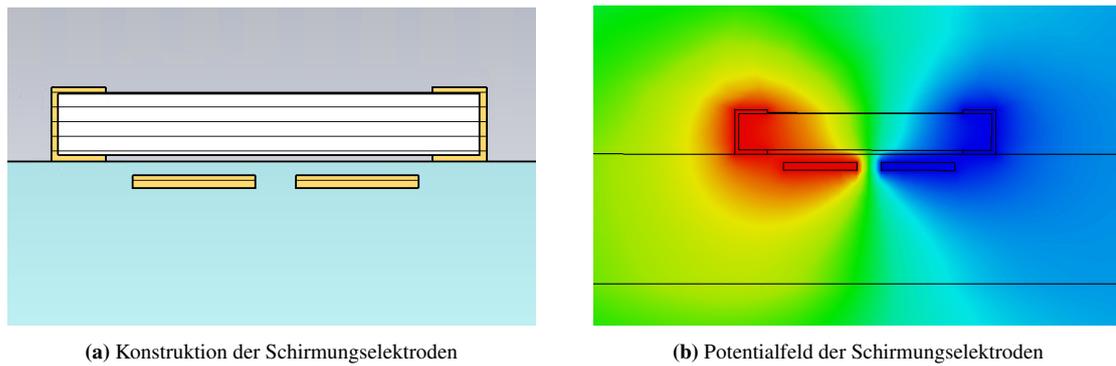


Abbildung 3.7: Schnittbild durch das Simulationsmodell mit eingebauten Abschirmungselektroden

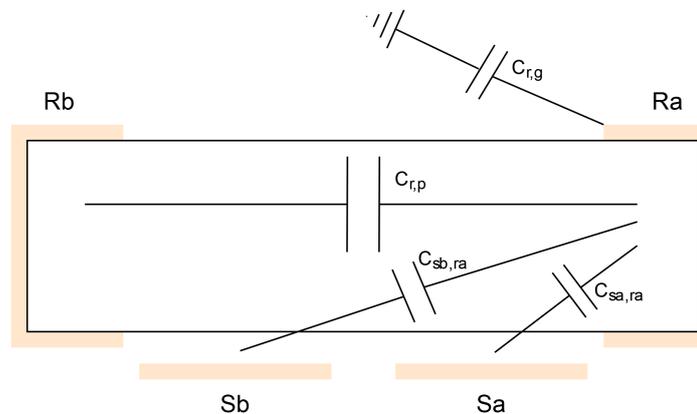


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung der Kapazitäten, welche einer der Widerstandskontakte sieht.

die Schirmelektrode auf das Potential des anliegenden Widerstandes getrieben wird, können jedoch z. B. die Eingangskapazität erhöhen. Sie werden im Folgenden als $C_{r,s}$ bezeichnet. Ebenso ist die Kapazität zwischen den Schirmelektroden nicht relevant, da diese separat getrieben werden und nicht hochohmig sind.

Tabelle 3.4: Parasitäre Kapazitäten mit Abschirmungselektroden

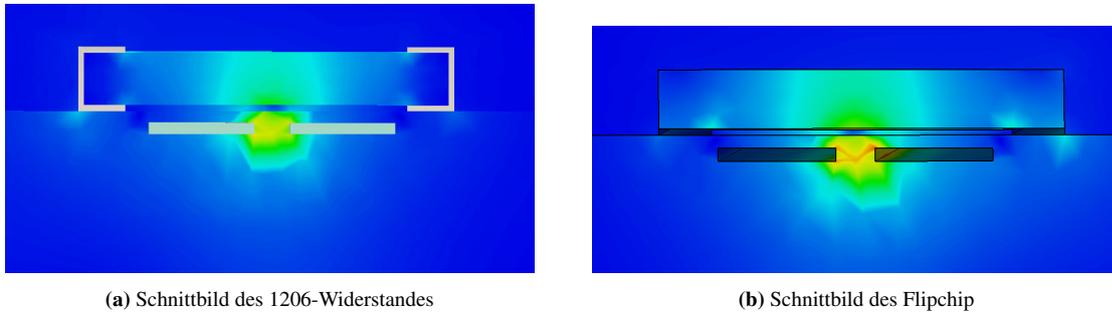
Typ	$C_{r,p}$	$C_{r,sp}$	$C_{r,s}$	$C_{r,g}$
1206	5,64 fF	28,16 fF	194,25 fF	17,71 fF
Flipchip	3,51 fF	23,39 fF	183,53 fF	15,99 fF

Tabelle 3.4 zeigt, dass die nun berechneten gesamten Parallelkapazitäten ($C_{r,p} + C_{r,sp}$) wesentlich geringer sind als diejenigen ohne Abschirmung. Dies wird ebenfalls durch eine erneute Ladungsberechnung mit der in 3.6 aufgezeigten Integrationsflächen bestätigt, dessen Ergebnisse in Tabelle 3.5 dargestellt sind. Sowohl die vom Kern als auch die im PCB verursachten Ladungen wurden verringert, was darauf schließen lässt, dass die Abschirmungselektroden einen größeren Einfluss haben als erwartet. *Abb* Abbildung 3.9 zeigt die Schnittbilder der D-Felder mit Abschirmungselektroden auf. *Tab. 3.5 und Abb. 3.9*

Die Abschirmungselektroden sind somit in der Lage, die parasitäre Parallelkapazität des Widerstandes deutlich zu verringern. Hierdurch jedoch entstehen größere Kapazitäten zu den

Tabelle 3.5: Ergebnisse der Feldintegration mit Abschirmung bei 1 V Potential

Typ	Feld im Keramik-Kern	Feld im PCB
1206	13,25 fC	10,37 fC
Flipchip	11,35 fC	9,22 fC

**Abbildung 3.9:** Schnittbild des D-Feldes durch das Simulationsmodell mit eingebauten Abschirmungselektroden

jeweiligen Schirmungselektroden, welche somit auf das gleiche Potential wie den entsprechenden Widerstandskontakt getrieben werden müssen, um negative Effekte auf die Bandbreite zu vermeiden. Mit der verringerten Parallelkapazität lassen sich somit größere Widerstände verwenden. Die erneut berechneten Grenzwerte sind in Tabelle 3.6 aufgelistet.

Tabelle 3.6: Obere Grenzwerte der Widerstandsauswahl mit Abschirmung

Typ	Grenzwert
1206	156,96 M Ω
Flipchip	197,22 M Ω

Da die berechneten Werte noch nicht der in Kapitel 3.1 festgelegten Verstärkung entsprechen, werden zusätzlich noch andere Möglichkeiten zur Verringerung der Parallelkapazität hinzu gezogen. Eine dieser Möglichkeiten ist die Nutzung mehrerer Widerstände in Reihenschaltung. Hierdurch wird der effektive Widerstand der Gesamtschaltung erhöht und die Parallelkapazität verringert, entsprechend:

$$R_{\text{tot}} = \sum_{i=1}^n R_i \quad (3.9)$$

$$C_{\text{tot}} = \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{C_i} \right)^{-1} \quad (3.10)$$

Und mit einer Vereinfachung, dass alle Widerstände gleich gewählt sind, ergibt sich:

$$R_{\text{tot}} = R \cdot n \quad (3.11)$$

$$C_{\text{tot}} = \frac{C}{n} \quad (3.12)$$

$$f_{c,\text{tot}} = 2\pi \cdot (R_{\text{tot}} \cdot C_{\text{tot}})^{-1} \quad (3.13)$$

$$f_{c,\text{tot}} = 2\pi \cdot \left(Rn \cdot \frac{C}{n} \right)^{-1} \quad (3.14)$$

$$f_{c,\text{tot}} = 2\pi \cdot (R \cdot C)^{-1} \quad (3.15)$$

Aus Gleichung 3.15 lässt sich erschließen, dass die Grenzfrequenz der Gesamtschaltung der Grenzfrequenz eines einzelnen Widerstandes entspricht. Dies bedeutet, dass bei Auswahl eines geeigneten Einzelwiderstandes eine beliebig hohe Gesamtimpedanz bei gleicher Bandbreite kreiert werden kann. Zu beachten ist jedoch, dass die einzelnen Zweige dieser Widerstandsschaltung hochimpedante und somit empfindliche Potentiale darstellen. Parasitäre Kapazitäten z.B. zu Erde, wie diejenigen in Tabelle 3.4 dargestellt, können an diesen Potentialen ebenfalls die Bandbreite beeinflussen. Mithilfe einer weiteren Simulation wird der Einfluss der Kapazitäten zu Erde untersucht. Abbildung 3.10 zeigt die verwendete Schaltung auf; die Ergebnisse dieser sind in Abbildung 3.11 aufgezeigt. Variiert wird hierbei die Größe der einzelnen Kapazitäten zur Erde hin.

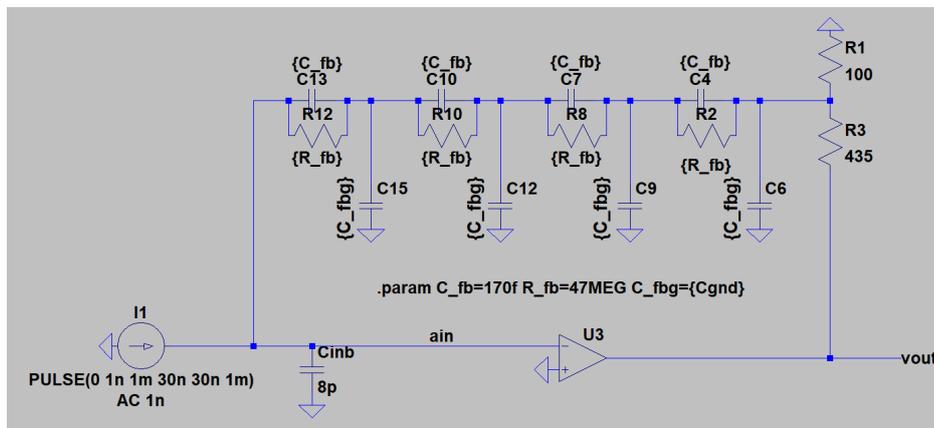


Abbildung 3.10: Aufbau der Simulation zur Analyse des Effektes der parasitären Kapazitäten auf eine Widerstands-Serienschaltung

Abb. 3.11

Deutlich zu erkennen ist eine starke Überhöhung der Bandbreite der Schaltung bei steigenden parasitären Kapazitäten, welche auf eine Instabilität der Schaltung hinweisen. Eine Verringerung der Kapazität zur Erde ist somit notwendig zum Erhalt der Stabilität bei Nutzung einer Reihenschaltung von Widerständen.

Hierfür können die im vorherigen Teil beschriebenen Abschirmungselektroden genutzt werden. Werden diese Elektroden über einen Widerstandsteiler auf die gleichen Potentiale wie die hochimpedanten Widerstandszweige gelegt, so fließt kein Strom durch die parasitären Kapazitäten zur Abschirmung, und die Bandbreite wird nicht angehoben. Dies wird über eine weitere Simulation (Abbildung 3.12) bestätigt. Abbildung 3.13 zeigt die berechneten Bandbreiten bei variiert Kapazität auf. Deutlich zu erkennen ist eine wesentlich flachere

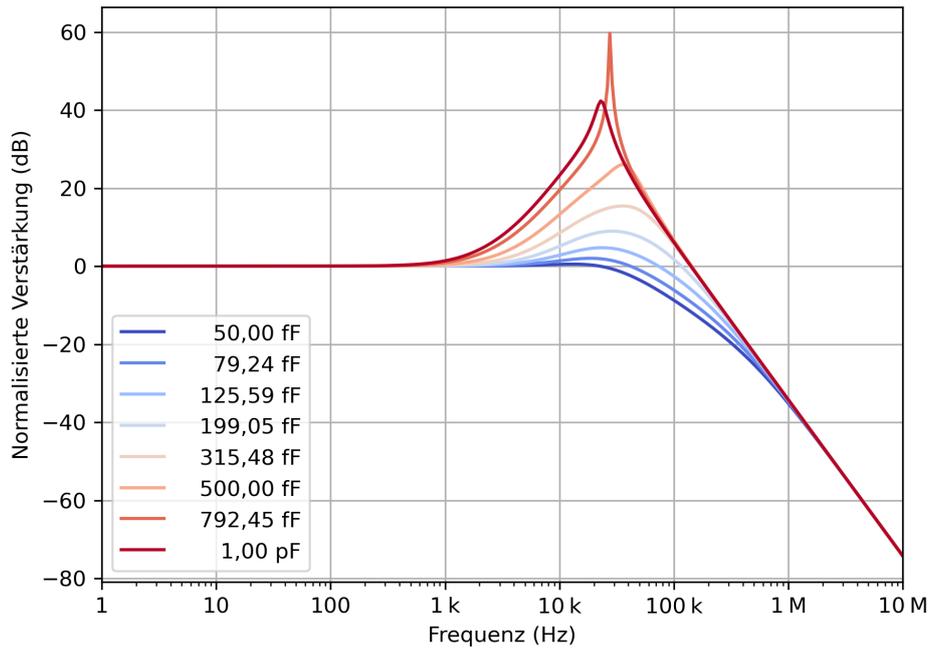


Abbildung 3.11: Ergebnisse der Simulation des Einflusses der parasitären Erdkapazität.

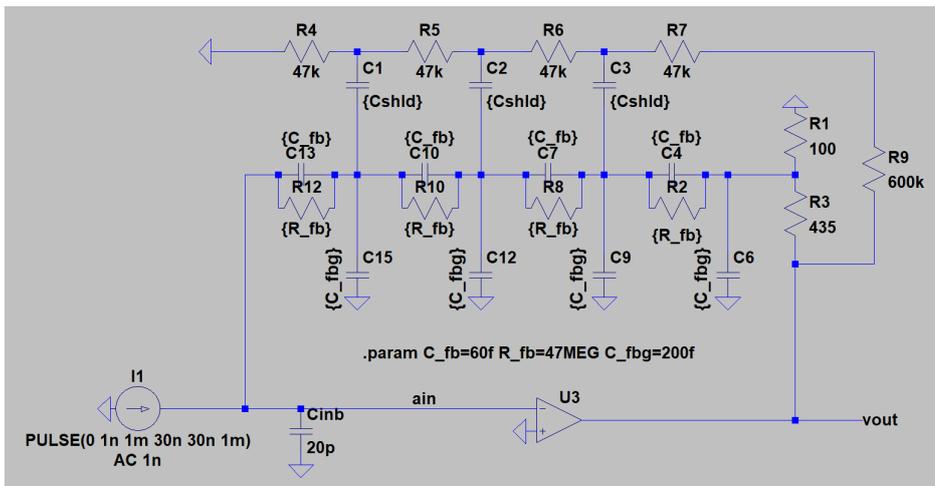


Abbildung 3.12: Aufbau der Simulation zur Analyse des Effektes der Schirmungskapazitäten auf eine Widerstands-Serienschaltung

Bandbreite bei größerer Abschirmkapazität, und eine Verminderung bis hin zur kompletten Vermeidung einer Überhöhung.

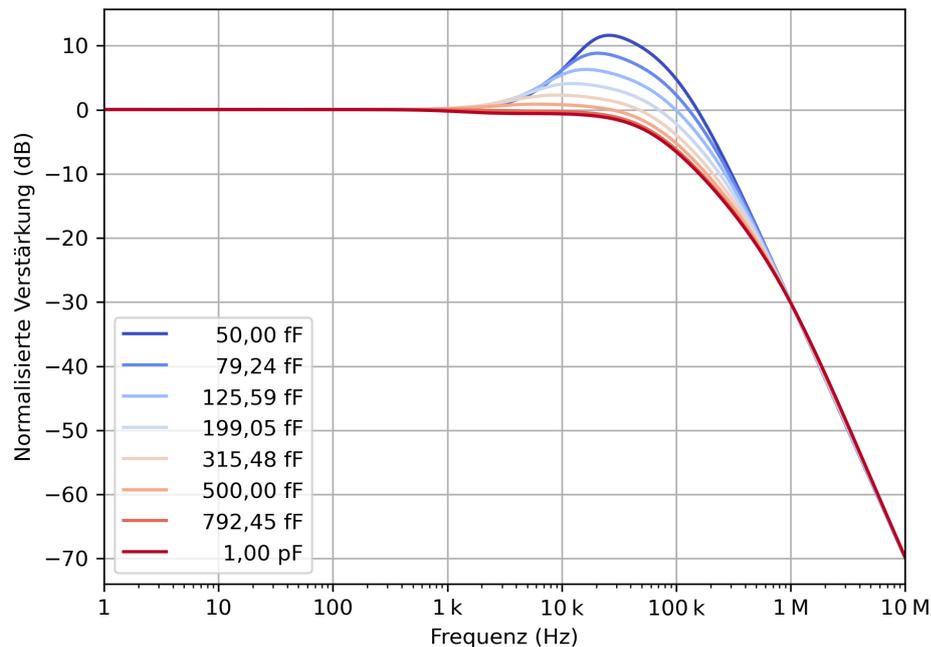


Abbildung 3.13: Ergebnisse der Simulation zur Analyse der Auswirkungen der Abschirmkapazitäten.

3.2.2 Effekte des OpAmp

häufig verwendet / Alternative: Dieses Unterkapitel geht auf

Im folgenden wird auf die Effekte des OpAmp eingegangen. Als zentrales aktives Bauteil besitzt der OpAmp einen maßgeblichen Einfluss auf die Schaltung, und eine korrekte Auswahl ist notwendig um die festgelegten Zielparameter erreichen zu können. Dieser Auswahlprozess wird hier dargelegt.

Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt

Wie bereits in Kapitel 2.3 beschrieben, ist einer der zentralen Parameter eines OpAmp sein Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt (im folgenden GBWP). Dieses legt fest, welche Bandbreite bei gegebener Verstärkung erreichbar ist. Für einen Transimpedanzverstärker kann dies nicht direkt berechnet werden, da die TIV-Verstärkung in Ω angegeben wird, das GBWP jedoch eine einheitslose Verstärkung benötigt. Aus diesem Grund wird das benötigte GBWP mithilfe einer Simulation in der Software "LTSpice" berechnet, welche den Aufbau und die Simulation von elektrischen Schaltungen ermöglicht.

Abbildung 3.14 zeigt den in LTSpice erstellten Schaltkreis. Hierbei werden optimistische Werte für parasitäre Eigenschaften verwendet. Diese dürfen nicht vernachlässigt werden, da sie ebenfalls auf die Transferfunktion des OpAmp Einfluss nehmen können, die optimistische Wahl gibt jedoch genug Freiraum für varianzen im späteren aufgebauten Schaltkreis. Ein Rückkoppelwiderstand von $1\text{ G}\Omega$ wird gewählt, um für nachfolgende Filterschaltungen etwas Freiraum zu lassen.

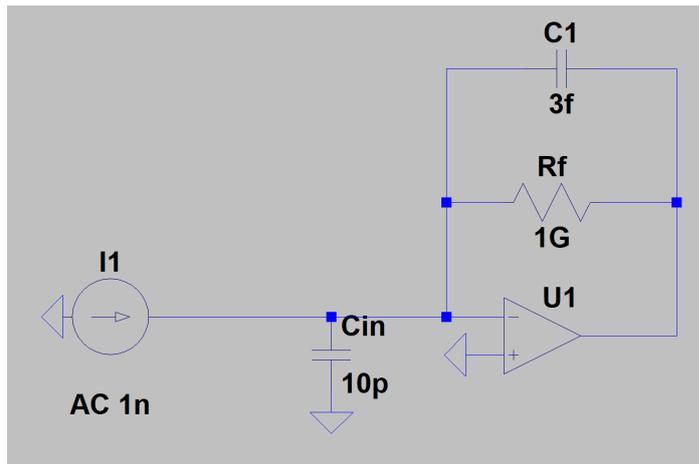


Abbildung 3.14: LTSpice-Schaltkreis zur Simulation der OpAmp-Transferfunktion

(eigene Darstellung?)

Die Stromquelle I1 wird als Stimulus-Eingang genutzt, und gibt ein Signal von 1 nA aus. Eine parasitäre Eingangskapazität von 10 pF wird entsprechend Erfahrungswerten bestehender Schaltkreise gewählt. Die parasitäre Parallelkapazität C1 wird auf 3 fF als absolutes Minimum der in Kapitel 3.2.1 berechneten Kapazitäten gesetzt. Gemessen wird die Ausgangsspannung des Verstärkers U1.

Formulierung

In einem ersten Versuch wird die Eingangsfrequenz von 1 Hz bis 1 MHz variiert, und die Ausgangsamplitude vermessen. Verschiedene Kurven bei verändertem GBWP werden aufgezeichnet. Abbildung 3.15 zeigt die Ergebnisse dieser Simulation auf.

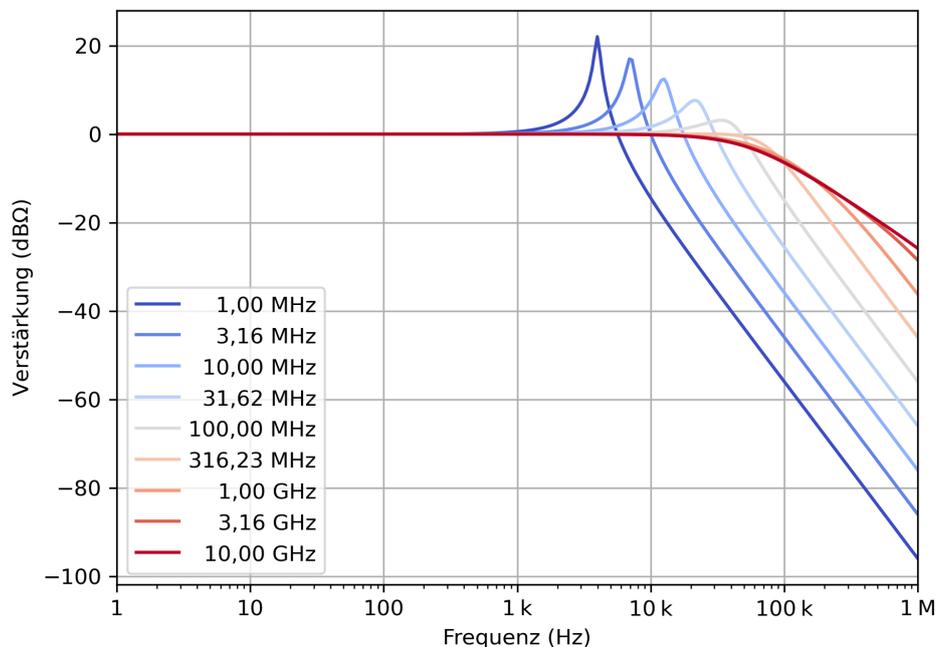


Abbildung 3.15: Ergebnisse der Simulation des OpAmp GBWP

Deutlich zu erkennen ist die Limitierung der Bandbreite durch den OpAmp. Bei einem GBWP von 1 MHz ist die Bandbreite des Gesamtsystems auf circa 6 kHz begrenzt, bei 100 MHz

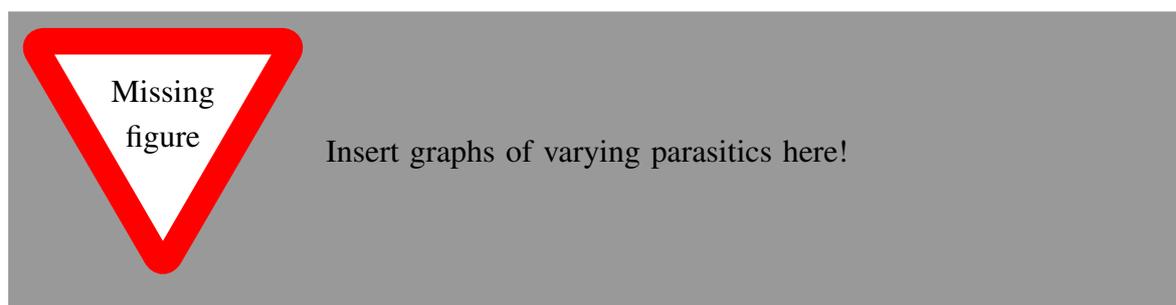
ist ↴

Tabelle 3.7: Aus der Simulation bestimmte Bandbreiten der OpAmps bei variiertem GBWP

GBWP	-3dB Punk	Überhöhung
1,00MHz	6,00kHz	22,03 dB
3,16MHz	10,96kHz	17,01 dB
10,00MHz	19,50kHz	12,44 dB
31,62MHz	33,52kHz	7,62 dB
100,00MHz	56,20kHz	3,12 dB
316,22MHz	75,62kHz	0,01 dB
1,00GHz	65,72kHz	∅
3,16GHz	56,20kHz	∅
10,00GHz	54,95kHz	∅

auf etwa 56kHz. Ebenfalls zu erkennen ist einer Überhöhung der Transferfunktion in den Fällen, in welchen die Bandbreite durch den OpAmp limitiert wird. Diese Überhöhung lässt auf eine Resonanz schließen, welche somit die Stabilität des Systems beeinflusst. Eine solche Überhöhung muss vermieden werden, um Oszillationen sowie übermäßiges Rauschen zu vermeiden. Ab dem 1 GHz GBWP-OpAmp ist keine solche Überhöhung zu sehen, die Bandbreite ist hier überwiegend durch den Rückkoppelwiderstand begrenzt, und das System ist stabil. Die Reduktion der -3dB-Bandbreite, welche in Tabelle 3.7 ab 316,22MHz zu sehen ist, ist durch die Resonanz zu erklären. Diese zieht die Transferfunktion nach oben und verschärft den Abfall, wodurch die -3dB-Frequenz nach oben gezogen wird.

Um sicher zu stellen, dass die Stabilität der Schaltung auch bei variierenden parasitären Effekten gegeben ist, werden Simulationen mit variablem C_1 und C_{in} (siehe Abbildung 3.14) durchgeführt. Die Ergebnisse hiervon sind in Abbildung 3.16 dargestellt. Zu erkennen ist, dass die Rückkoppelkapazitäten keinen Einfluss auf die Stabilität haben, und lediglich die Bandbreite begrenzen, wie bereits in Kapitel 2.2 beschrieben wurde. Die Eingangskapazität C_{in} jedoch schein äquivalent zu einer Variation des GBWP zu sein, wobei eine größere Kapazität die Bandbreite verringert, und somit die Stabilität negativ beeinflussen kann. Bei der Schaltungsauslegung muss somit genügend Marge bei der GBWP-Auswahl gelassen werden, um bei höher als erwartetem C_{in} stabil zu bleiben.

**Abbildung 3.16:** Ergebnisse der Simulation der OpAmp-Schaltung mit varrierten parasitären Bauteilen.

Zusammengefasst ist die OpAmp-Bandbreite ein wichtiger Faktor der Schaltung. Ein zu klein gewähltes GBWP begrenzt sowohl die Bandbreite des Schaltkreises, und kann zudem zu Instabilitäten führen. Aus den Simulationen wird geschlossen, dass ein Mindest-GBWP von 1 GHz notwendig ist, um stabil zu bleiben und die Bandbreite zu erhalten, wobei ein

größeres GBWP vorteilhaft erscheint.

Mitigation des OpAmp GBWP

Wie im vorherigen Kapitel beschrieben, ist eine höhere Bandbreite des OpAmp notwendig, um die Schaltung stabil betreiben zu können. Die berechnete Bandbreite von 1 GHz ist jedoch nicht mit allen OpAmps erreichbar. Um eine größere Auswahl von OpAmps zu ermöglichen wird nun untersucht, ob eine Erhöhung des effektiven GBWP möglich ist.

Da die Bandbreite eines einzelnen OpAmp durch seinen internen Aufbau limitiert ist, kann an diesem nichts verändert werden. Es ist jedoch möglich, durch die Verschaltung zweier oder mehr OpAmps einen gesamten Schaltkreis mit effektiv höherem GBWP zu erhalten. Hierfür werden zwei Möglichkeiten hinzu gezogen: *getestet? ausgewählt?*

- a) **Eine Reihenschaltung einzelner Verstärker-Stufen:** Es werden mehrere einzelne Stufen regulärer Verstärker hintereinander geschaltet. Hierdurch muss jede einzelne Stufe eine geringere Verstärkung erbringen, und behält somit eine höhere Bandbreite.

Von Vorteil ist der simple Schaltungsaufbau sowie die gute Stabilität, da jede Stufe in sich stabil designt werden kann, und alle außer die erste Stufe als reguläre Verstärker, nicht als TIA, ausgelegt werden können. *Stufen*

Nachteilhaft sind die akkumulierenden Fehler der OpAmps, welche mit jeder zusätzlichen Stufe anwachsen.

- b) **Eine Komposit-Schaltung von OpAmps:** Anstelle einzelne Stufen hintereinander zu schalten ist es ebenso möglich, mehrere OpAmps zu einem gesamt-Verstärker mit insgesamt höherem GBWP zu schalten. *Gesamtverstärker*

Vorteilhaft ist die insgesamt höhere Präzision, da der Feedback-Pfad des gesamten Systems über alle OpAmps geschaltet ist. Nachteilhaft ist hierbei die komplexere Schaltung, und ~~das~~ Stabilität durch vorsichtiges Balancieren der Stufen ~~eingestellt~~ werden muss: *die Einstellung der*

Da für den hier betrachteten Anwendungsfall die Präzision von höherer Relevanz ist, und die vergleichsweise niedrigen Signalbandbreiten leichter stabilisierbar sind, wird der komposite Schaltungsaufbau gewählt. Es wird eine Simulation aufgebaut, mit welcher verschiedene OpAmp-GBWP-Kombinationen simuliert werden können, um die Eigenschaften des Gesamtsystems untersuchen zu können. *(Abb. 3.17) ← ?? verdeutlicht 3.17 dieses?*

Die Arbeitsweise dieser Verschaltung ist wie folgt:

1. Der OpAmp U1 verstärkt die am Eingang anliegende Spannungsdifferenz, welche vom TIA-Eingangsstrom und Masse generiert wird.
2. Die Ausgangsspannung von U1 wird durch OpAmp U2 weiter verstärkt. U2 besitzt hierbei eine feste Verstärkung, welche durch den Widerstandsteiler R_x/R_x festgelegt

Find a citation for this?

wird.

3. Der Ausgang von U2 wird über den Rückkoppelwiderstand an den TIA Ausgang angelegt. Hierdurch wird die Verstärkerschleife geschlossen.
4. U1 regelt nun seinen eigenen Ausgang so, dass der Ausgang von U2 die Eingangsspannung ausgleicht. Da U2 eine festgelegte Verstärkung besitzt, übernimmt U1 zwangsweise die verbliebene Verstärkung, d.h. R_f/A_{U2} .

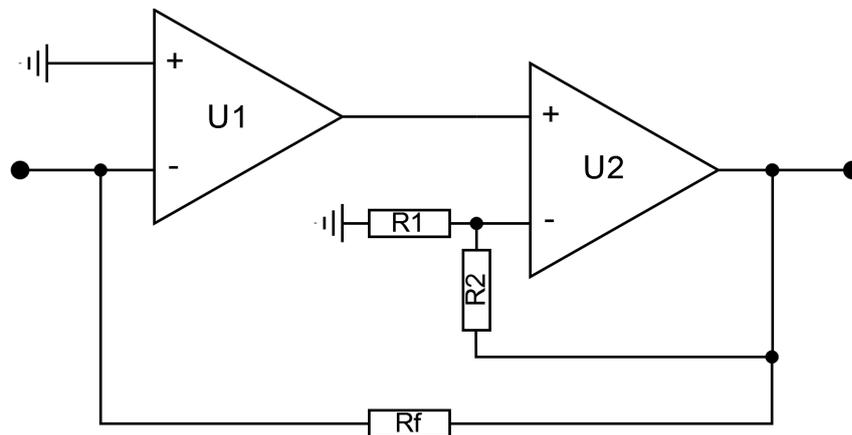


Abbildung 3.17: Beispielhafte Schaltungen zur Erhöhung des OpAmp GBWP.

Durch korrekte Auswahl von U1, U2 und der Verteilung der Verstärkung zwischen den OpAmps können so die Vorteile verschiedener OpAmps kombiniert werden. Es kann z.B. ein sensitiver und präziser aber langsamer OpAmp in der ersten Stufe mit kleinerer Verstärkung betrieben werden, und ein wesentlich schnellerer OpAmp in der zweiten Stufe die Gesamtverstärkung des Systems liefern.

Als exemplarisches Beispiel wird der ADA4530 als erste Stufe gewählt. Dieser OpAmp hat ein exzellent niedriges Rauschen und geringe Eingangs-Leckströme, und ist optimiert für Messungen an hochimpedanten Eingängen. Er besitzt jedoch ein GBWP von lediglich 2MHz, welches für die festgelegten Anforderungen unzureichend ist. Mithilfe einer LTSpice-Simulation wird nun untersucht, ob eine solche kaskadierte Verschaltung zu einem nutzbaren Gesamt-GBWP führen kann.

Place cascaded ADA results here

OpAmp-Rauschen

In diesem Abschnitt wird das Rauschen der OpAmps in Bezug auf die TIA-Schaltung genauer untersucht. Die bereits in Kapitel 2.3 dargelegten parasitären Effekte haben unterschiedliche Auswirkungen auf den Schaltkreis und das Rauschniveau, welche hier dargestellt werden sollen.

Das eingangsbezogene Stromrauschen des OpAmps hat einen direkten Effekt auf das gemessene Signal. Da der Eingang des TIA Ströme misst, wird das Stromrauschen lediglich

auf das Eingangssignal hinzu addiert und mit ^{hier} Verstärkt. Eine Reduzierung des Effektes des Stromrauschens ist somit nicht möglich, lediglich die Auswahl eines OpAmps mit wenig Rauschen ist hierfür relevant. Mit hochperformanten OpAmps liegen typische Stromrauschwerte im Bereich von circa $10\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, welches mit der geforderten Bandbreite von 30kHz ungefähr ein eingangsbezogenes Rauschen von $1,73\text{pA}$ erzeugt.

Das Spannungsrauschen des OpAmp ist etwas komplexer. Am Eingang des TIAs interagiert dieses Rauschen mit der parasitären Eingangskapazität, und wirkt somit als zusätzliches Stromrauschen, entsprechend der Formel $I = U \cdot 2\pi f \cdot C$. Dieses Rauschen steigt somit sowohl mit größerer Eingangskapazität, als auch mit der Frequenz.

Mithilfe einer LTSpice-Simulation wird dieses Rauschverhalten genauer charakterisiert. Hierbei wird die in Abbildung 3.18 dargestellte Schaltung verwendet. Als OpAmp wird dabei der LTC6268-10 gewählt. Dies ist ein kommerziell erhältlicher OpAmp mit genügend GBWP und kleinen Eingangsleckströmen, um als TIA nutzbar zu sein.

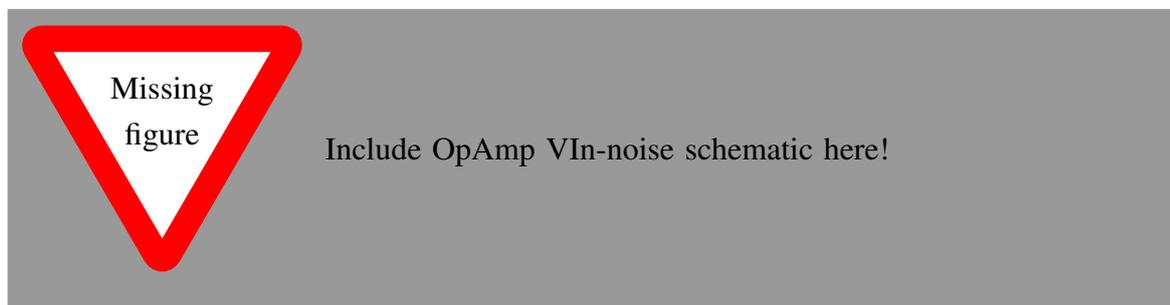


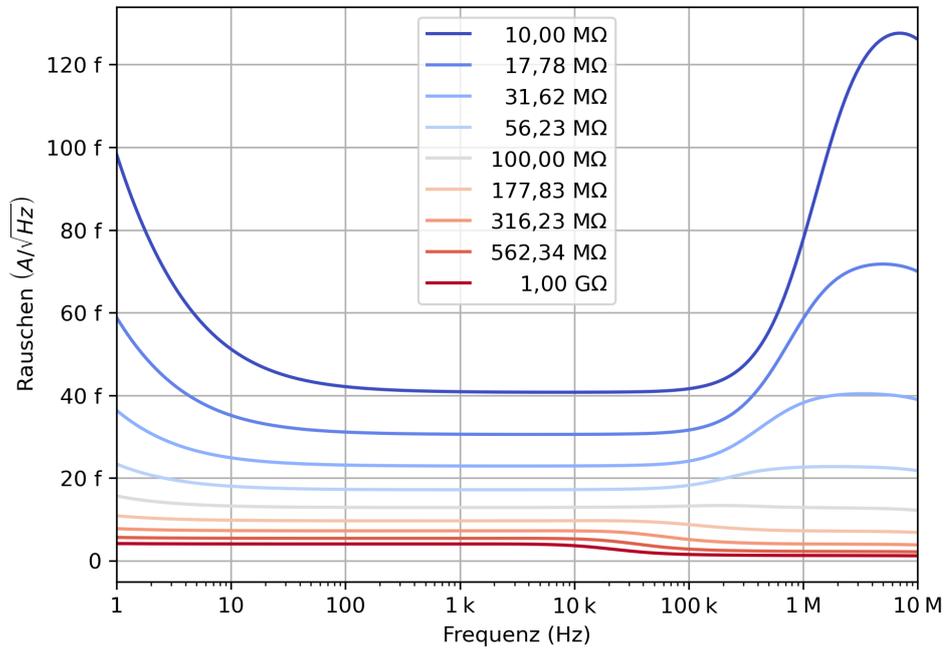
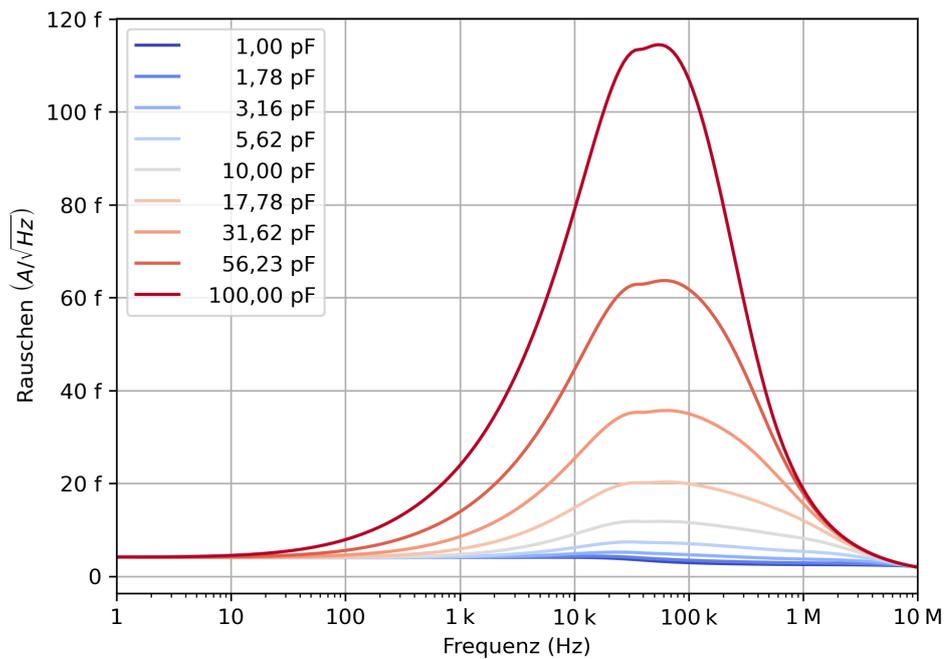
Abbildung 3.18: Schaltkreis der LTSpice-Simulation zur Bestimmung OpAmp-Rauschens.

Variiert werden C_{in} sowie R_{f} , um die Auswirkungen dieser Parameter betrachten zu können. Hierbei wird das Rauschen Eingangsbezogen gemessen, d.h. die Ausgangsspannung wird durch R_{f} dividiert, um den Eingangsstrom zu erhalten. Hierdurch lassen sich die Simulationsergebnisse besser vergleichen. Die Ergebnisse sind in Abbildungen 3.19 und 3.20 dargestellt.

Redo the CIn simulation with more realistic feedback resistor. ^{hier einfügen}

Deutlich zu erkennen ist eine starke Abhängigkeit des Rauschens von beiden Parametern. Die Eingangskapazität hat hierbei eine merkliche Auswirkung auf den frequenzabhängigen Teil des Rauschens, welcher ab ca. 100Hz bis 10kHz anfängt zu dominieren. Bereits eine Kapazität von 10pF erhöht das Rauschniveau merklich. Da die parasitäre Eingangskapazität stark vom physikalischen Schaltungsaufbau abhängig ist, muss somit bei der Auslegung des Designs auf niedrige Kapazität geachtet werden.

Der Rückkoppelwiderstand hat einen ebenso großen Einfluss auf das Rauschen. Deutlich zu erkennen ist das Stromrauschen des Widerstandes selbst, beschrieben in Kapitel 3.2.1. Es ist zusätzlich zu sehen, dass der Rückkoppelwiderstand auch auf das Rauschniveau der Eingangskapazität einen Einfluss nimmt, wobei ein größerer Widerstand das Rauschen abdämpft. Insgesamt soll somit auch für das OpAmp-Rauschen ein möglichst großer Rückkoppelwiderstand gewählt werden, um Rauscheffekte zu unterdrücken.

Abbildung 3.19: Rauschen in Abhängigkeit von R_f Abbildung 3.20: Rauschen in Abhängigkeit von C_{in}

3.3 Schaltungsdesign

In diesem Kapitel wird der Aufbau einer ersten Prototypen-Schaltung beschrieben. Anhand der in Kapitel 3.1 festgelegten Zielwerte und der in den vorherigen Kapitel ermittelten parasitären Effekten und Kompensationsmöglichkeiten werden konkrete Bauteile für die Konstruktion eines ersten TIA verglichen und ausgewählt. Hiernach wird die Schaltung des TIAs ausgelegt und dessen Funktionsweise erläutert.



3.3.1 TIA *evtl. Name ausschreiben?*

OpAmp Auswahl

In diesem Abschnitt wird auf die genaue Auswahl eines OpAmp für den hochimpedanten TIA-Eingang eingegangen. Dieser OpAmp legt viele wichtige Systemparameter fest, und bestimmt maßgeblich das Verhalten und das Rauschniveau des TIAs selbst. Zusammengefasst sind folgende Parameter von Bedeutung:

- Hochimpedanter Eingang mit niedrigem Leckstrom. Leckströme können das Messsignal verzerren oder überdecken. Da eine Messung von Signalen im 1 nA-Bereich gewünscht ist, sollte der Leckstrom höchstens wenige pA betragen, um die Messung nicht zu beeinflussen.
- Hohes GBWP. Eine hohe Verstärkerbandbreite ist notwendig, um bei den hohen Verstärkungen des TIA stabil zu bleiben (siehe Kapitel 2.3)
- Niedriges Rauschen. Da das OpAmp-Spannungsrauschen mit der Eingangskapazität interagiert, ist ein geringes Rauschen ein wichtiger Auswahlfaktor (siehe Kapitel 3.2.2).

Folgende OpAmps werden für die nähere Auswahl in Betracht gezogen: *(Tab. 3.8)*

Tabelle 3.8: Parameter der Ausgewählten OpAmps

OpAmp	Leckstrom	GBWP	Spannungsrauschen @ 10kHz
ADA4530	20 fA	2 MHz	14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
ADA4817	2 pA	400 MHz	5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
LTC6268-10	4 fA	4 GHz	14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
LMP7721	20 fA	17 MHz	6,5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Do we need to cite the Datasheets?

Aus diesen OpAmps werden zwei Kandidaten genauer in Betracht gezogen. Der *ADA4817* besitzt das niedrigste Eingangsrauschen der Auswahl und könnte somit das beste Ergebnis liefern, hat jedoch ein grenzwertiges GBWP und braucht somit eventuell die komplexere kaskadierte Verschaltung. Zudem ist der Eingangsleckstrom vergleichsweise hoch. Der

LTC6268-10 hat ein durchschnittliches Rauschniveau und exzellenten Leckstrom sowie das beste GBWP der Sammlung, wodurch dieser Verstärker in einer einzelnen Stufe die Gesamtverstärkung von $1\text{ G}\Omega$ erreichen kann. Dies vereinfacht den Schaltungsaufbau und bietet weniger Fehlerquellen. Es wird somit für diese Schaltung der LTC6268-10 gewählt. ✓

TIA-Schaltung

In diesem Unterkapitel wird ~~nur~~ die konkrete Schaltung des TIAs erstellt.

Der Grundlegende Aufbau eines TIA-Schaltkreises wurde bereits in Kapitel 2.4 beschrieben. Da der LTC6268-10 ein ausreichendes GBWP von 4 GHz hat, ist entsprechend Kapitel 3.2.2 keine kaskadierte Schaltung notwendig. ✓

Bezüglich des Rückkoppelwiderstandes ist sowohl für das Widerstandsrauschen aus Kapitel 3.2.1 sowie für das Verstärkerrauschen aus Kapitel 3.2.2 ein möglichst großer Widerstand auszuwählen. Lediglich die parasitären Kapazitäten, beschrieben in Kapitel 3.2.1, legen eine obere Grenze der Widerstandsgröße fest. Diesbezüglich wird die Kompensationsmöglichkeit der Serienschaltung sowie der Feldabschirmung aus Kapitel 3.2.1 genutzt, um den Einfluss der Kapazitäten zu vermindern.

Da die konkreten Werte der parasitären Effekte nicht bekannt sind, und in der Realität mit hoher Wahrscheinlichkeit größer sind als in der Simulation (durch z.B. andere Komponenten in der Nähe, welche kapazitiv koppeln), werden keine konkreten Werte für die Widerstände dieser Schaltung festgelegt. Diese werden experimentell erprobt, um eine gute Balance der Eigenschaften zu bieten.

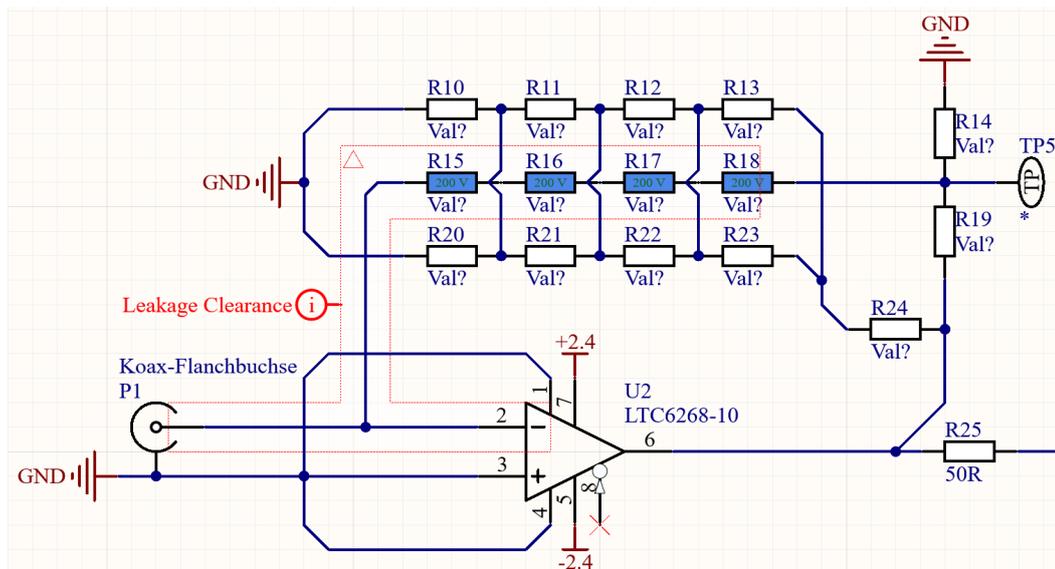


Abbildung 3.21: Schematischer Schaltkreis des TIAs

Die Auslegung der Schaltung ist in Abbildung 3.21 zu sehen. U2 ist hierbei der TIA-Verstärker, wofür der bereits erwähnte LTC6268-10 genutzt wird. Die Rückkoppelwiderstände sind R15, R16, R17, R18, welche in einer Reihe geschaltet werden um den Einfluss

*Gute
Verknüpfung
der Kapitel*

der Parallelkapazitäten zu verringern. Die Feldabschirmung wird hierbei durch Widerstände R10 bis R13 und R20 bis R23 erzeugt, welche physikalisch neben den Rückkoppelwiderständen platziert werden. Sie formen einen Spannungsteiler, welcher die korrekten Potentiale für die Abschirmungen liefert. Über den Widerstand R24 können die Spannungsniveaus angepasst werden, falls das Potential der Abschirmung höher oder niedriger liegen muss. R14 und R19 bilden einen Spannungsteiler, welcher zusätzlich die Gesamtverstärkung der Schaltung anheben kann. Dies ist notwendig, da trotz Kompensation der Parallelkapazitäten der gewünschte Wert von $1\text{ G}\Omega$ nicht erreicht werden kann. Die Altium-Markierung “*Leakage Clearance*” passt zudem einige Abstandsregeln des Platinendesign an.

Bei der Auslegung der physikalischen Schaltung werden zusätzliche Einflüsse in Betracht gezogen, welche nicht direkt auf dem Schaltplan abbildbar sind. So ist z.B. eine vorsichtige Auslegung der Leitungen des Eingangskanals notwendig; diese muss möglichst klein gehalten werden um Kapazitäten zu verringern. Aus dem gleichen Grund werden Kupferflächen reduziert und als Muster anstatt als ausgefüllte Flächen ausgeführt. Um einen Ladungsaufbau zu verhindern, muss der Isolations-Lack der Platine um den Rückkoppelpfad entfernt werden, während Leckströme durch weitere Abschirmungspfade verringert werden.

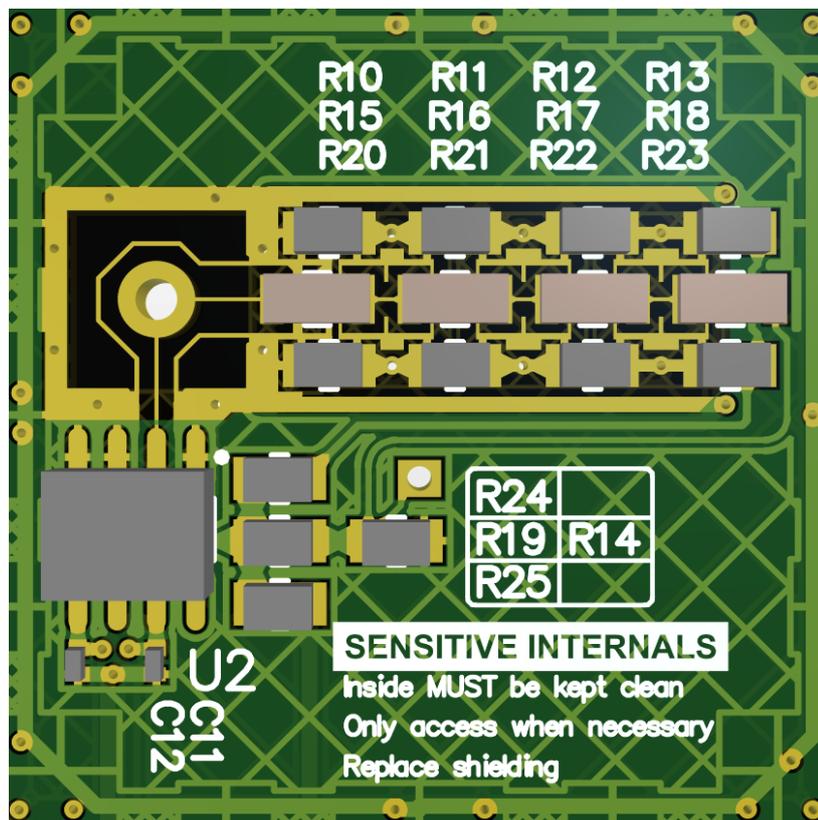


Abbildung 3.22: Platinendesign der TIA-Schaltung

Abbildung 3.22 zeigt das Design der Platine für den Teil des TIAs selbst. Der Messeingang ist hierbei der runde Kreis des inneren Anschlusses der SMA-Buchse. Dieser ist möglichst eng an den Verstärker U2 sowie der Kaskade der Rückkoppelwiderstände angeschlossen. Um den gesamten hochimpedanten Bereich wird der Lötstopplack entfernt, und der Bereich des TIA-Eingangs wird mit einem geerdeten Pfad umgeben, um Oberflächenladungen und Leckströme ableiten zu können.

Die Abschirmungselektroden der Widerstände werden aus mehreren Kupferlagen aufgebaut. Abbildung 3.23 zeigt den Aufbau inklusive innerer Lagen von zwei Elektroden. Rot repräsentiert hierbei die oberste Lage von Kupfer, Beige die erste innere Lage, welche hinter einer dünnen Isolationsschicht unter der obersten Lage liegt. Oben und unten sind die Widerstände der Abschirmung zu finden, während der eigentliche Rückkoppelwiderstand in der Mitte platziert wird. Die Kontakte des Rückkoppelwiderstandes sind hierbei auf der obersten Lage von einem dünnen Pfad zur Abschirmung umgeben. Auf der zweiten Lage wird eine Kupferfüllung untergebracht, welche auf dem gleichen Potential der Abschirmung liegt. Diese Füllung dient zur Verringerung der Feldstärke im Platinenmaterial selbst.

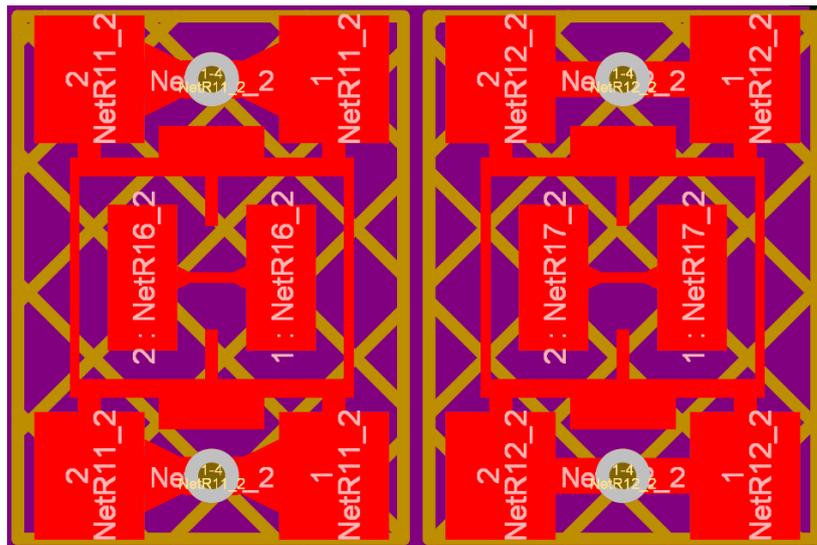


Abbildung 3.23: Aufbau der Schirmelektroden des Rückkoppelpfades

Um den Einfluss der Abschirmung abschätzen zu können, wird eine zweite Version der Schaltung ohne diese Schirmungselektroden ausgelegt. Hierfür werden die Widerstände sowie die Kupferflächen der Elektroden entfernt. Sie werden nicht durch Erdflächen ersetzt, um keine zusätzliche Erdkapazität in den hochimpedanten Pfad ein zu koppeln.

3.3.2 Unterstützende Schaltungen

In den folgenden Paragraphen werden weitere unterstützende Schaltungen beschrieben, welche für die korrekte Funktionsweise des TIA nötig sind, jedoch selbst nicht kritisch für die Charakteristik des TIAs sind, da sie ohne große Anforderungen an Präzision o.ä. erstellt werden können. Dieser Schaltungselemente werden somit kurz und der Vollständigkeit halber beschrieben.

Filter-Stufe

Entsprechend der in Kapitel 3.1 festgelegten Zielwerte solle der Schaltkreis eine Bandbreite von 30kHz erreichen. Der im Kapitel 3.3.1 erstellte Schaltkreis wird auf eine Band-

breite knapp über 30kHz abgestimmt, wobei der parasitäre RC-Filter einen Abfall von -20dB/Dekade besitzt.

Da bekannt ist, dass das zu messende Signal mit einer Bandbreite von 30kHz vorliegt, können alle Frequenzen hierüber möglichst stark gedämpft werden. Dies verringert das Rauschniveau, da die TIA-Schaltung selbst ein recht breites Rauschspektrum bis in die obigen 100kHz besitzt. Hierfür können aktive Filter verwendet werden, welche mithilfe von OpAmps, Widerständen und Kapazitäten wesentlich schneller abfallende Frequenzgänge erreichen können als herkömmliche RC-Filter. Diese Filter werden an den Ausgang des TIA angeschlossen.

Für diese Anwendung wird ein sog. Butterworth-Filter mit zwei Stufen gewählt. Dieser Filter bietet einen flachen Frequenzgang mit steilem Abfall von -80dB/Dekade ab der Grenzfrequenz. Er besteht aus zwei in Reihe geschalteten OpAmps in aktiver Filter-Konfiguration, und kann somit mit leicht erhältlichen Dual-Package OpAmps erstellt werden. Für die genaue Auslegung des Filters wurde das "Filter-Design-Tool" von Analog Devices (siehe [1]) genutzt, welches für die angegebenen Filter-Parameter eine Schaltung berechnet, da die händische Berechnung der Komponenten vor allem bei Einhaltung der Komponentenreihen, (E24) nicht trivial ist.

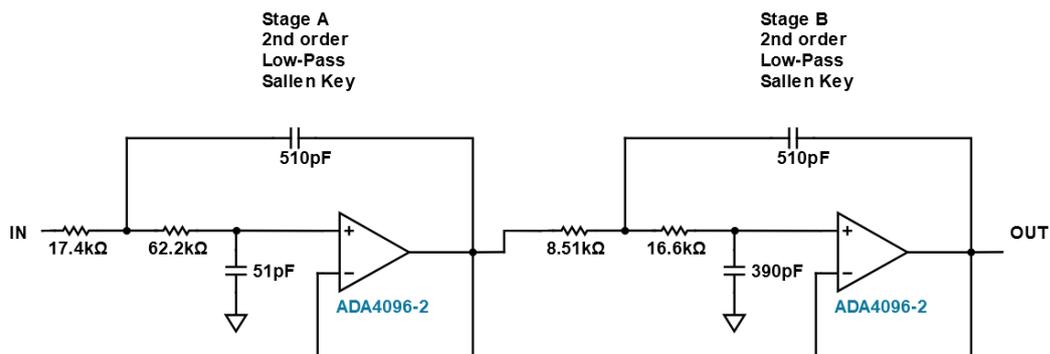


Abbildung 3.24: Schaltkreis der berechneten Filter-Stufe nach [1] Seite ?

Die erstellte Filter-Stufe ist in Abbildung 3.24 dargestellt. Die berechnete Transferfunktion dieses Filters ist in Abbildung 3.25 aufgezeichnet. Zu sehen ist eine glatte Transferfunktion bis hin zum -3dB-Punkt bei 30kHz, nach welchem wie erhofft ein steiler Abfall von -80dB/Dekade vorliegt. Somit werden Rauschanteile sowie andere Störsignale bereits ab 50kHz um einen Faktor von 20dB gedämpft.

Ausgangstreiber

Der Ausgang des Verstärkers wird an einen Analog-Digital-Wandler (im Folgenden "ADC") angeschlossen. Dieser wandelt die analoge Spannung in ein digitales Messsignal für die weitere Auswertung um. Verschiedene ADCs benötigen verschiedene Spannungsniveaus des Messsignals, sowie teilweise ein differentielles Signal. Aus diesem Grund wird eine Verstärkerstufe rein für die Umsetzung der Spannungslevel erstellt, welche durch Anpassung der Widerstände diverse Verstärkungen und Offsets ermöglicht. Die genauen Widerstände

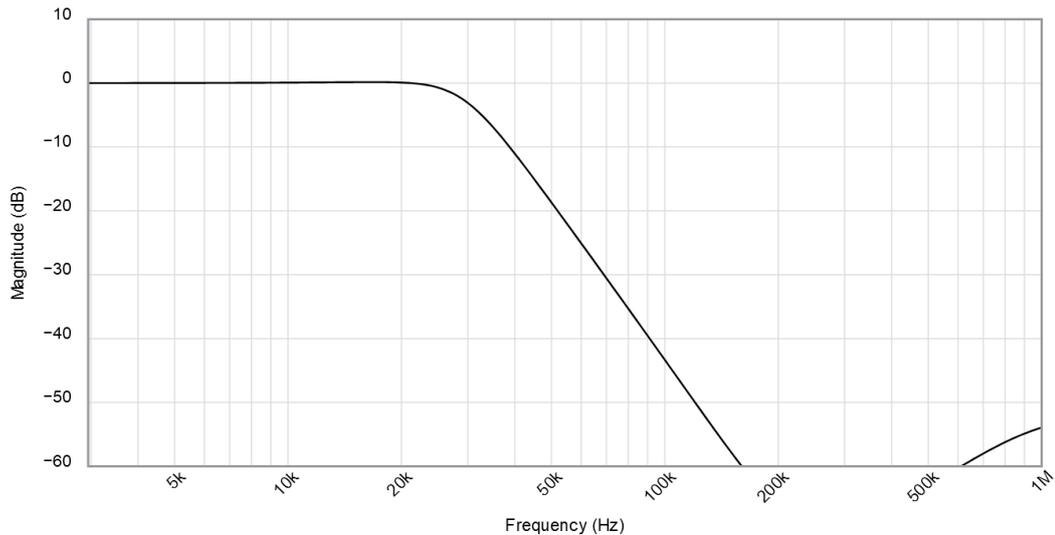


Abbildung 3.25: Bandbreite der berechneten Filter-Stufe nach [1]

müssen je nach ADC gewählt werden, somit werden vorerst Platzhalter genutzt. Diese Stufe ist in Abbildung 3.26 dar gestellt.

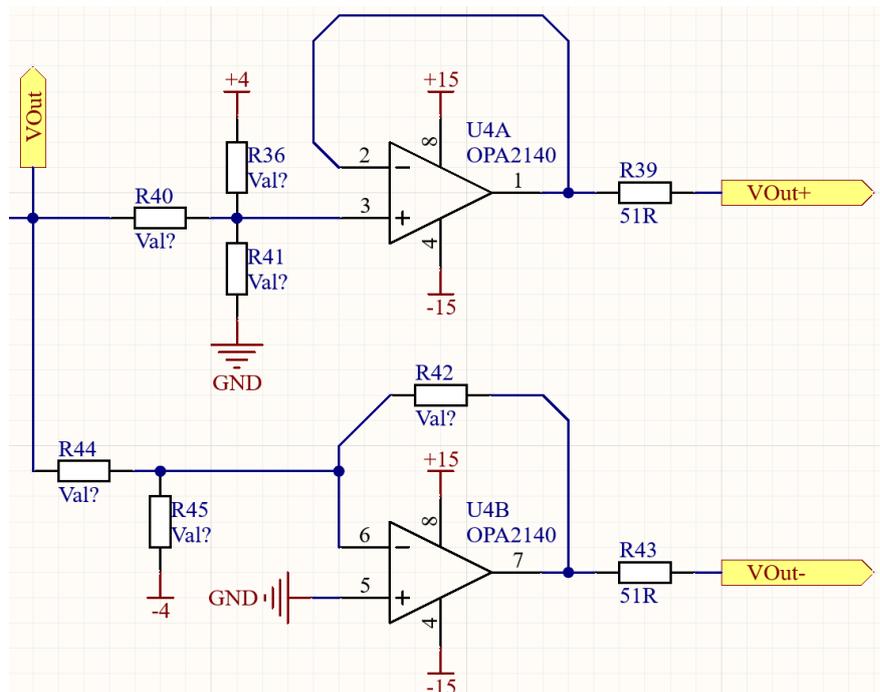


Abbildung 3.26: Schaltkreis des Ausgangstreivers

Spannungsversorgung

Für die korrekte Operation des TIA müssen die für die Verstärker benötigten Spannungen bereit gestellt werden. Hierbei ist eine hohe Qualität, d.h. ein stabiles Spannungsniveau auch unter Last sowie ein möglichst geringes Rauschen der Versorgung, notwendig. Zudem ist

eine differentielle Spannungsversorgung notwendig.

Um all dies zu erreichen, wird die Spannungsversorgung aus zwei Stufen aufgebaut:

→ Absatz raus

1. Ein isolierender DC/DC Wandler mit dualem Ausgang, der *TDN 3-2423*, liefert $\pm 15\text{V}$ Spannung mit einem weiten Eingangsspannungsbereich. Durch die Isolation können sog. Ground-Loops, d.h. Schleifen aus Erdverbindungen, vermieden werden. Diese können als Antennen fungieren und somit zusätzliches Rauschen einfangen. Eine Isolation verhindert dies effektiv. Der duale Spannungsausgang des Wandlers vereinfacht zudem die Versorgung der Verstärker. Von Nachteil ist ein recht hoher Rauschanteil am Ausgang des Wandlers. Der Schaltkreis des DC/DC-Wandlers ist in Abbildung 3.27 dargestellt.

2. Um das Rauschniveau zu reduzieren, und um den TIA-OpAmp mit der korrekten Spannung versorgen zu können, wird ein Linearregler genutzt. Dieser Typ von Regler bietet einen sehr stabilen und rauscharmen Ausgang, und eignet sich somit gut für die Versorgung von sensitiven Bauteilen. Ein dedizierter Zweikanal-Linearregler, der *LT3032*, wird über einen RC-Filter mit der DC/DC-Spannung versorgt, und liefert die notwendigen Spannungen für den TIA selbst. Dieser Regler ist speziell für niedrige Rauschlevel konzipiert, und ist somit bestens für die Bereitstellung einer stabilen Spannung geeignet. Der Schaltkreis des Linearreglers ist in Abbildung 3.28 dargestellt.

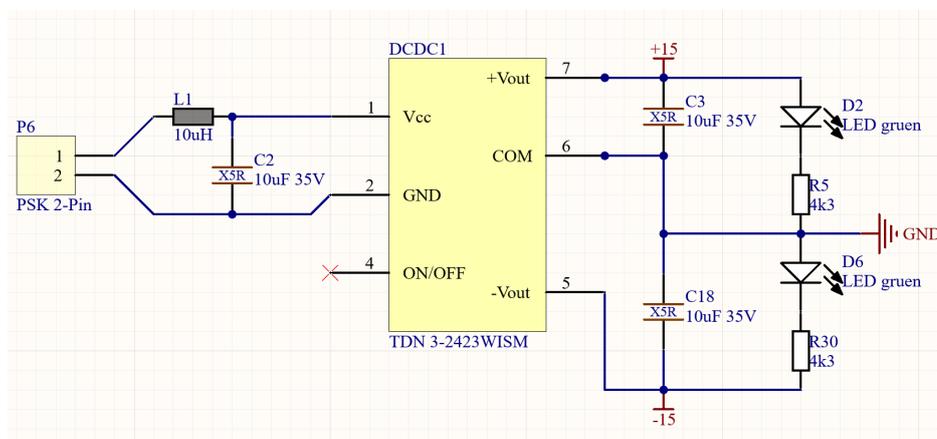


Abbildung 3.27: Schaltkreis des DCDC-Wandlers der Stromversorgung

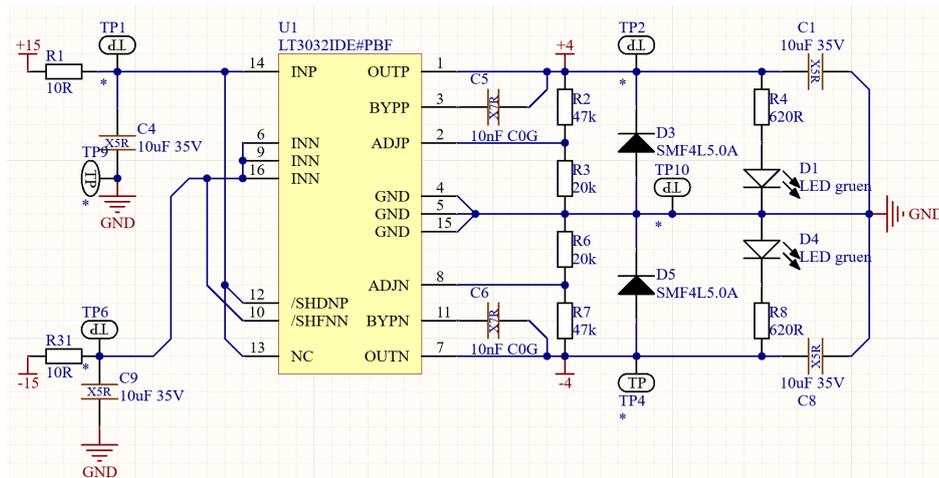


Abbildung 3.28: Schaltkreis des Linearreglers der TIA-Versorgung

3.3.3 Auslegung des PCB

In diesem Abschnitt ^{wird} ~~soll~~ auf die konkrete Platzierung der im vorherigen Teil beschriebenen Komponenten eingegangen werden. Eine korrekte Positionierung ist notwendig, um Störsignale zu minimieren, da gewisse Schaltungsteile eigene Rauschquellen sind.

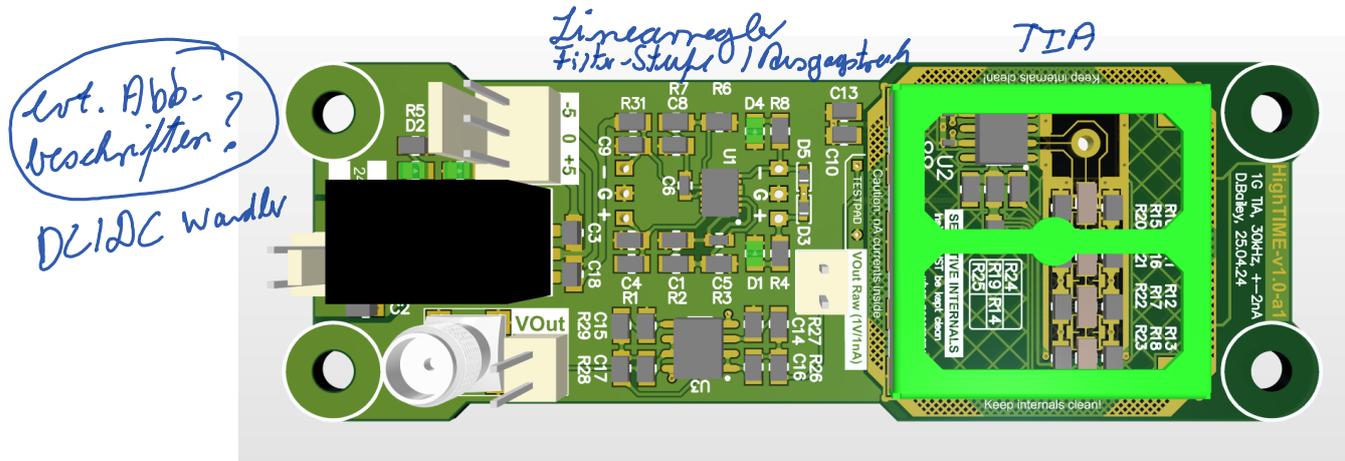


Abbildung 3.29: 3D-Modell des gesamten TIA-Schaltkreises.

Abbildung 3.29 zeigt den Aufbau der Platine mit allen Komponenten. Die einzelnen Elemente des TIA sind von links nach rechts wie folgt angeordnet:

1. Der DC/DC-Wandler der Spannungsversorgung muss möglichst weit vom Verstärker selbst angebracht werden, da die Schaltungsvorgänge des Wandlers Störsignale ausbilden können.
2. Mittig auf der Platine ist der Linearregler sowie die Filter-Stufe und der Ausgangstreiber angebracht. Der Linearregler ist hierbei möglichst nah an den Spannungseingang des TIA-Verstärkers gelegt, um die Distanz hierzu zu vermindern. Die Ausgangs-Stufe ist nicht rauschanfällig, und kann somit beliebig platziert werden.

3. Auf der rechten Seite der Platine wird der TIA-Teil selbst platziert. Somit ist garantiert, dass keine unnötigen Stromflüsse durch diesen Verstärkerteil fließen können. Das gesamte TIA-System wird zur Minimierung externer Einflüsse zudem in ein Schirmgehäuse untergebracht.

Zusätzlich zu den bereits etablierten Komponenten der Schaltung werden einige mechanische Verbindungen zur Operation des Schaltkreises untergebracht:

- Vier M3-Schraublöcher werden an den Enden der Platine zur mechanischen Befestigung bereit gestellt.
- Ein 2-Pin PSK-Stecker dient zur Stromversorgung
- Mehrere diverse PSK-Stecker sowie Testpads werden entlang der Schaltung platziert, um Spannungen sowie Signale überprüfen zu können. Dies beinhaltet mitunter die Ausgänge des DC/DC-Wandlers, des Linearreglers, sowie den ungefilterten Ausgang des TIAs selbst.
- Zur Verbindung des TIA Eingangs sowie Bereitstellung des Ausgangssignals werden SMA-Steckverbindungen benutzt. Diese sind besonders gut geeignet für Signale, die einer Schirmung und präzisen Übertragung benötigen, und sind somit gut geeignet für das Eingangs- und Ausgangssignal des Verstärkers.

Die Platine wird mithilfe von Standard-Anfertigungsverfahren hergestellt.

How much of this should we write down here?

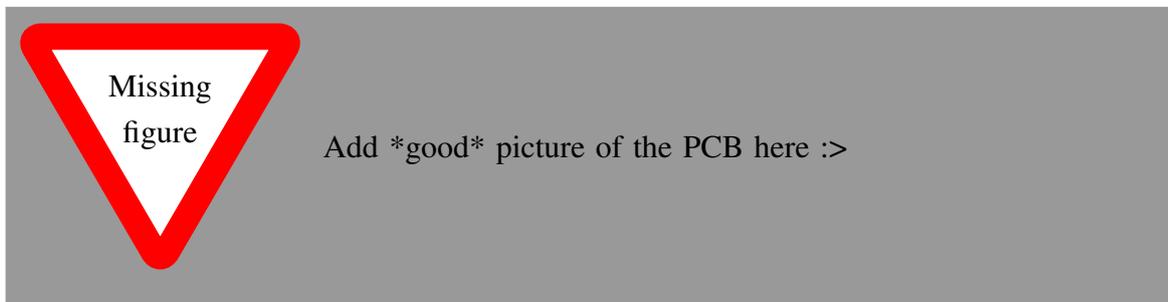


Abbildung 3.30: Bild des fertig gestellten TIA-PCBs

4 Vermessung

In diesem Kapitel wird der erstellte Schaltkreis auf seine Funktionstüchtigkeit untersucht. Es wird beurteilt, ob die Schaltung die festgelegten Zielparameter erreichen kann, und welche Parameter einer Verbesserung bedürfen.

Hierbei werden verschiedene Variationen des Schaltkreises vermessen, um einige Systemparameter bestimmen zu können. Diese sind:

- Ein Schaltkreis ohne Abschirmungen und mit $4 \cdot 47 \text{ M}\Omega$ Rückkoppelwiderständen, zur Bestätigung der Notwendigkeit der Abschirmungen.
- Drei Schaltkreise mit jeweils $4 \cdot 47 \text{ M}\Omega$, $4 \cdot 20 \text{ M}\Omega$ sowie $4 \cdot 120 \text{ M}\Omega$ Rückkoppelwiderständen, um den Einfluss der verschiedenen Widerstände charakterisieren zu können.

4.1 Messergebnisse

4.1.1 Linearität

In diesem Abschnitt wird die Linearität des erstellten Schaltkreises erprobt. Diese Art der Vermessung gibt an, auf welche Art Eingang- und Ausgangssignal in Relation stehen. Für die meisten Sensorsysteme ist eine möglichst lineare Relation gewünscht, d.h.:

$$V_{\text{out}} = I_{\text{in}} \cdot R_{\text{f}}$$

Wobei R_{f} der Rückkoppelwiderstand des TIVs ist. In einem echten System gibt es jedoch zusätzliche Fehlerquellen, welche diese Relation verändern, so z.B. Nichtlinearitäten und Leckströme.

Um die Relation zwischen Aus- und Eingang charakterisieren zu können wird eine Referenzstromquelle, der ???, genutzt. Diese Quelle liefert Ströme mit einer Präzision von ???. Der Ausgang dieser Quelle wird an den Eingang des gebauten TIVs angeschlossen. Der Ausgang des TIVs wird mit einem digitalem Multimeter, dem ???, vermessen, wobei eine Mittlung von $100 \cdot 20 \text{ ms}$ eingestellt wird.

Vermessen wird nur die abgeschirmte $4 \cdot 47 \text{ M}\Omega$ Variante des TIVs, da Nichtlinearitäten sowie Leckströme eine Funktion des Verstärkers selbst sind. Die Abschirmung beeinflusst

Add
actual
current
source
for li-
nearity

Add
multi-
meter
device

lediglich die dynamischen Eigenschaften des Schaltkreises, während Widerstände generell keine Nichtlinearitäten bei DC aufweisen. Es wird ein Strombereich von $\pm 2,6$ nA Eingangsstrom vermessen.

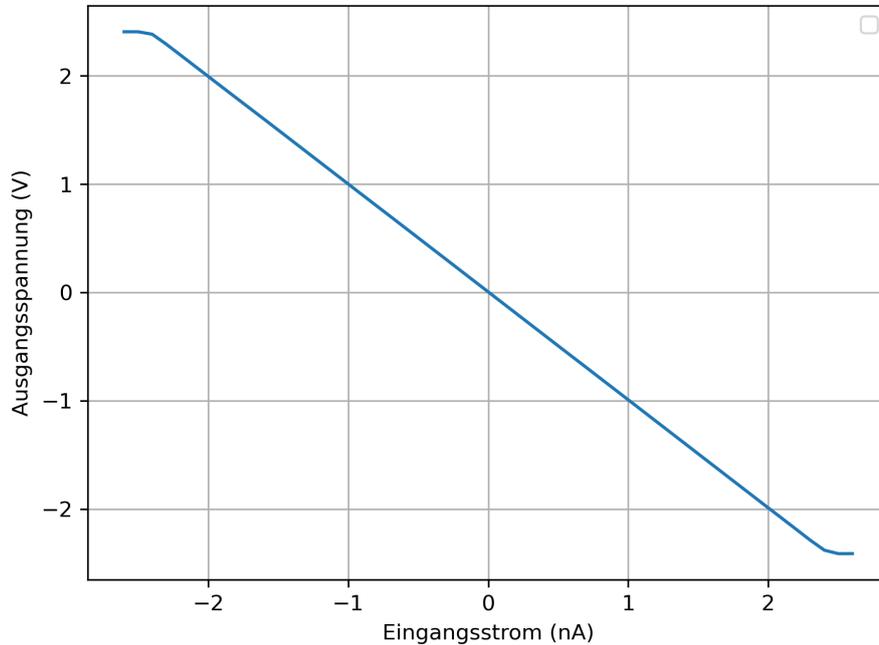


Abbildung 4.1: Messergebnisse der Linearitätsmessung.

Abbildung 4.1 zeigt das Ergebnis der Vermessung. Deutlich zu erkennen ist eine saubere, lineare Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Eingangsstrom ohne merkliche Abweichungen vom linearen Zusammenhang. Auch der Verstärkungsfaktor von $1 \text{ G}\Omega$ ist präzise erreicht worden. Lediglich an den Extremen des Messbereiches ab ca. $\pm 2,4$ nA ist ein Einknicken der Ausgangsspannung zu erkennen. Dies lässt sich durch die Versorgungsspannung des Verstärkers erklären, welche bei ca. $\pm 2,5$ V liegt.

4.1.2 Bandbreite

Einfluss der Abschirmung

4.1.3 Rauschen

4.2 Diskussion der Messergebnisse

5 (Optional) Erstellung eines vollintegrierten TIV-Frontends

Literaturverzeichnis

- [1] Analog Devices. Filter Design Tool, 2024. [Online; accessed 05. July 2024].
- [2] Contributors to Wikimedia projects. Johnson–Nyquist noise - Wikipedia, May 2024. [Online; accessed 13. May 2024].
- [3] James F. Cox. *Fundamentals of Linear Electronics: Integrated and Discrete*. Delmar Thomson Learning, 2002.
- [4] Analog Devices. Op amp input bias current. Technical report, Analog Devices, 2008.
- [5] Herbert H. Hill Jr. G. A. Eiceman, Z.Karpas. *Ion Mobility Spectrometry*. Taylor and Francis Group, 2013.
- [6] Texas Instruments. Effect of Parasitic Capacitance in Op Amp Circuits. Technical report, Texas Instruments, September 2007.
- [7] Texas Instruments. Noise Analysis in Operational Amplifier Circuits. Technical report, Texas Instruments, 2007.
- [8] Tobias Reinecke and Brian H. Clowers. Implementation of a flexible, open-source platform for ion mobility spectrometry. *HardwareX*, 4:e00030, October 2018.