

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

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

Hannover, den 15. August 2024

Can
we add
a no-
LLM
clause?

FILL THIS OUT

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	vii
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	12
3 Entwicklung des Transimpedanzverstärkers	14
3.1 Zielparameter	14
3.2 Analyse der Parasitäreffekte	15
3.2.1 Effekte der passive Bauelemente	15
3.2.2 Effekte des OpAmp	25
3.3 Schaltungsdesign	36
3.3.1 TIV	36
3.3.2 Unterstützende Schaltungen	39
3.3.3 Auslegung des PCB	43
4 Vermessung	45
4.1 Messergebnisse	45
4.1.1 Linearität	45
4.1.2 Bandbreite	46
4.1.3 Rauschen	52
4.1.4 Stabilität am IMS	54
4.2 Diskussion der Messergebnisse	55
5 Revision des TIVs	56
5.1 Diskussion der Fehlerquelle	56
5.2 Korrektur der Schaltung	56
5.3 Vermessung der Revision	59
5.3.1 Stabilität am IMS	59
5.3.2 Linearität	60
5.3.3 Bandbreite	61
5.3.4 Rauschen	63
5.3.5 Konsistenz des Schaltkreises	66
5.3.6 Einfluss der Kaskadenschaltung	66

5.4 Fazit	70
Literaturverzeichnis	71

Todo list

Can we add a no-LLM clause?	c
FILL THIS OUT	e
Disable ToDoList for the work	iv
Move	viii
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
Insert ref here	14
Describe IMS	14
verify this	14
Insert peak amplitude	14
Figure: Include figure for an example IMS peak shape	14
insert ADC name	15
verify	15
Cite or explain this	15
Quote Maxwell?	18
Rewrite this more understandably	18

Find a citation for this. 20

Find a citation for this? 30

Figure: Include OpAmp VIn-noise schematic here! 33

Redo the CIn simulation with more realistic feedback resistor. 33

Do we need to cite the Datasheets? 36

How much of this should we write down here? 44

Figure: Add *good* picture of the PCB here :-> 44

Figure: Add figure of with-IMS noise 59

Measure this 60

Figure: Measure linearity of v11 60

Fill this out after measurement 60

Check with our LTSpice simulation if we see these! 61

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 der offenen Verstärkung eines OpAmp auf die Übertragungsfunktion eines TIVs. Bei zu geringer Verstärkung bricht die Verstärkung frühzeitig ein, und es bildet sich ein Tiefpassverhalten aus. Es sind jedoch keine Instabilitäten zu erkennen.	10
2.10	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.	10
2.11	Schematische, vereinfachte Darstellung der zusammengefassten Rauschquellen eines OpAmp nach [7]. Hierbei sind die Rauschquellen eingangsbezogen dargestellt.	11
2.12	Grundlegender Schaltkreis eines Transimpedanzverstärkers.	12
3.1	Messung eines beispielhaften Ionen-Peaks	14
3.2	CST-Widerstandsmodelle	16
3.3	Aufbau der Simulation der parasitären Rückkoppelkapazitäten	17
3.4	Die Potentialfelder der elektrostatischen Simulation der Widerstände, verschiedene Ansichten	19
3.5	Die D-Feldstärken der elektrostatischen Simulation in verschiedenen Ansichten.	19
3.6	D-Feld Integrationsflächen	20
3.7	Schnittbild durch das Simulationsmodell mit eingebauten Abschirmungselektroden	21

3.8	Schematische Darstellung der Kapazitäten, welche einer der Widerstandskontakte sieht.	21
3.9	Schnittbild des D-Feldes durch das Simulationsmodell mit eingebauten Abschirmungselektroden	22
3.10	Aufbau der Simulation zur Analyse des Effektes der parasitären Kapazitäten auf eine Widerstands-Serienschaltung	23
3.11	Ergebnisse der Simulation des Einflusses der parasitären Erdkapazität.	24
3.12	Aufbau der Simulation zur Analyse des Effektes der Schirmungskapazitäten auf eine Widerstands-Serienschaltung	24
3.13	Ergebnisse der Simulation zur Analyse der Auswirkungen der Abschirmkapazitäten.	25
3.14	LTSpice-Schaltkreis zur Simulation der OpAmp-Transferfunktion	26
3.15	Darstellung der Auswirkung eines variierten OpAmp GBWP auf die Bandbreite und Stabilität der simulierten TIV-Schaltung.	26
3.16	Darstellung des Einflusses der offenen Verstärkung eines OpAmp auf die Übertragungsfunktion eines TIVs. Deutlich zu erkennen ist der Einbruch der Bandbreite bei zu geringer Verstärkung. Es ist jedoch keine Instabilität zu erkennen.	28
3.17	Ergebnisse der Simulation eines idealen OpAmp mit variiertem Eingangskapazität C_{in}	29
3.18	Ergebnisse der Simulation eines idealen OpAmp mit variiertem parasitärer Widerstandskapazität C_1	29
3.19	Beispielhafte Schaltungen zur Erhöhung des OpAmp GBWP.	31
3.20	Ergebnis der LTSpice-Simulation einer kaskadierten OpAmp Verschaltung, mit variiertem Verteilung der Verstärkung zwischen erster und zweiter Stufe. Legendenangabe gibt die Verstärkung der zweiten Stufe an. Gesamtverstärkung 1 GΩ.	32
3.21	Schaltkreis der LTSpice-Simulation zur Bestimmung OpAmp-Rauschens.	33
3.22	Rauschen in Abhängigkeit von R_f	34
3.23	Rauschen in Abhängigkeit von C_{in}	34
3.24	Schematischer Schaltkreis des TIVs	37
3.25	Platinendesign der TIV-Schaltung	38
3.26	Aufbau der Schirmelektroden des Rückkoppelpfades	39
3.27	Schaltkreis der berechneten Filter-Stufe nach [1]	40
3.28	Bandbreite der berechneten Filter-Stufe nach [1]	41
3.29	Schaltkreis des Ausgangstreiber	41
3.30	Schaltkreis des DCDC-Wandlers der Stromversorgung	42
3.31	Schaltkreis des Linearreglers der TIV-Versorgung	43
3.32	3D-Modell des gesamten TIV-Schaltkreises.	43
3.33	Bild des fertig gestellten TIV-PCBs	44
4.1	Messergebnisse der Linearitätsmessung.	46
4.2	Bandbreiten des TIV-Teils der aufgebauten Varianten der ersten Platinenrevision, mit verschiedenen Rückkoppelwiderständen.	47
4.3	Übertragungsfunktionen des gefilterten Ausgangs der Platinen bei variiertem Rückkoppelwiderstand.	48
4.4	Vergleich der Übertragungsfunktion des gefilterten und ungefilterten Ausgangs des 47 MΩ TIVs.	49

4.5	Übertragungsfunktionen des $47\text{M}\Omega$ TIVs bei variierten Abschirmungselektrodenspannungen	50
4.6	Ausgangsspannung des TIV-Schaltkreises ohne Abschirmung.	51
4.7	Durchschnittliches Rauschspektrum des ungefilterten Ausgangs der drei Platinen.	52
4.8	Durchschnittliches Rauschspektrum des gefilterten Ausgangs der drei Platinen.	53
4.9	Ausgangsspannung des TIVs bei angeschlossener IMS-Röhre, mit deutlich zu erkennender Instabilität der Messung.	54
5.1	Schaltkreis der zweiten Revision des Verstärkerteils des TIVs.	57
5.2	Auslegung des PCBs der zweiten Revision des TIVs	58
5.3	3D-Modell der zweiten Revision des PCBs	59
5.4	Rauschlevel der $47\text{M}\Omega$ Variante mit angeschlossenen IMS.	59
5.5	Vermessung der Linearität der zweiten Revision, $47\text{M}\Omega$ -Variante	60
5.6	Messungen der Übertragungsfunktionen der Platinen der zweiten Revision.	61
5.7	Vergleich der Bandbreiten der $47\text{M}\Omega$ Varianten von der alten und neuen Revision.	62
5.8	Durchschnittliches Rauschspektrum der Platinen der zweiten Revision.	63
5.9	Vergleich des Rauschspektrums der Revisionen der $47\text{M}\Omega$ Variante.	64
5.10	Rauschspektren des gefilterten Ausgangs der zweiten Revision des TIVs.	65
5.11	Vergleich der Bandbreiten zweier identischer TIV-Platinen.	66
5.12	Einfluss eines Tiefpassfilters in der zweiten Stufe des kaskadierten TIVs auf die Übertragungsfunktion.	67
5.13	Einfluss eines Tiefpassfilters in der zweiten Stufe des kaskadierten TIVs auf das Rauschspektrum.	68
5.14	Übertragungsfunktionen eines $47\text{M}\Omega$ TIVs mit varrierter Verstärkung der zweiten Stufe der Kaskade.	69
5.15	Rauschspektren eines $47\text{M}\Omega$ TIVs mit varrierter Verstärkung der zweiten Stufe der Kaskade.	70

Move 

1 Einleitung

Rework this **after** completing other chapters

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 nun 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

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.

Did this happen?

2 Grundlagen

Dieses Kapitel wird grundlegende technische Details für diese Arbeit dar stellen, um auf diesen später auf zu bauen. Es wird hierbei die Funktionsweise eines IMS genauer beschrieben, und die Rolle des TIVs in diesem System charakterisiert. Ebenfalls werden Eigenschaften relevanter elektrischer Bauteile beschrieben.

2.1 Grundlagen des IMS

Im Folgenden wird die Ionenmobilitätsspektrometrie, deren Funktionsweise und Relevanz 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.
- 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

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]:

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.

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.

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

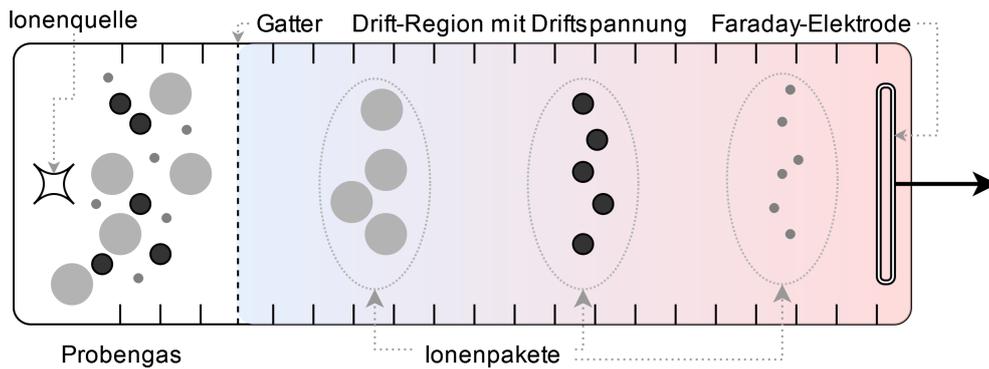


Abbildung 2.1: Schematischer Aufbau einer IMS-Röhre nach [5, Seite 3, Abb. 1.2.b]



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
- 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.

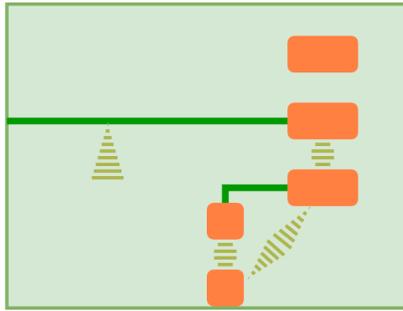


Abbildung 2.3: Schematische Darstellung eines PCBs mit Anschlüssen zu Bauteilen (goldene Pads) und Leiterbahnen (dunkelgrün) mit verschiedenen Leckstrompfaden entlang der Oberfläche (schraffiert dargestellt). Leckströme fließen überwiegend zwischen freigelegten Kupferflächen, können zudem auch durch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

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.

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.

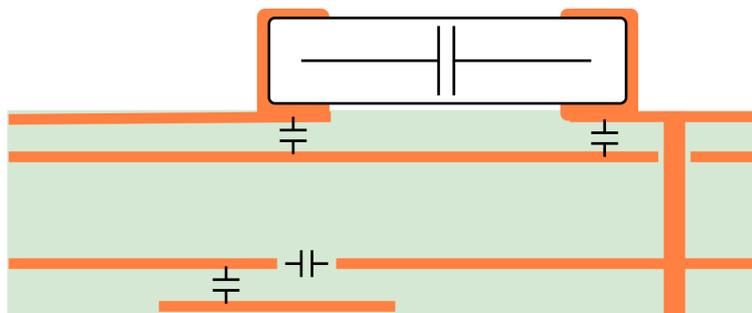


Abbildung 2.4: Schematische Darstellung einer Schnittfläche eines PCBs mit Leitungen und einem Bauteil, mit einigen parasitären Kapazitäten eingezeichnet. Diese Kapazitäten entstehen sowohl zwischen zwei Leitungen, Leitungen und Erdflächen, sowie den Anschlüssen eines Bauteiles.

Wichtig ist dieser Effekt in Kombination mit hochohmigen Eingängen und Widerständen. So wird z.B. die Impedanz eines $100\text{M}\Omega$ 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.

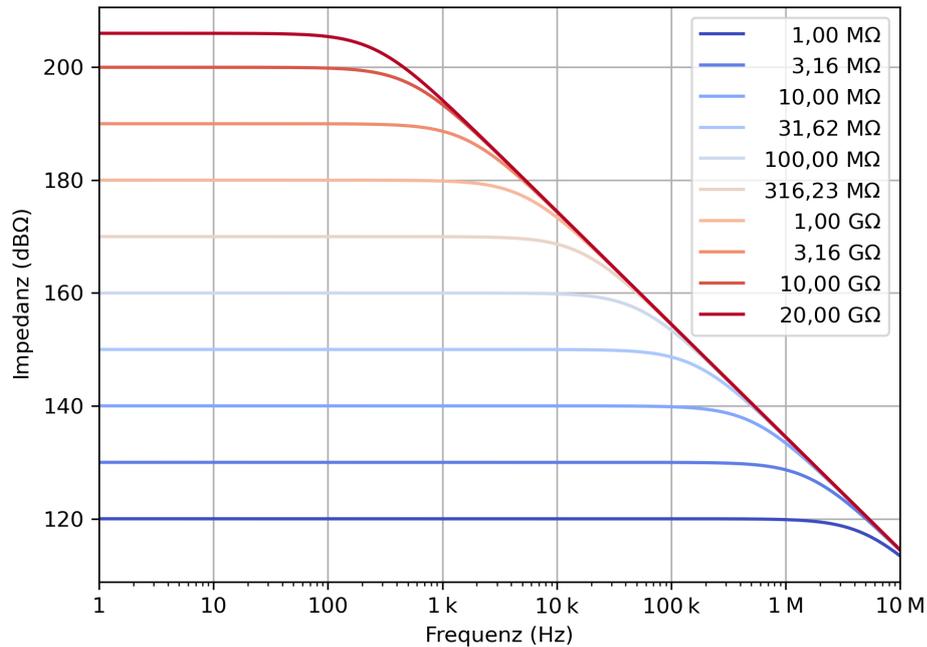


Abbildung 2.5: Impedanzverläufe verschiedener Widerstandswerte bei gleicher parasitärer Kapazität $C_p = 30 \text{ fF}$

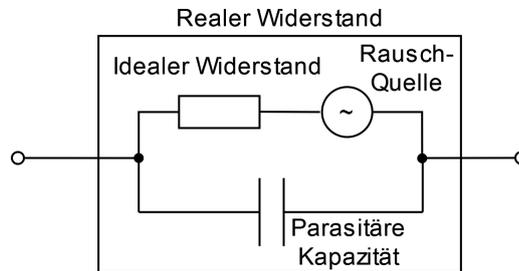


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung eines realen Widerstandes nach [2]

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:

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

Hierbei ist $V_{n,\text{rms}}$ 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.

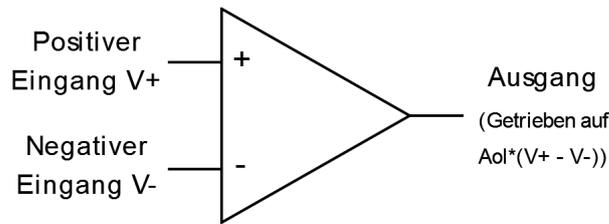


Abbildung 2.7: Schematisches Symbol eines idealen OpAmps

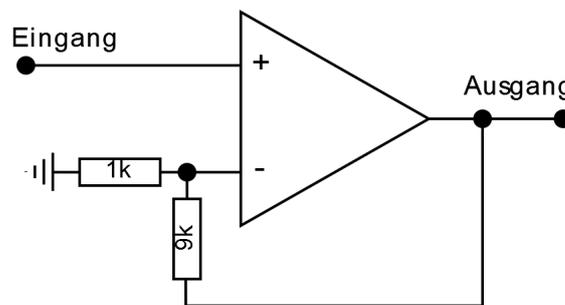


Abbildung 2.8: Beispielhafte Verstärkerschaltung mit einem OpAmp

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 $V_{\text{out}} = A_{\text{ol}} * (V_+ - V_-)$ 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 Rückkopplungspfad 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 $1 \mu\text{A}$ bis hin zu 1fA . Diese Leckströme können die Spannungen an den Eingängen, und somit das Messergebnis, beeinflussen[4].

- 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].
- 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-Bandpreitenprodukt charakterisiert[3]. Im folgenden wird dies als GBWP aus dem Englischen "Gain-Bandwidth-Product" bezeichnet. Dies kann ebenfalls die Transferfunktion beeinflussen, siehe Abbildung 2.10. 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.
- Endliche Verstärkung. Ein realer OpAmp kann ein Signal nur um einen gewissen, endlichen Faktor verstärken. Dieser Faktor wird als "offene" Verstärkung bezeichnet, da er ohne Rückkopplung gemessen wird. Diese Begrenzung führt zu einer Limitierung der absoluten Verstärkung einer OpAmp-Stufe. Zusammen mit einer Eingangskapazität bildet sich hieraus ebenfalls eine Grenze der Bandbreite, da die Eingangskapazität den Anstieg der Eingangsspannung, und durch die endliche Verstärkung auch den Anstieg der Ausgangsspannung, begrenzt. Dies ist in Abbildung 2.9 dargestellt.
- Rauschen. Ein realer OpAmp hat verschiedene Rauschquellen, welche in das Messsignal übergehen können. Dies sind Eingangsbezogenes Strom- und Spannungsrauschen [7], und sind in Abbildung 2.11 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?

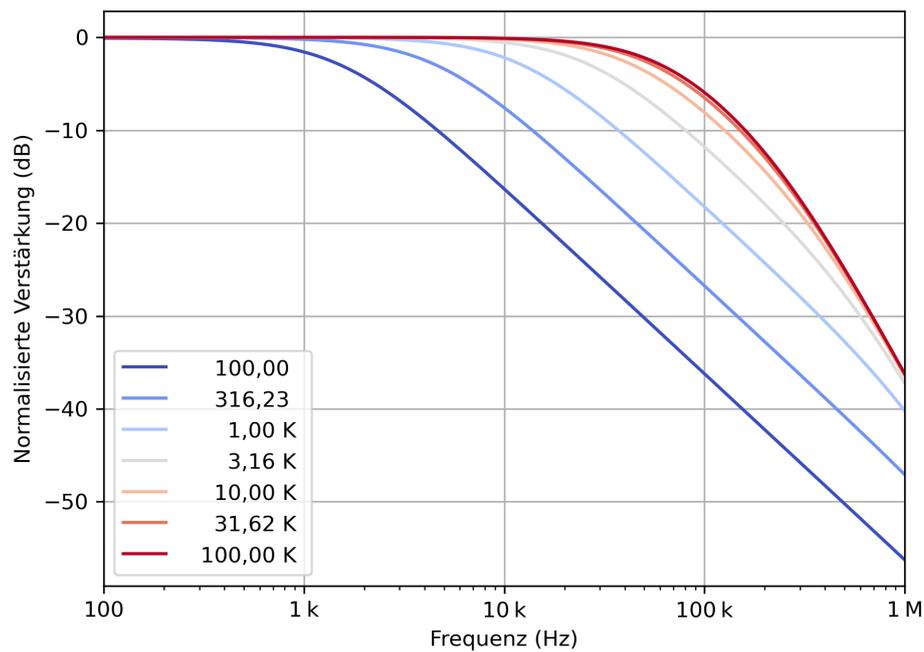


Abbildung 2.9: Darstellung des Einflusses der offenen Verstärkung eines OpAmp auf die Übertragungsfunktion eines TIVs. Bei zu geringer Verstärkung bricht die Verstärkung frühzeitig ein, und es bildet sich ein Tiefpassverhalten aus. Es sind jedoch keine Instabilitäten zu erkennen.

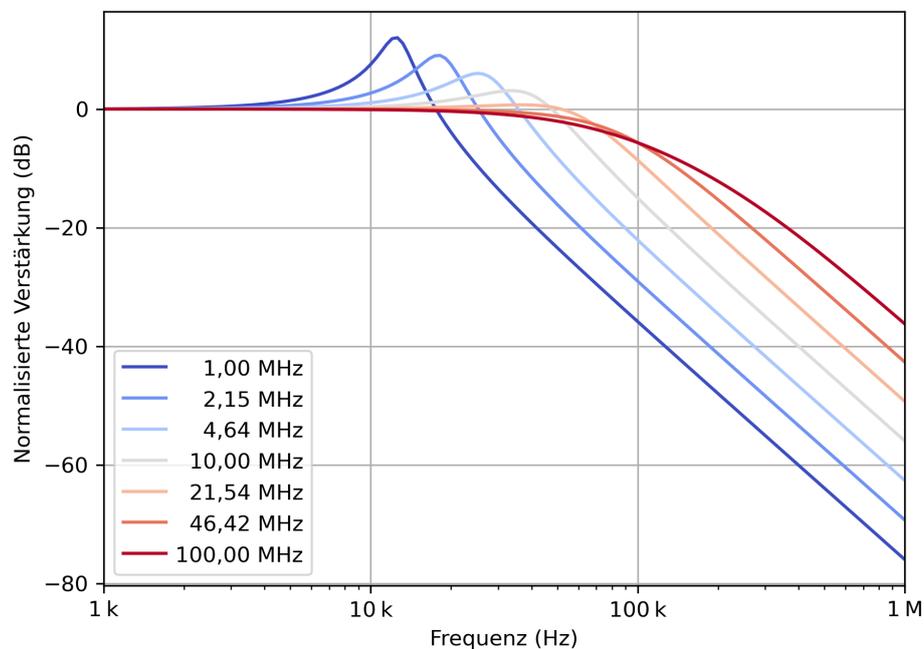


Abbildung 2.10: Darstellung des Einflusses des GBWP auf die Übertragungsfunktion einer OpAmp Schaltung. Bei zu geringem GBWP ist die Bandbreite limitiert. Zudem entsteht eine Instabilität, welche den Schaltkreis zum oszillieren bringen kann.

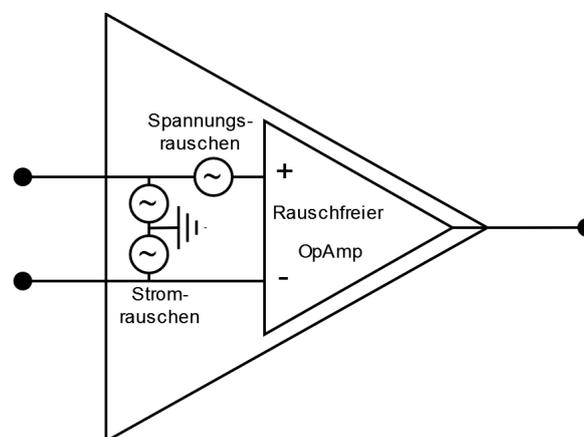


Abbildung 2.11: Schematische, vereinfachte Darstellung der zusammengefassten Rauschquellen eines OpAmp nach [7]. Hierbei sind die Rauschquellen eingangsbezogen dargestellt.

2.4 Aufbau eines Transimpedanzverstärkers

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 2.12 aufgeführt.

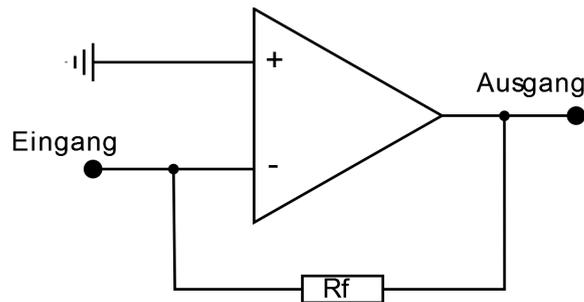


Abbildung 2.12: Grundlegender Schaltkreis eines Transimpedanzverstärkers.

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 dar gestellt 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 Packetes möglichst akkurat dar stellen. 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

verify
this

. Dieses generiert Ionenpakete mit einer Gausschen 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 . Somit reicht ein Eingangsbereich des TIV von $\pm 1\text{nA}$.

Insert
peak
amplitude

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



Include figure for an example IMS peak shape

Abbildung 3.1: Messung eines beispielhaften Ionen-Peaks

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: $A_{\text{TIV}} = V_{\text{out}}/I_{\text{in}} = 2\text{ V}/1\text{ nA} = 2\text{ G}\Omega$

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

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

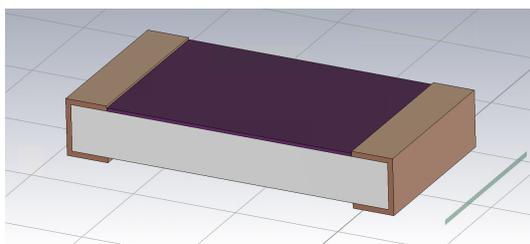
Rückkoppelwiderstandes angestrebt werden.

Parasitäre Rückkopplungskapazität

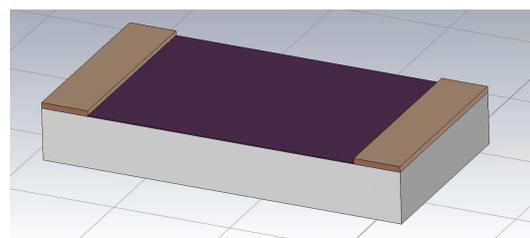
Der Rückkoppelwiderstand ist ein zentrales Bauteil des TIVs, welcher die Verstärkung des gesamten Schaltkreises festlegt. Alle Bauteile eine parasitäre Kapazität, wie in Kapitel 2.2 festgelegt wurde. Abbildung 2.5 in diesem Kapitel zeigt, dass diese Kapazität an hochohmigen Widerständen schon bei geringeren 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.

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 diesen 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

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.

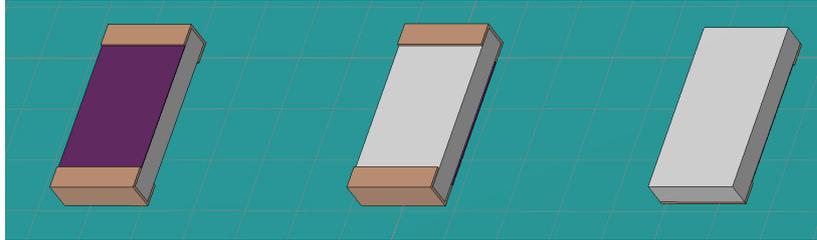


Abbildung 3.3: Aufbau der elektrostatischen Simulation der Widerstandskapazitäten. Aufgebaut sind der Flipchip-Widerstand (rechts), ein regulärer 1206-Format Widerstand mit dem Kohlefilm auf der Unterseite (mittig), und ein 1206-Widerstand in normaler Aufbauweise mit dem Film nach oben zeigend (links).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

In der Simulation werden die metallisierten Enden der Widerstände auf unterschiedliche potentiale gelegt, um das E-, D- und Potentialfeld berechnen zu können. Hierbei wird $\pm 0,5\text{ V}$ gewählt, um ein Gesamtpotential von 1 V auf zu bauen, 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 aus der Gleichung der Grenzfrequenz eines RC-Filters, beschrieben in Gleichung 3.7. Die berechneten Grenzwerte der Widerstände sind in Tabelle 3.2 dargestellt.

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

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

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

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

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.

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?

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

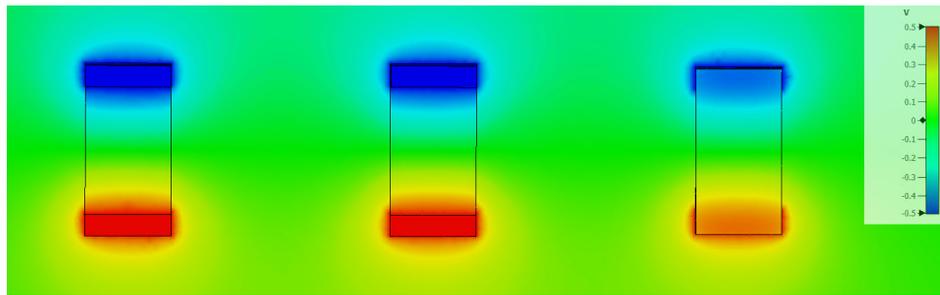
Durch Bestimmung der Flussrichtungen des D-Feldes lassen sich somit die Quellen der Ladungen bestimmen. Dies ist zum Verständnis der Kapazität und der späteren Verminderung dieser nützlich.

Rewrite
this mo-
re un-
derstan-
dably

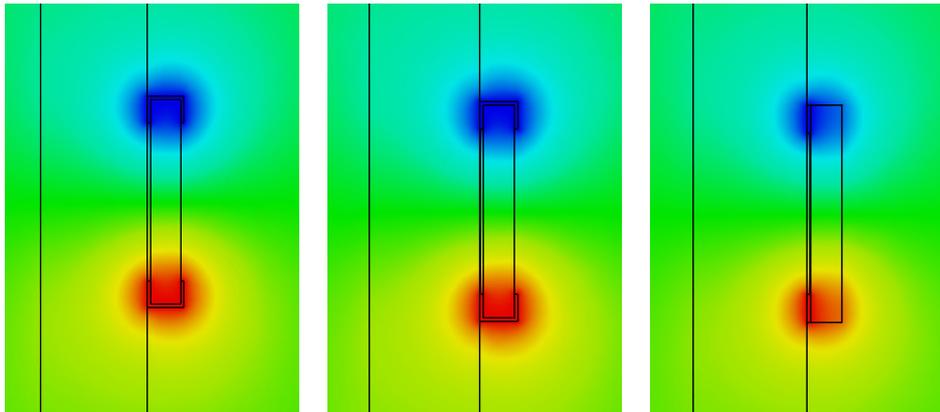
Deutlich zu erkennen ist der Grund der geringeren Kapazität des Flipchip in Abbildung 3.5d im Vergleich zu dem Standardwiderstand. Durch die geringere metallisierte Oberfläche ist die D-Feld-Intensität innerhalb der Keramik des Widerstandes verringert, und befindet sich näher an der Unterseite. Bei den 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.

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



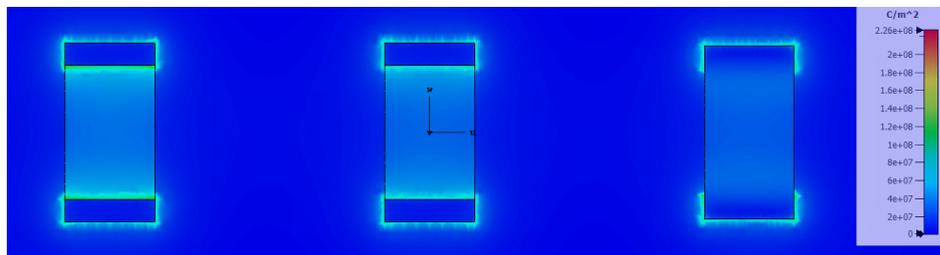
(a) Potentialfeld der Widerstände aus oberer Ansicht



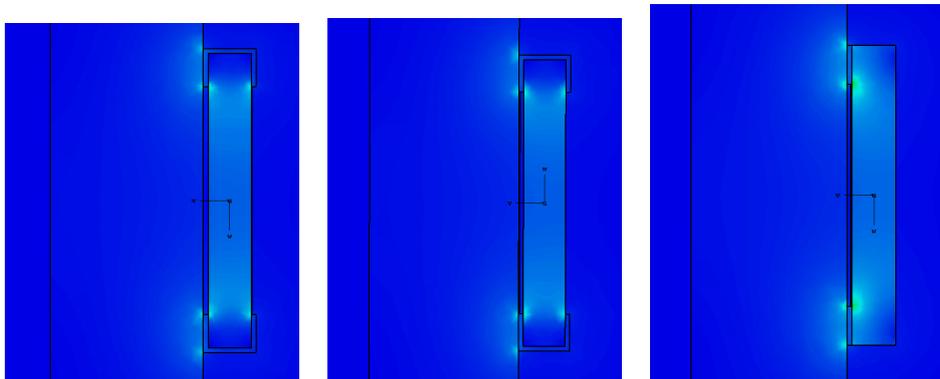
(b) Potential innerhalb des nach oben zeigenden 1206 Widerstandes

(c) Potential innerhalb des herunterzeigenden 1206 Widerstandes

(d) Potential innerhalb des Flip-chip

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.

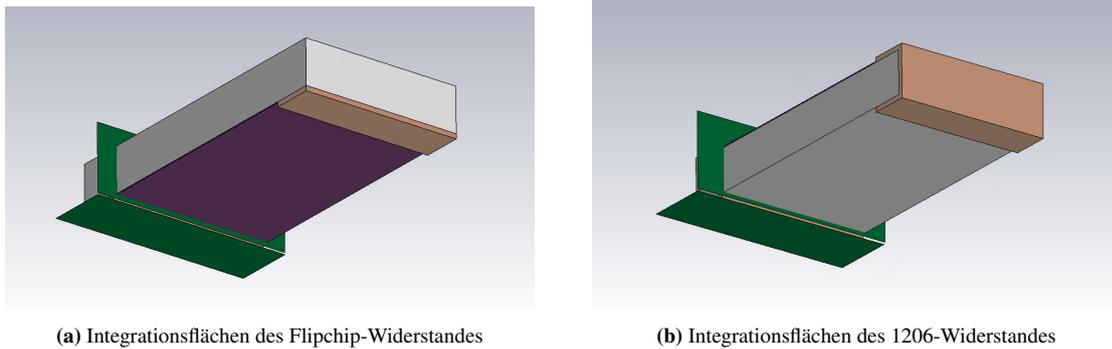


Abbildung 3.6: Die in CST genutzten Integrationsflächen (grün) zur Berechnung des D-Feld-Durchflusses

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

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.

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.

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.

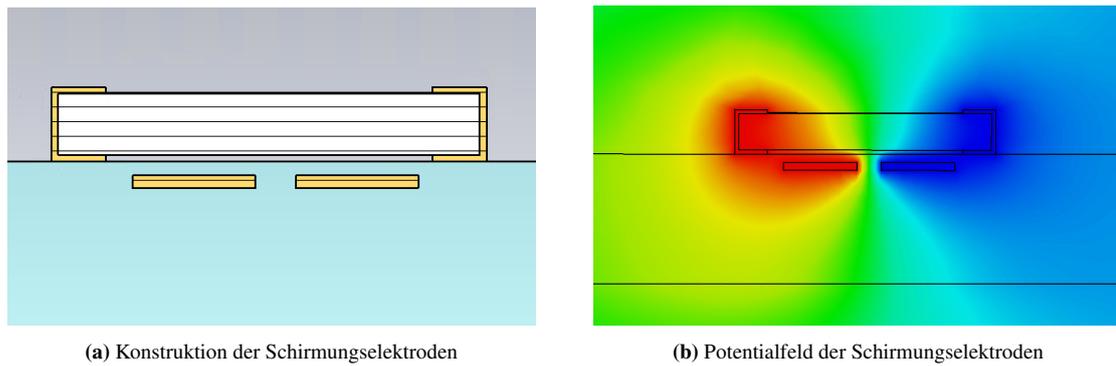


Abbildung 3.7: Schnittbild durch das Simulationsmodell mit eingebauten Abschirmungselektroden

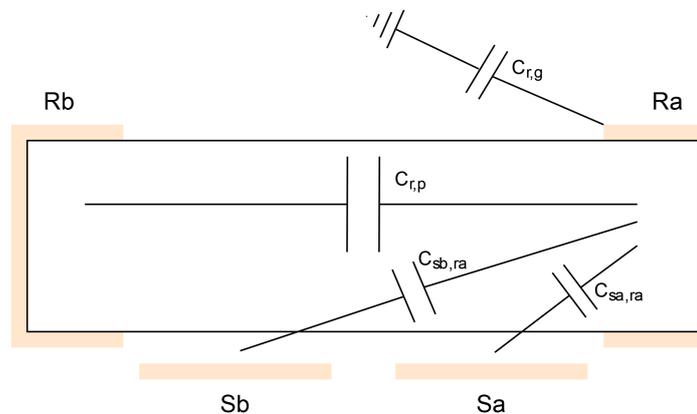


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung der Kapazitäten, welche einer der Widerstandskontakte sieht.

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

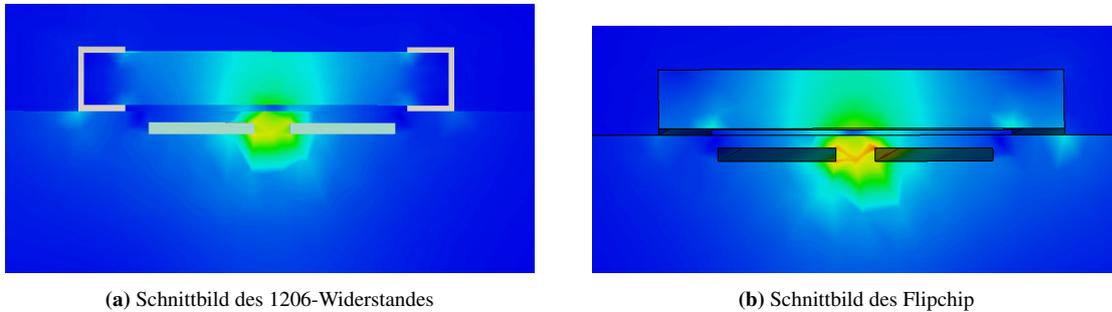
Typ	$C_{r,p}$	$C_{r,sp}$	$C_{r,s}$	$C_{r,g}$
1206	5,64 fF	28,16 fF	194,25 fF	17,71 fF
Flipchip	3,51 fF	23,39 fF	183,53 fF	15,99 fF

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. Abbildung 3.9 zeigt die Schnittbilder der D-Felder mit Abschirmungselektroden auf.

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 dar stellen. 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.

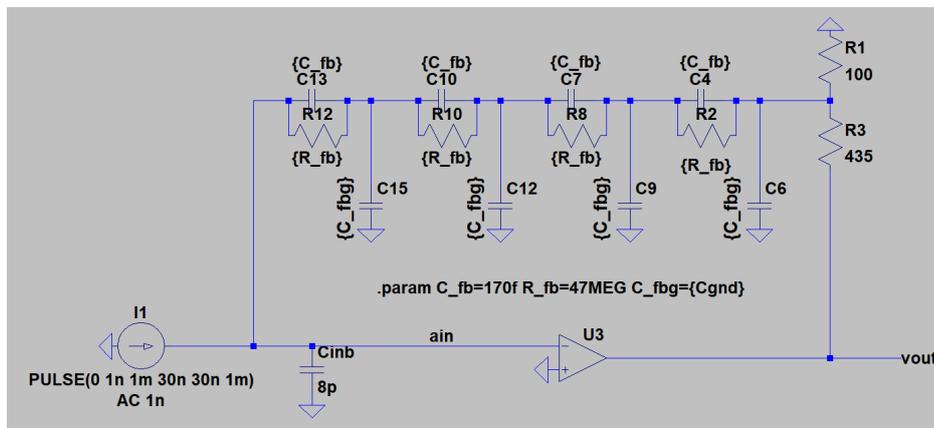


Abbildung 3.10: Aufbau der Simulation zur Analyse des Effektes der parasitären Kapazitäten auf eine Widerstands-Serienschaltung

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

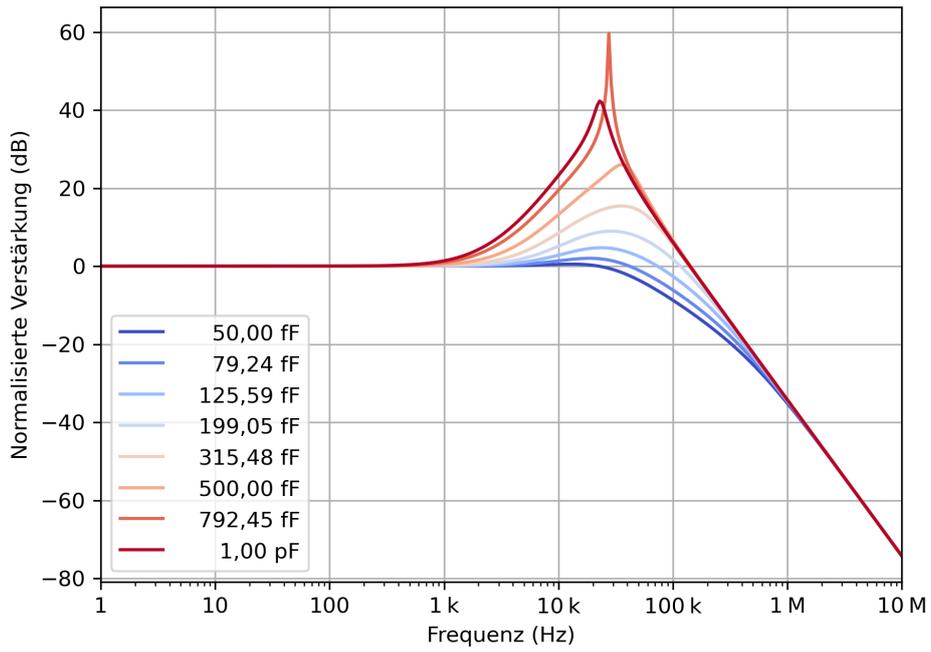


Abbildung 3.11: Ergebnisse der Simulation des Einflusses der parasitären Erdkapazität.

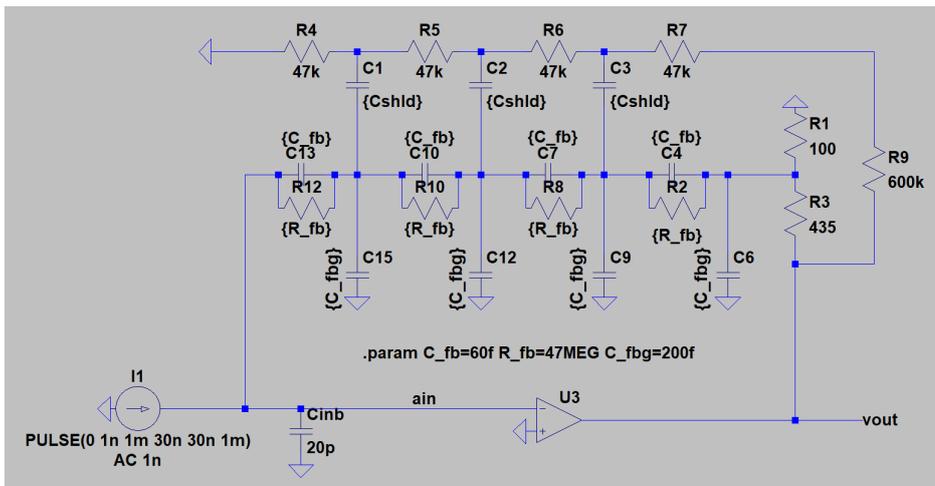


Abbildung 3.12: Aufbau der Simulation zur Analyse des Effektes der Schirmungskapazitäten auf eine Widerstands-Serienschaltung

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

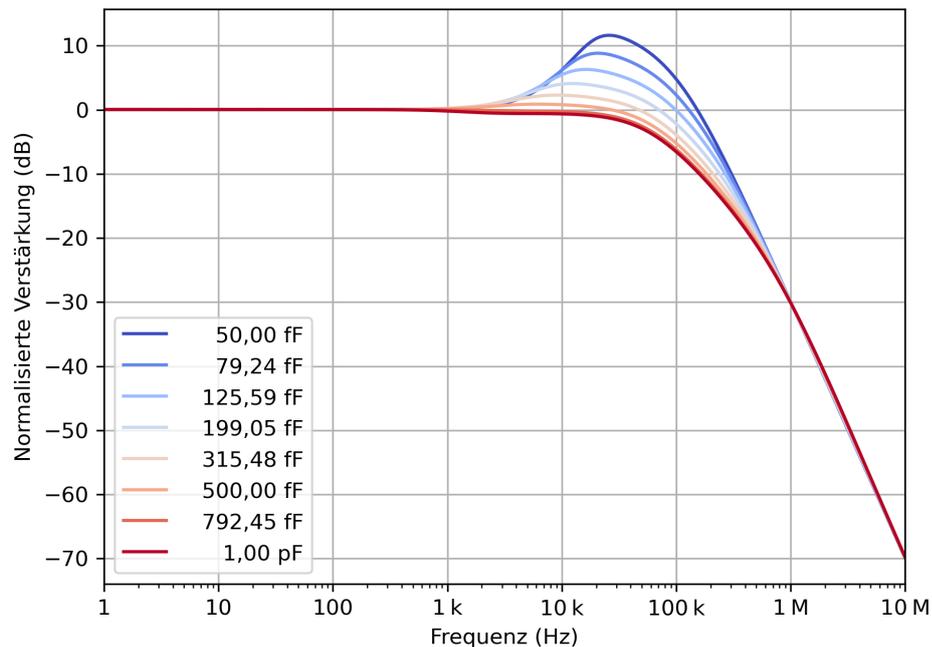


Abbildung 3.13: Ergebnisse der Simulation zur Analyse der Auswirkungen der Abschirmkapazitäten.

3.2.2 Effekte des OpAmp

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.

Limitierungen der Verstärkung

Wie bereits in Kapitel 2.3 beschrieben, sind zwei der zentralen Parameter eines OpAmp seine offene Verstärkung sowie sein GBWP. Diese Parameter legen fest, welche Bandbreite bei gegebener Verstärkung erreichbar ist. Die mathematische Berechnung dieser Grenzwerte ist durch den hohen Einfluss parasitärer Effekte wie z.B. der Eingangskapazität der Schaltung nur schwer zu erreichen. Aus diesem Grund werden die benötigten Parameter 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 als realistischer Zielwert der Gesamtverstärkung der Schaltung gewählt.

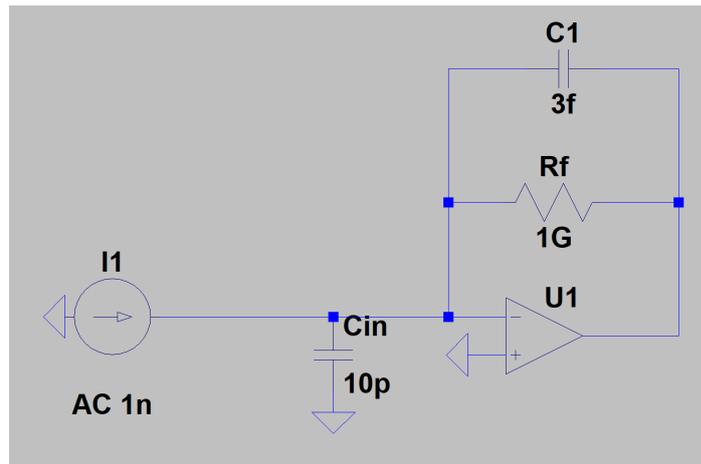


Abbildung 3.14: LTSpice-Schaltkreis zur Simulation der OpAmp-Transferfunktion

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.

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.

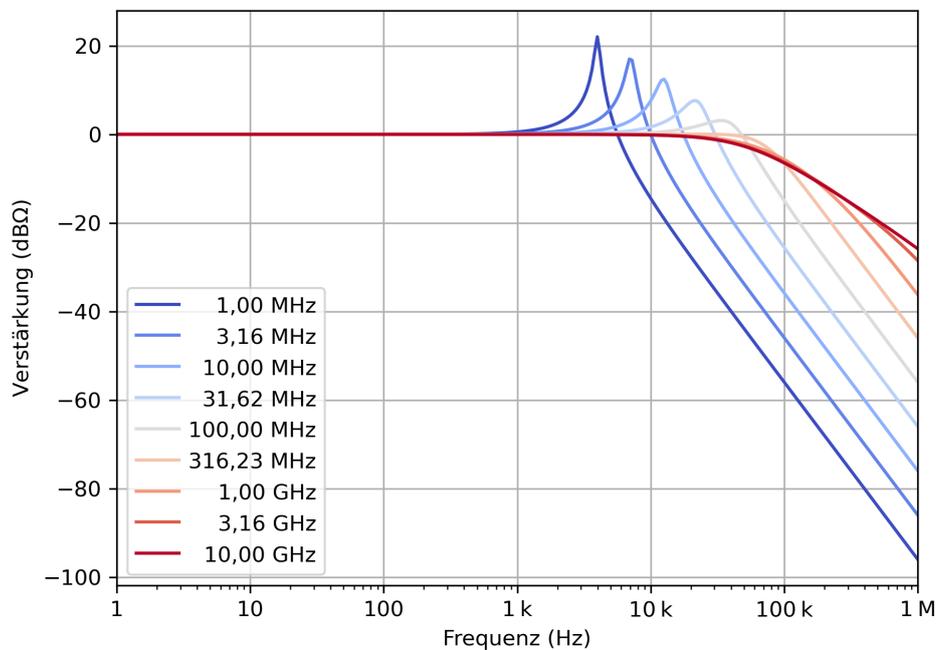


Abbildung 3.15: Darstellung der Auswirkung eines variierten OpAmp GBWP auf die Bandbreite und Stabilität der simulierten TIV-Schaltung.

Deutlich zu erkennen ist die Limitierung der Bandbreite durch den OpAmp. Bei einem

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	∅

GBWP von 1 MHz ist die Bandbreite des Gesamtsystems auf circa 6 kHz begrenzt, bei 100 MHz auf etwa 56 kHz. 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 316,22 MHz 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.

Zur Erfassung der benötigten offenen Verstärkung des OpAmp wird die LTSpice Simulation aus Abbildung 3.14 erneut genutzt. Nun wird jedoch nicht das GBWP des OpAmp variiert, sondern die offene Verstärkung.

Abbildung 3.16 zeigt die Ergebnisse der Simulation auf. Wie beim GBWP ist hier ein starker Einfluss auf die Bandbreite zu erkennen, wenn die offene Verstärkung zu gering gewählt ist. So bricht die Bandbreite bereits ab einer Verstärkung von unter 10 000 ein. Es ist jedoch keine Überhöhung oder Instabilität zu erkennen. Ungleich des GBWP ist so eine Begrenzung der Bandbreite durch eine zu kleine offene Verstärkung nicht detrimental für die Stabilität der Schaltung. Lediglich die Bandbreite selbst muss beachtet werden.

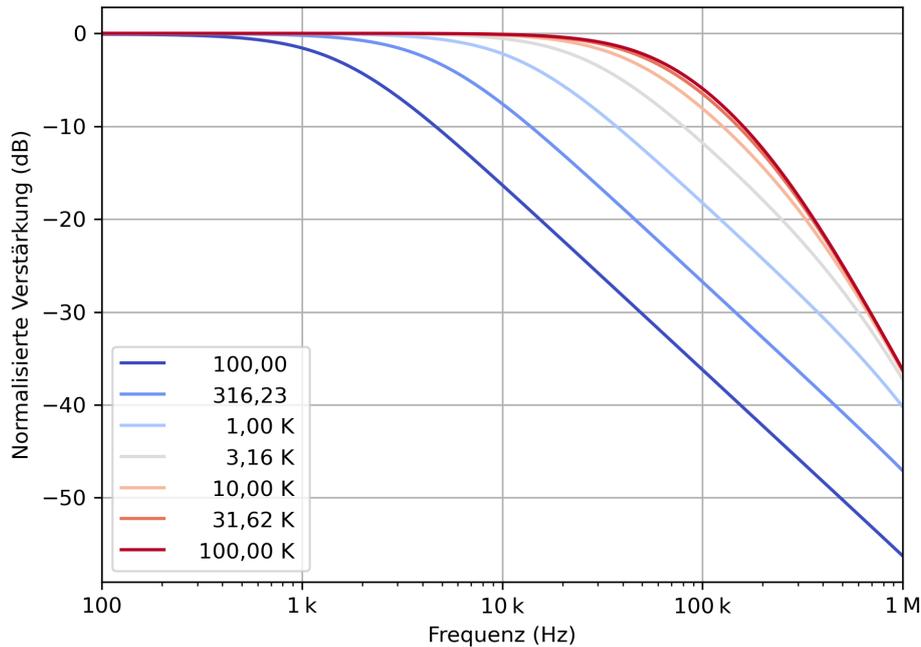


Abbildung 3.16: Darstellung des Einflusses der offenen Verstärkung eines OpAmp auf die Übertragungsfunktion eines TIVs. Deutlich zu erkennen ist der Einbruch der Bandbreite bei zu geringer Verstärkung. Es ist jedoch keine Instabilität zu erkennen.

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 Abbildungen 3.17 und 3.18 dargestellt. Zu erkennen ist, dass die Rückkoppelkapazitäten C_1 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.

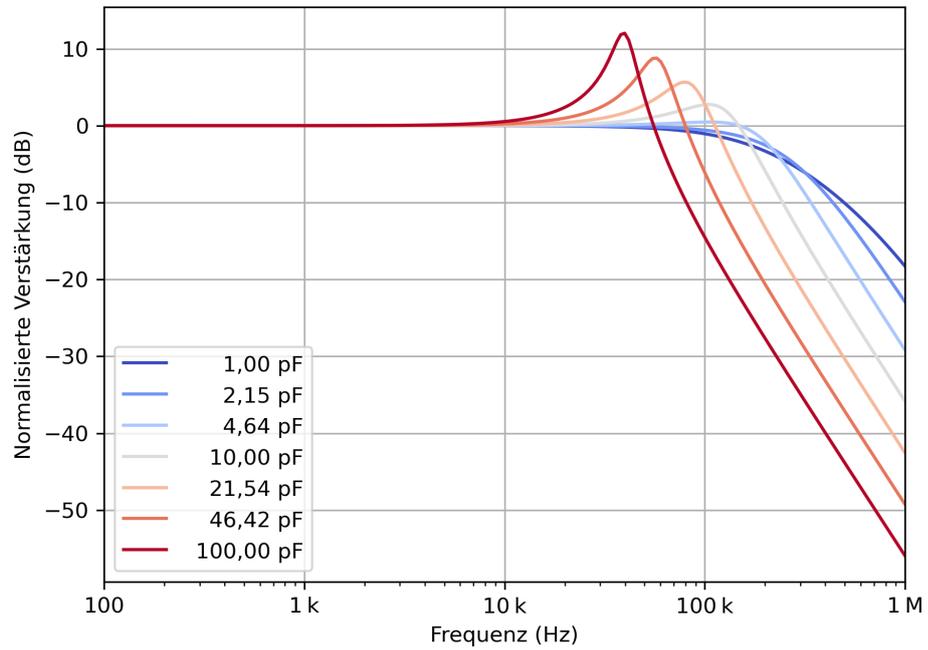


Abbildung 3.17: Ergebnisse der Simulation eines idealen OpAmp mit variiertter Eingangskapazität C_{in} .

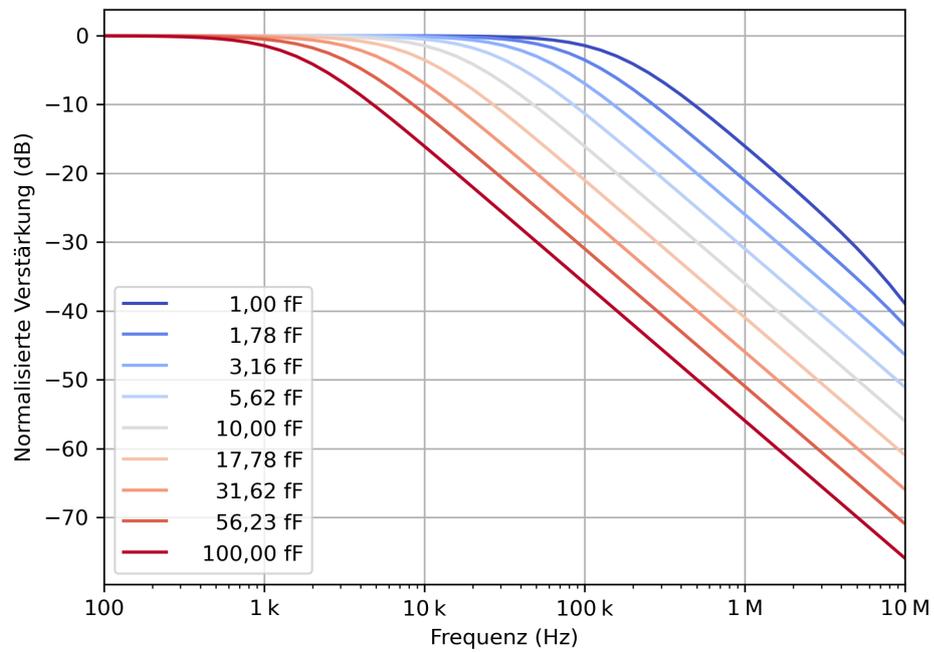


Abbildung 3.18: Ergebnisse der Simulation eines idealen OpAmp mit variiertter parasitärer Widerstandskapazität C_1 .

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. Eine zu klein gewählte offene Verstärkung kann ebenfalls zur Begrenzung der Bandbreite führen, jedoch ohne hierbei die Stabilität zu gefährden. 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. Eine minimale offene Verstärkung von circa 10 000 ist notwendig, um die Bandbreite nicht zu beeinflussen.

Verbesserung der OpAmp Bandbreite

Wie im vorherigen Kapitel beschrieben ist eine höhere Bandbreite des OpAmp notwendig, um die Schaltung stabil betreiben zu können. Die berechneten Parameter sind jedoch nicht mit allen OpAmps erreichbar. Um eine größere Auswahl von OpAmps zu ermöglichen wird nun untersucht, ob eine Erhöhung der effektiven Bandbreite 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 höherer Bandbreite zu erhalten. Hierfür werden zwei Möglichkeiten hinzu gezogen:

- 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 TIV, ausgelegt werden können.

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 höherer Bandbreite zu verschalten.

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 dass Stabilität durch vorsichtiges Balancieren der Stufen eingestellt werden muss.

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.

Find a citation for this?

Die Arbeitsweise dieser Verschaltung ist wie folgt:

1. Der OpAmp U1 verstärkt die am Eingang anliegende Spannungsdifferenz, welche vom TIV-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 wird.
3. Der Ausgang von U2 wird über den Rückkoppelwiderstand an den TIV 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} .

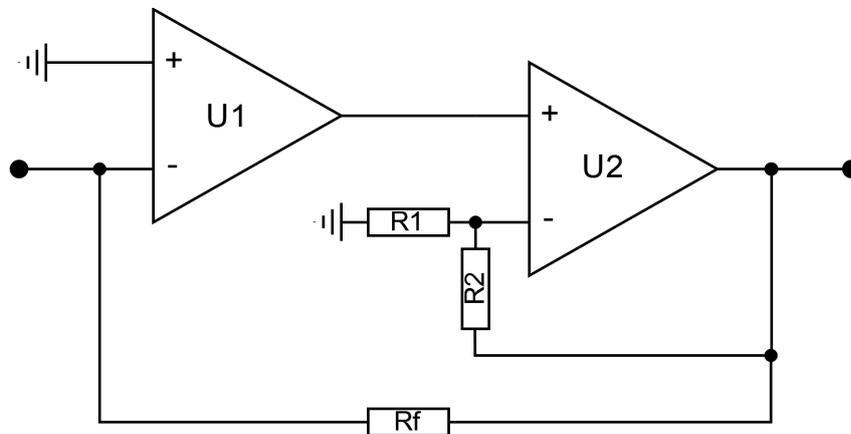


Abbildung 3.19: Beispielhafte Schaltungen zur Erhöhung des OpAmp GBWP.

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 ADA4817 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 eine zu geringe Verstärkung, um direkt in einer Stufe eine Verstärkung von $1\text{ G}\Omega$ zu erreichen. Mithilfe einer LTSpice-Simulation wird nun untersucht, ob eine solche kaskadierte Verschaltung zu einer nutzbaren Gesamtverstärkung führen kann.

Abbildung 3.20 zeigt die Ergebnisse der LTSpice-Simulation auf. Hierbei wurde die Verteilung der Verstärkung zwischen den beiden Stufen variiert, um den Einfluss dieser Verteilung charakterisieren zu können. Deutlich zu erkennen sind zwei Effekte. Bei zu geringer Verstärkung in der zweiten Stufe (und somit zu hoher Verstärkung in der zweiten) ist die Bandbreite durch den ersten OpAmp limitiert. Bei zu hoher Verstärkung in der zweiten Stufe scheint eine Instabilität auf zu treten. Es scheint jedoch einen nutzbaren Bereich zu geben, in welchem

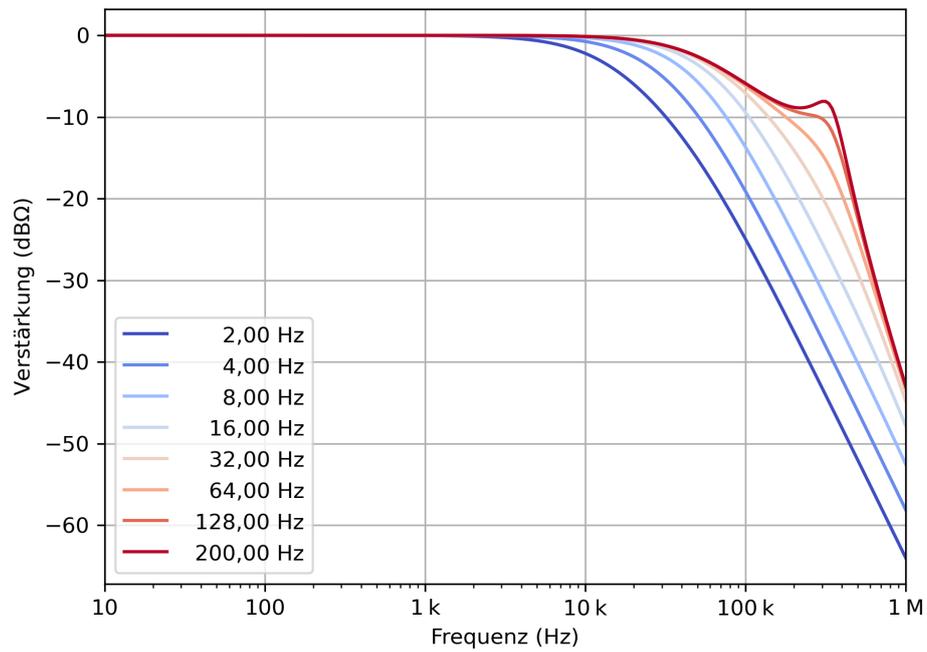


Abbildung 3.20: Ergebnis der LTSpice-Simulation einer kaskadierten OpAmp Verschaltung, mit variiert Verteilung der Verstärkung zwischen erster und zweiter Stufe. Legendenangabe gibt die Verstärkung der zweiten Stufe an. Gesamtverstärkung $1\text{ G}\Omega$.

eine nutzbare Bandbreite ohne Instabilitäten erreicht wird.

OpAmp-Rauschen

In diesem Abschnitt wird das Rauschen der OpAmps in Bezug auf die TIV-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 TIV Ströme misst, wird das Stromrauschen lediglich auf das Eingangssignal hinzu addiert und mit 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 1,73pA erzeugt.

Das Spannungsrauschen des OpAmp ist etwas komplexer. Am Eingang des TIVs 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 3.21 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 TIV nutzbar zu sein.

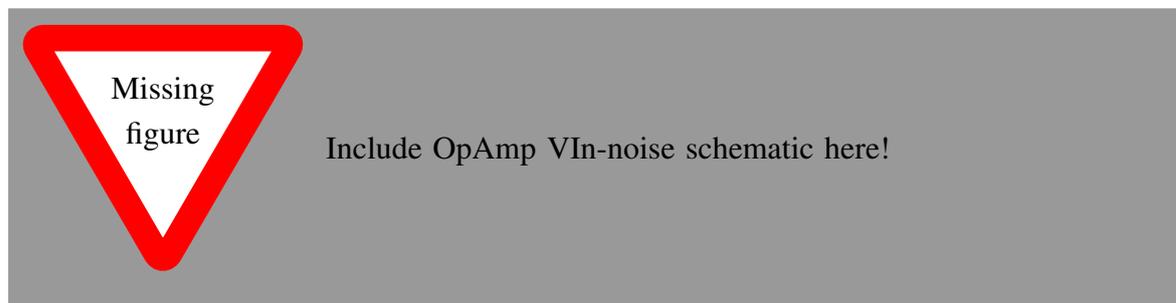
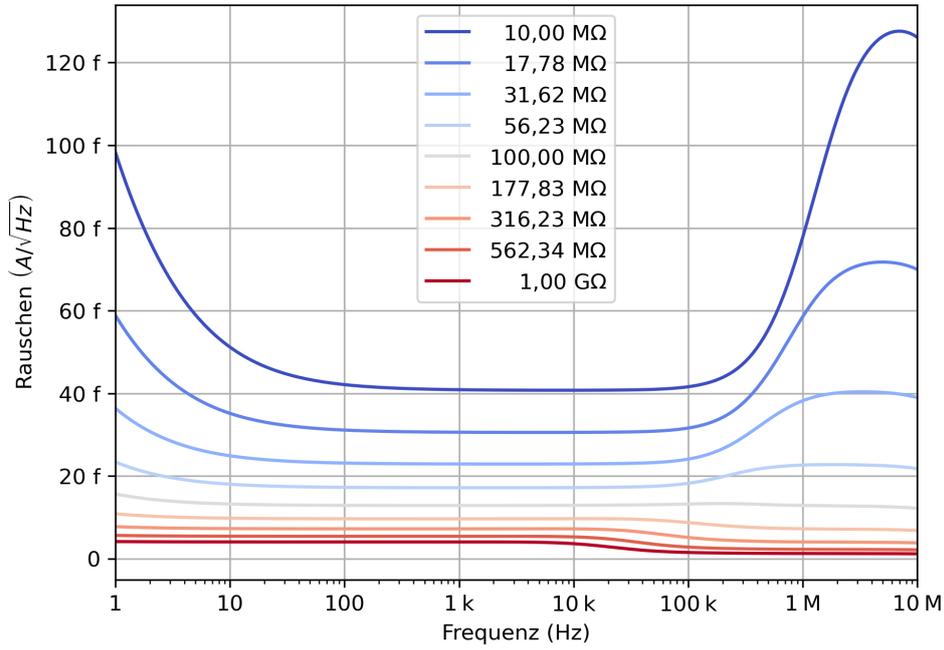
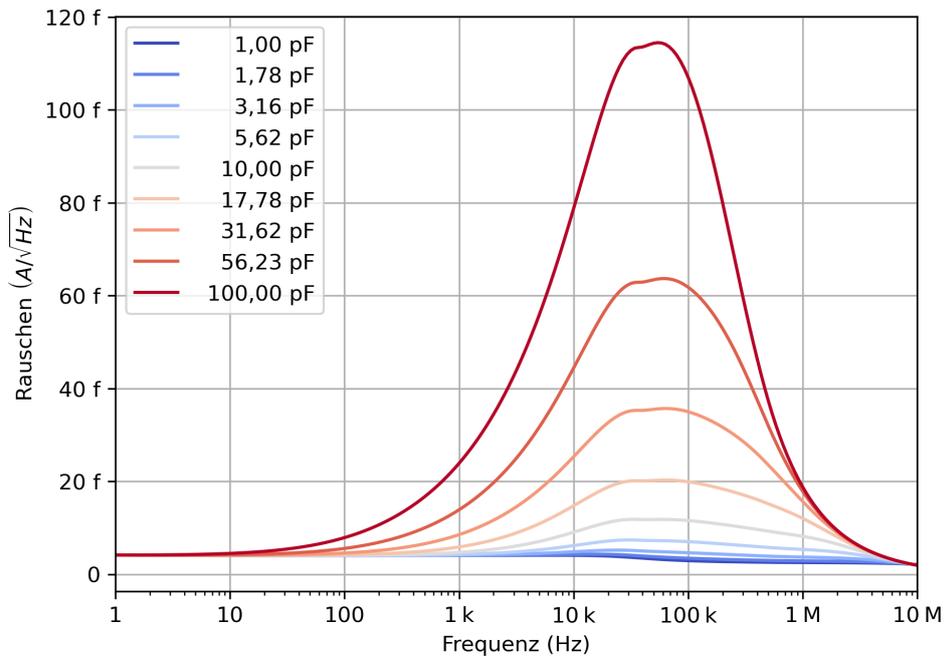


Abbildung 3.21: Schaltkreis der LTSpice-Simulation zur Bestimmung OpAmp-Rauschens.

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 3.22 und 3.23 dargestellt.

Redo the CIn simulation with more realistic feedback resistor.

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.

Abbildung 3.22: Rauschen in Abhängigkeit von R_f Abbildung 3.23: Rauschen in Abhängigkeit von C_{in}

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.

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 TIV verglichen und ausgewählt. Hiernach wird die Schaltung des TIVs ausgelegt und dessen Funktionsweise erläutert.

3.3.1 TIV

OpAmp Auswahl

In diesem Abschnitt wird auf die genaue Auswahl eines OpAmp für den hochimpedanten TIV-Eingang eingegangen. Dieser OpAmp legt viele wichtige Systemparameter fest, und bestimmt maßgeblich das Verhalten und das Rauschniveau des TIVs 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 gewollt 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 TIV 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:

Tabelle 3.8: Parameter der Ausgewählten OpAmps

OpAmp	Leckstrom	GBWP	Spannungsauschen @ 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 Eingangsauschen 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

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.

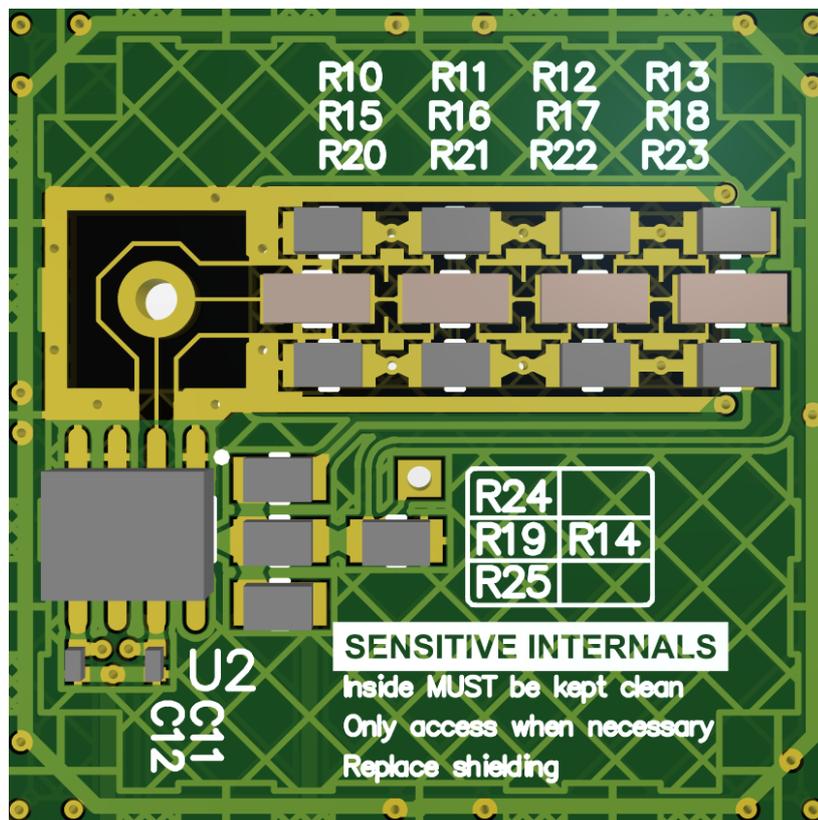


Abbildung 3.25: Platinendesign der TIV-Schaltung

Abbildung 3.25 zeigt das Design der Platine für den Teil des TIVs 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 TIV-Eingangs wird mit einem geerdeten Pfad umgeben, um Oberflächenladungen und Leckströme ableiten zu können.

Die Abschirmungselektroden der Widerstände werden aus mehreren Kupferlagen aufgebaut. Abbildung 3.26 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.

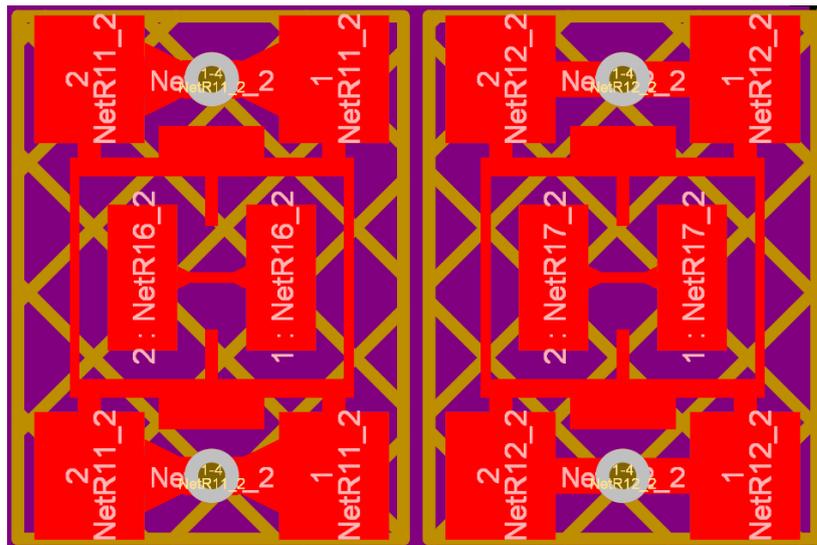


Abbildung 3.26: Aufbau der Schirmelektroden des Rückkoppelpfades

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 TIV nötig sind, jedoch selbst nicht kritisch für die Charakteristik des TIVs 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 vor liegt, können alle Frequenzen hierüber möglichst stark gedämpft werden. Dies verringert das Rauschniveau, da die TIV-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 TIV 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.

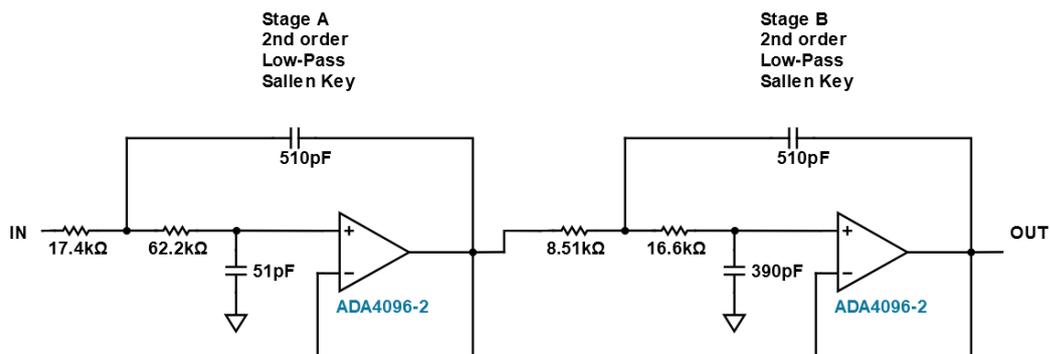


Abbildung 3.27: Schaltkreis der berechneten Filter-Stufe nach [1]

Die erstellte Filter-Stufe ist in Abbildung 3.27 dargestellt. Die berechnete Transferfunktion dieses Filters ist in Abbildung 3.28 aufgezeichnet. Zu sehen ist eine glatte Transferfunktion bis hin zum -3dB-Punkt bei 30kHz, nach welchem wie erhofft ein steiler Abfall von -80dB/Dekade vor liegt. 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

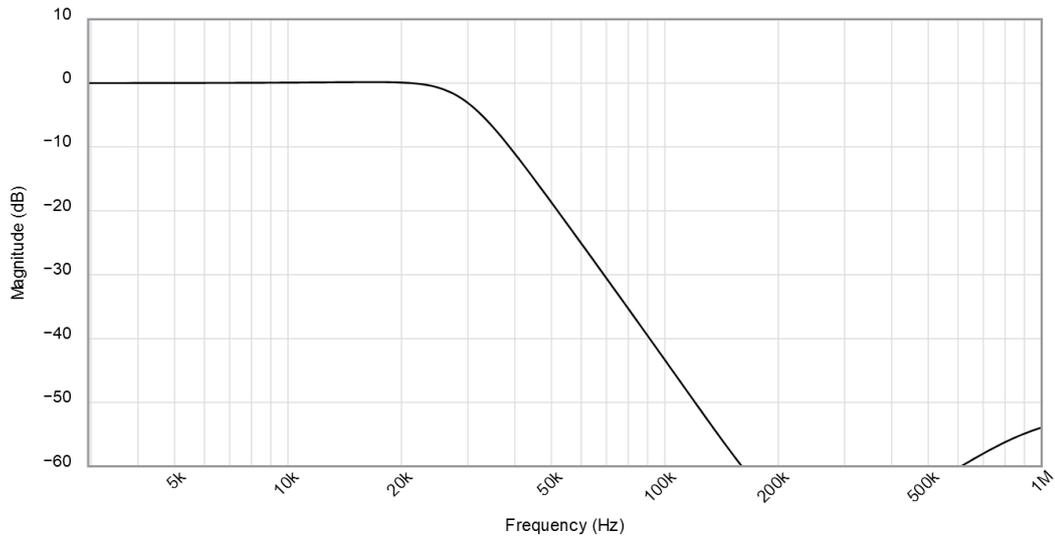


Abbildung 3.28: Bandbreite der berechneten Filter-Stufe nach [1]

müssen je nach ADC gewählt werden, somit werden vorerst Platzhalter genutzt. Diese Stufe ist in Abbildung 3.29 dar gestellt.

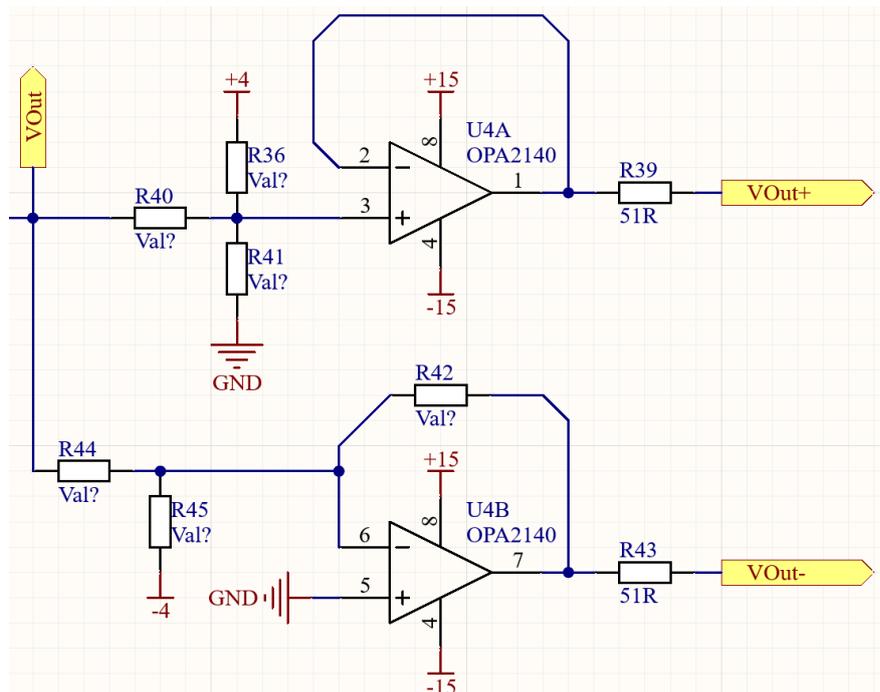


Abbildung 3.29: Schaltkreis des Ausgangstreibers

Spannungsversorgung

Für die korrekte Operation des TIV 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:

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 3.30 dargestellt.
2. Um das Rauschniveau zu reduzieren, und um den TIV-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 TIV 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 3.31 dargestellt.

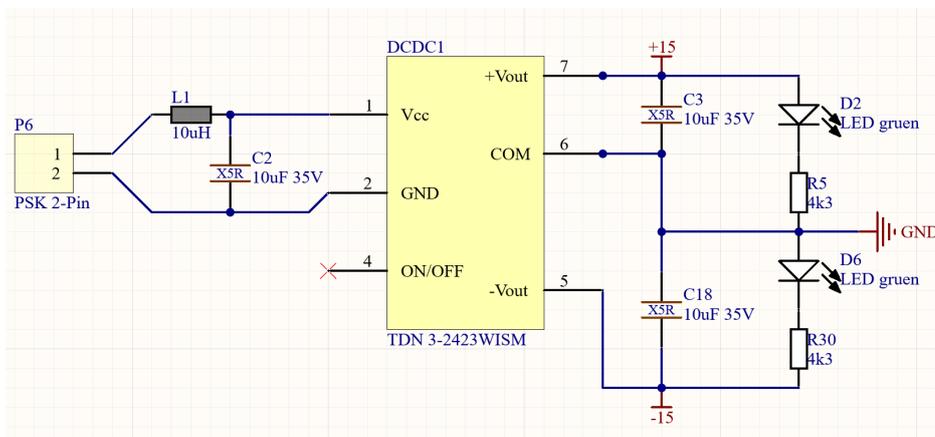


Abbildung 3.30: Schaltkreis des DCDC-Wandlers der Stromversorgung

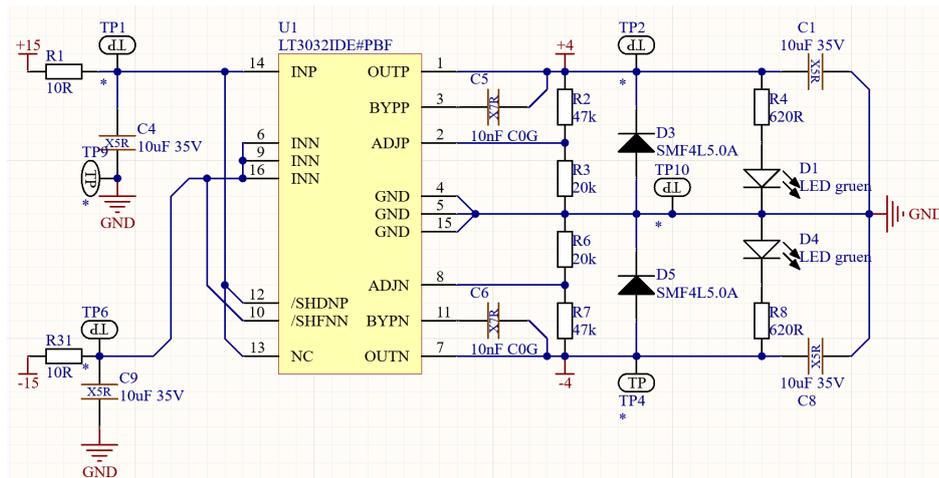


Abbildung 3.31: Schaltkreis des Linearreglers der TIV-Versorgung

3.3.3 Auslegung des PCB

In diesem Abschnitt 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.

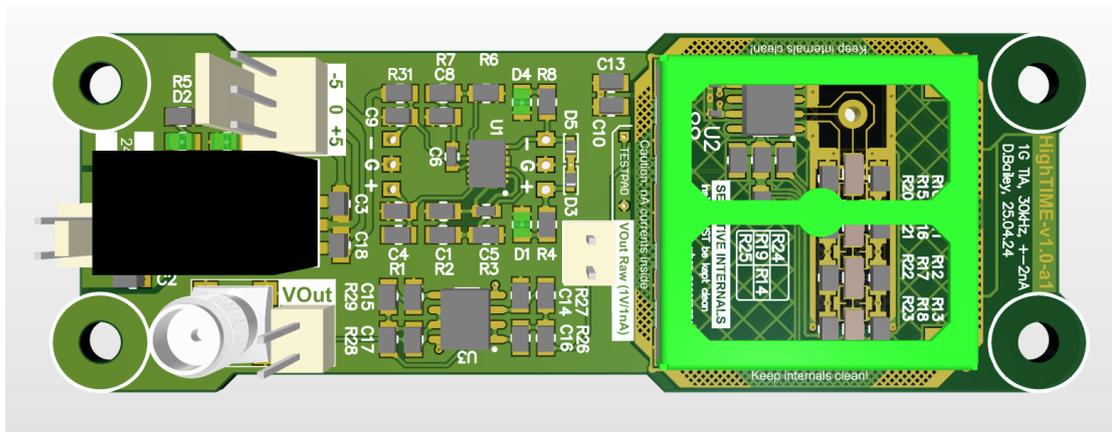


Abbildung 3.32: 3D-Modell des gesamten TIV-Schaltkreises.

Abbildung 3.32 zeigt den Aufbau der Platine mit allen Komponenten. Die einzelnen Elemente des TIV 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 TIV 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 TIV-Teil selbst platziert. Somit ist garantiert, dass keine unnötigen Stromflüsse durch diesen Verstärkerteil fließen können. Das gesamte TIV-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 TIVs selbst.
- Zur Verbindung des TIV 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?

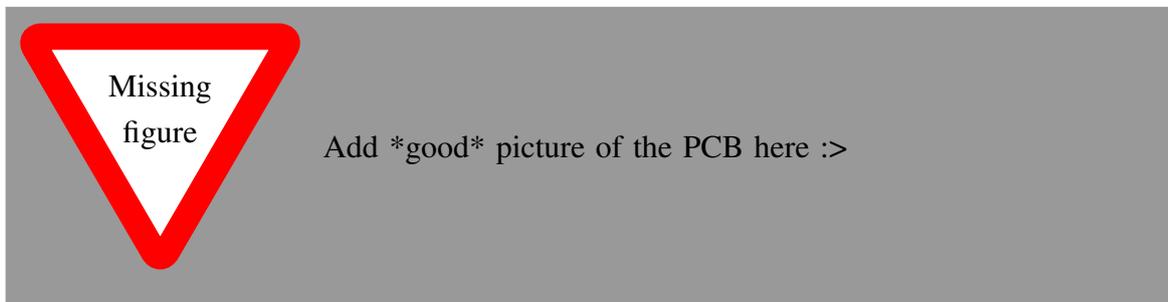


Abbildung 3.33: Bild des fertig gestellten TIV-PCBs

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 Eingangssignal 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, das *Keithley 6221*, genutzt. Diese Quelle liefert Ströme mit einer Auflösung von 10 pA . Der Ausgang dieser Quelle wird an den Eingang des gebauten TIVs angeschlossen. Der Ausgang des TIVs wird mit einem digitalen Multimeter, dem *Keysight 34461A*, vermessen, wobei eine Mittlung von $100 \cdot 20 \text{ ms}$ eingestellt wird. Dies mittelt über 100 Perioden des 50 Hz -Stromnetzes hinweg, um den Einfluss dieser Störquelle zu vermindern.

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

etc. beeinflusst lediglich die dynamischen Eigenschaften des Schaltkreises, da Widerstände generell keine Nichtlinearitäten bei DC aufweisen. Es wird ein Strombereich von $\pm 2,6 \text{ nA}$ Eingangsstrom in Schritten von $0,1 \text{ nA}$ vermessen.

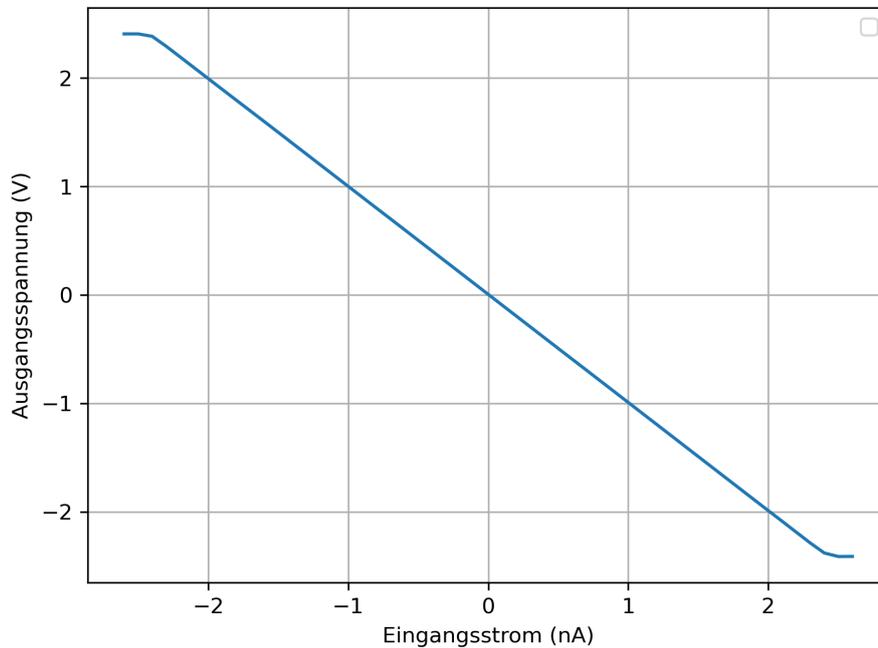


Abbildung 4.1: Messergebnisse der Linearitätsmessung.

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 $1 \text{ G}\Omega$ wird präzise erreicht. Lediglich an den Extremen des Messbereiches ab ca. $\pm 2,4 \text{ nA}$ ist ein Einknicken der Ausgangsspannung zu erkennen. Dies lässt sich durch die Versorgungsspannung des Verstärkers erklären, welche bei ca. $\pm 2,5 \text{ V}$ liegt, wodurch die Ausgangsspannung begrenzt ist.

In Zusammenfassung ist die Linearität des Schaltkreises mehr als Ausreichend, und für den gewünschten Eingangsstrom von $\pm 1 \text{ nA}$ liegt ein komplett lineares Verhalten vor.

4.1.2 Bandbreite

In diesem Abschnitt wird die Bandbreite des Systems untersucht. Hierbei wird sowohl die Bandbreite der TIV-Stufe ohne Filterung, als auch die gesamte Bandbreite mit Filterung, vermessen.

Für einen Verstärker wie den TIV ist eine Übertragungsfunktion gewünscht, welche möglichst flach verläuft und erst ab einer gewissen Grenzfrequenz dann möglichst steil abfällt. Der glatte Verlauf unterhalb der Grenzfrequenz erlaubt für eine verzerrungsfreie Übertragung eines Signals, während der steile Abfall nach der Grenzfrequenz ungewünschte Signale

heraus filtert.

Die Übertragungsfunktionen werden mithilfe eines *Analog Discovery Pro 3* Oszilloskop + Funktionsgenerator aufgenommen. Der Ausgang des Funktionsgenerators an eine Photodioden-Box angeschlossen, welche die Ausgangsspannung des Generators auf einen Strom im Bereich von 0 bis 0,7 nA umwandelt. Der Frequenzgang dieser Box ist hierbei bis in die oberen 100 kHz flach und konstant, und muss somit nicht weiter beachtet werden. Der Ausgang der Photodioden-Box wird an den Eingang des TIVs angeschlossen. Der gefilterte und ungefilterte Ausgang des TIVs werden jeweils mit dem *Analog Discovery Pro 3* vermessen.

Durch Anlegen einer Sinus-Ausgangsspannung an die Dioden-Box und Vermessung der Amplitude und Phase des Sinus an den Ausgängen des TIVs kann berechnet werden, mit welcher Verstärkung bzw. Dämpfung die verschiedenen Frequenzen übertragen wurden. Hierbei werden Frequenzen im Bereich von 100 Hz bis 500 kHz genutzt.

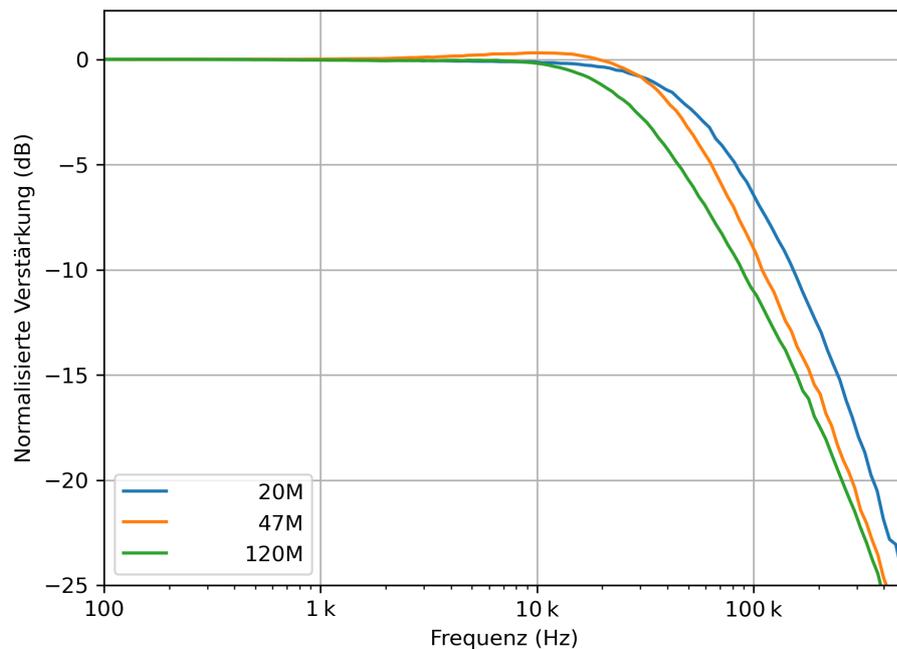


Abbildung 4.2: Bandbreiten des TIV-Teils der aufgebauten Varianten der ersten Platinenrevision, mit verschiedenen Rückkoppelwiderständen.

Abbildung 4.2 zeigt die aufgenommenen Bandbreiten des abgeschirmten Schaltkreises mit verschiedenen Rückkoppelwiderständen. Deutlich zu erkennen ist die Abhängigkeit der Bandbreite vom Rückkoppelwiderstand, wie in vorherigen Kapiteln dargelegt und berechnet wurde. Die tatsächliche Bandbreite ist hierbei wie erwartet geringer als die simulierten Werte aus Kapitel 3.2.1, da sich vermutlich nicht alle parasitären Eigenschaften akkurat modellieren ließen. Dennoch ist eine klare Verbindung zwischen Widerstandsgröße und Bandbreite erkennbar. Die gemessenen -3dB Grenzfrequenzen sind in Tabelle 4.1 aufgelistet.

Tabelle 4.1: -3dB-Frequenzen des ungefilterten TIV-Ausgangs

Widerstand	-3dB Punk
20M Ω	58,484 kHz
47M Ω	49,355 kHz
120M Ω	32,111 kHz

Die Übertragungsfunktionen aller drei Platinen weisen akzeptables Verhalten auf, d.h. einen glatten Verlauf vor der Grenzfrequenz und einen Abfall von ca. -20dB/Dekade. Lediglich die Grenzfrequenz des 120M Ω Schaltkreises ist relativ gering, und bietet somit wenig Spielraum für die nachfolgende Filterung.

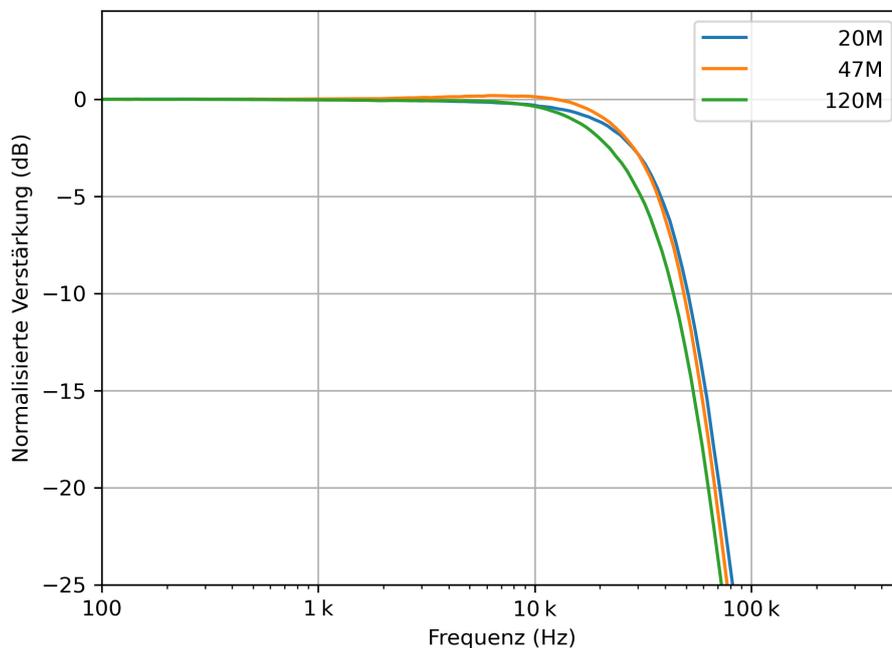
**Abbildung 4.3:** Übertragungsfunktionen des gefilterten Ausgangs der Platinen bei variiertem Rückkoppelwiderstand.

Abbildung 4.3 zeigt die Messungen der gefilterten Ausgänge derselben Platinen. Die Auslegung der Filterstufe soll erst ab der Grenzfrequenz von 30kHz einen Abfall von -40dB/Dekade einbringen, wobei Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz nicht beeinflusst werden sollten. Dieses Verhalten ist auch deutlich in der Messung zu erkennen. Die -3dB-Frequenzen der gefilterten Ausgänge sind in Tabelle 4.2 aufgelistet. Wie bereits theorisiert ist die Bandbreite der 120M Ω -Variante zu gering für die vollen 30kHz. Die anderen beiden Varianten besitzen genug Bandbreite.

Tabelle 4.2: -3dB-Frequenzen der gefilterten Ausgänge des TIVs

Widerstand	-3dB Punk
20M Ω	30,22057 kHz
47M Ω	30,199 kHz
120M Ω	25,118 kHz

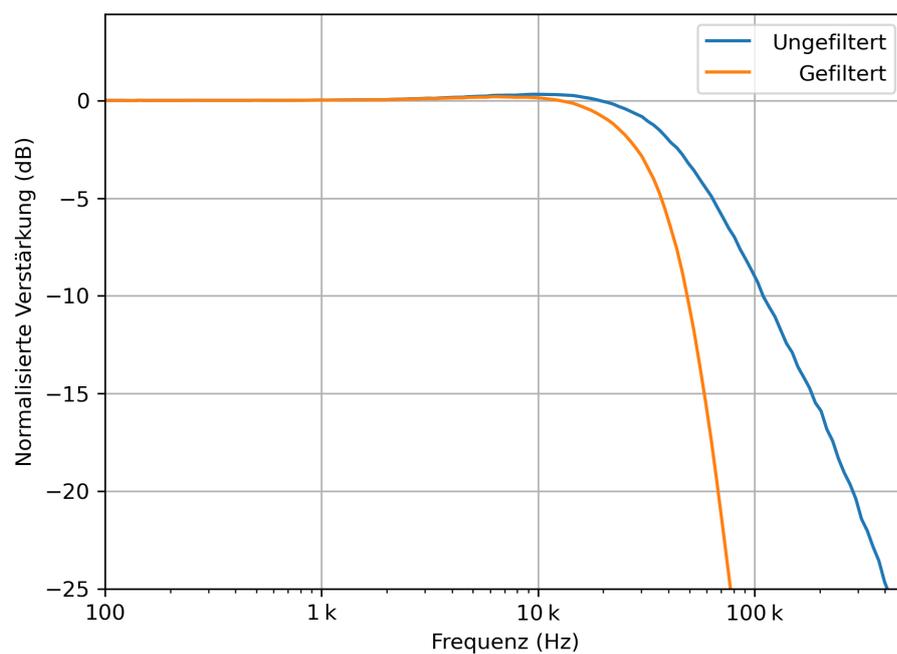


Abbildung 4.4: Vergleich der Übertragungsfunktion des gefilterten und ungefilterten Ausgangs des $47\text{M}\Omega$ TIVs.

Abbildung 4.4 zeigt zum Vergleich die Bandbreiten des ungefilterten und gefilterten Ausgangs des $47\text{M}\Omega$ TIVs. Die Eckfrequenz des Filters sowie der -40dB/Dekade -Abfall ist deutlich zu erkennen.

Einfluss der Abschirmung

In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Abschirmung genauer untersucht. Um diesen zu messen, werden die Abschirmungselektroden durch Änderung des Widerstandsteilers auf zu hohe/zu niedrige Spannungen im Vergleich zum Sollwert gelegt. Hiernach werden die Übertragungsfunktionen vermessen und ausgewertet.

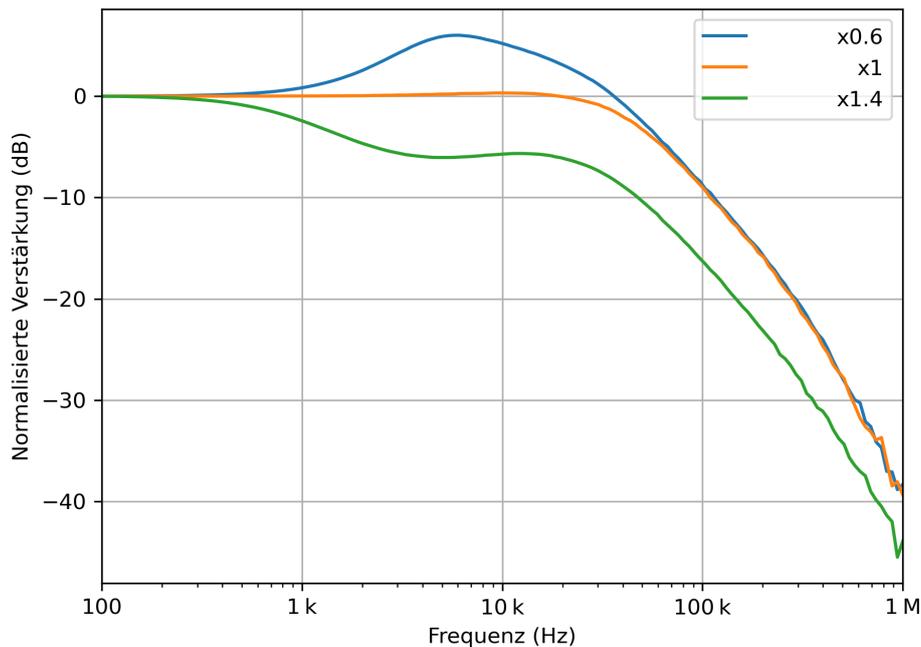


Abbildung 4.5: Übertragungsfunktionen des $47\text{M}\Omega$ TIVs bei variierten Abschirmungselektroden Spannungen

Abbildung 4.5 zeigt die Übertragungsfunktionen bei variierten Abschirmungs-Spannungen. Deutlich zu erkennen ist ein starker Einfluss der Abschirmung auf die Verstärkungen selbst bei kleineren Frequenzen ab 500Hz, wobei die Abschirmung den Frequenzgang sowohl anheben als auch absenken kann. So kann z.B. bei weiterer Anhebung des Frequenzganges eine Instabilität und Oszillation auftreten. Zudem ist ein möglichst flacher Frequenzgang gewünscht.

Die flachste, und somit am besten geeignetste, Übertragungsfunktion ergibt sich mit einer leicht zu hohen Filterspannung, zwischen x1 und x1.1. Dies lässt sich leicht mit der E24-Serie von Widerständen erreichen, und benötigt somit keine teureren Widerstände zur Einstellung der Abschirmung.

Hieraus kann geschlossen werden, dass die Abschirmungen einen merklichen und wichtigen Einfluss auf die Stabilität des Frequenzganges haben. Die korrekte Abstimmung der Abschirmung ist somit notwendig für die Funktionalität des TIVs.

Messung ohne Abschirmung

In diesem Kapitel soll die Übertragungsfunktion der Variante ohne Abschirmung vermessen werden. Dies war jedoch nicht möglich, da die Platine keinen stabilen Ausgang besaß. Der Ausgangspegel des TIVs ohne Abschirmung der Rückkoppelwiderstände bildet eine Rechteckwelle aus, welche zwischen dem maximalen und minimalen Pegel wechselt. Somit ist keine Bandbreitenmessung möglich, da die Eingangs-Sinus-Welle nie korrekt übertragen wird.

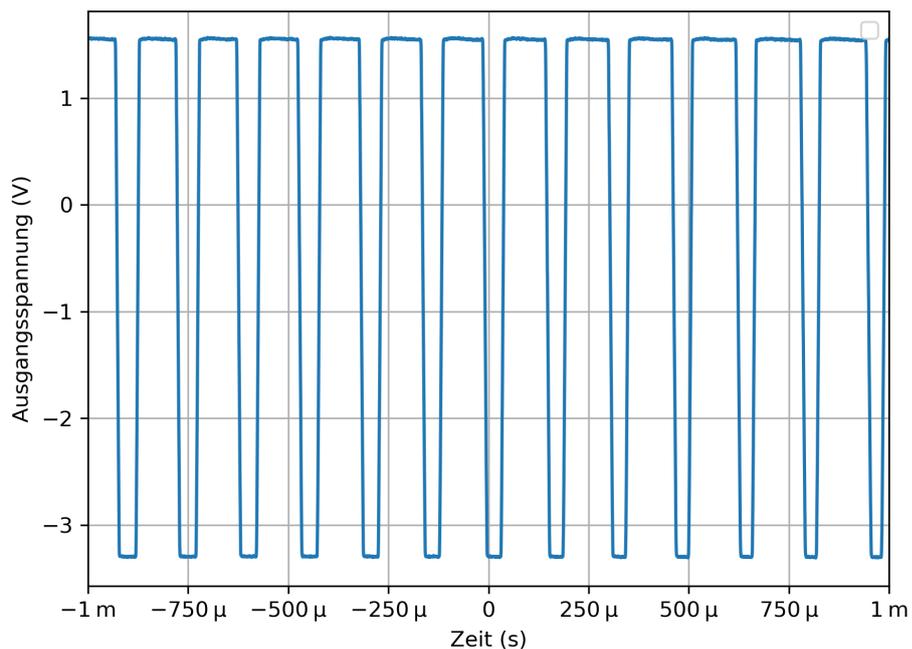


Abbildung 4.6: Ausgangsspannung des TIV-Schaltkreises ohne Abschirmung.

Abbildung 4.6 zeigt die bereits genannte Ausgangs-Wellenform. Deutlich zu erkennen ist die oszillierende Natur der Spannung. Die Wellenform ist zu erklären durch den Einfluss parasitärer Erdungskapazitäten auf die hochohmigen Potentiale der Rückkoppelwiderstände. Dies wurde bereits in Kapitel 3.2.1 theorisiert, und die Messungen in 4.1.2 wiesen auch auf eine Instabilität bei zu kleiner Abschirmung hin. Die Instabilität bei keiner Abschirmung ist somit erwartet, und weist zusätzlich darauf hin dass die bestehende Abschirmungsgeometrie ausreichend ist um diese Instabilität zu vermeiden.

4.1.3 Rauschen

In diesem Abschnitt wird das Rauschen des Schaltkreises genauer untersucht. Das Rauschverhalten ist relevant für die Signalqualität, und somit für die Detektionsgrenzen, welche erreicht werden können. Generell sind niedrigere Rauschwerte besser, wobei auch die Verteilung der Rauschenergie relevant ist, d.h. ob es gewisse Frequenzen mit Spitzen oder Frequenzbereiche mit erhöhtem oder niedrigerem Rauschen gibt.

Um das Rauschen der Platinen auf zu nehmen, wird der Eingang des TIVs mit einer Abschirmkappe abgedeckt. Zusätzlich wird der Aufbau in ein Metallgehäuse eingebaut, um äußere Störsignale zu verringern. Es wird für jede Platine das FFT-Spektrum von 500Hz bis 1 MHz aufgenommen, wobei jeweils 1000 Spektren summiert und der Durchschnitt berechnet wird, um die durchschnittliche Verteilung des Rauschens zu berechnen.

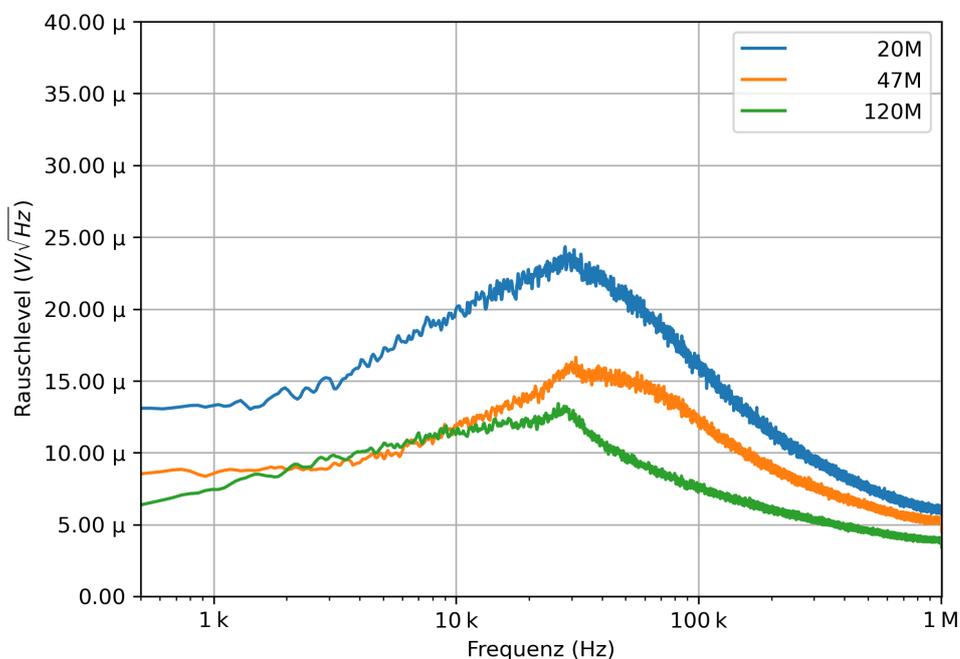


Abbildung 4.7: Durchschnittliches Rauschspektrum des ungefilterten Ausgangs der drei Platinen.

Abbildung 4.7 zeigt die Rausch-Spektren der drei Platinen. Deutlich zu erkennen ist die Abhängigkeit des Rauschens von der Widerstands-Größe, welches der Vorhersage aus Kapitel 3.2.1 entspricht. Das Rauschen ist bei allen drei Platinen relativ gleichmäßig verteilt, mit einer flachen Spitze bei ca. 30kHz. Es sind keine Frequenz-Spitzen zu erkennen, und keine Resonanzen.

Zusätzlich wird das Verhalten der Filter-Stufe auf das Rauschen betrachtet. Es wird mithilfe des selben Messaufbaus das Rauschen des gefilterten Ausgangs aufgenommen und aufgezeichnet.

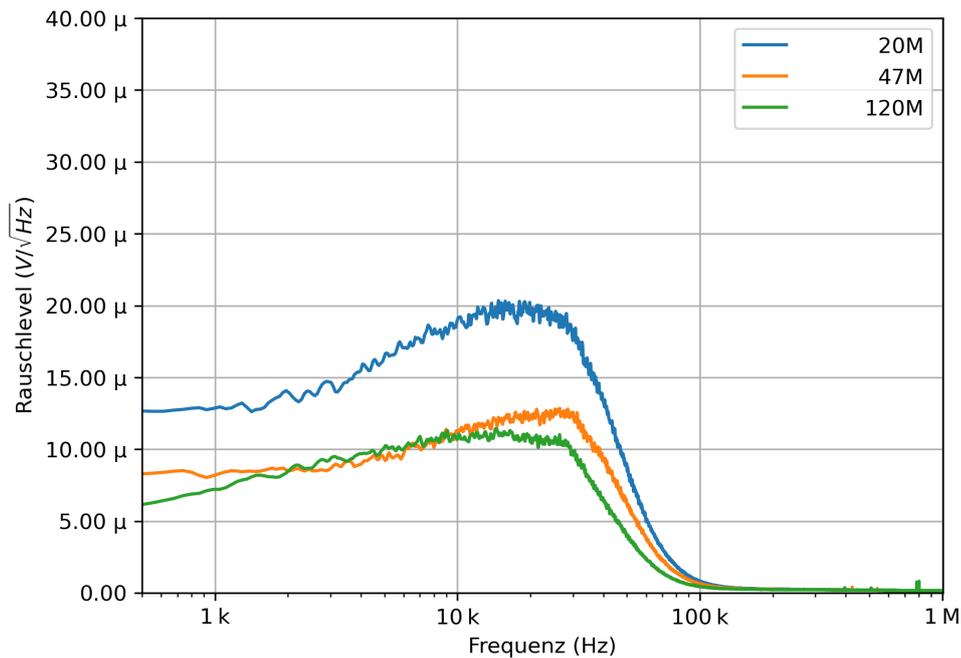


Abbildung 4.8: Durchschnittliches Rauschspektrum des gefilterten Ausgangs der drei Platinen.

Abbildung 4.8 zeigt die Rauschspektren der gefilterten Ausgänge. Deutlich zu erkennen ist eine starke Reduktion des Rauschens ab der 30kHz Grenzfrequenz des Filters, welches das gewünschte Verhalten ist. Der Filter reduziert somit effektiv das Rauschen des TIV Ausgangs.

Es wird zudem das RMS-Level des Rauschens sowohl vor als auch nach der Filterung gemessen, und ist in Tabelle 4.3 aufgelistet. Deutlich zu erkennen ist das niedrigere Rauschniveau der Varianten mit größeren Widerständen, sowie die Effektivität der Filterung des Ausgangs.

Tabelle 4.3: AC-RMS-Spannungen des Rauschens der Platinen

Widerstand	Rauschen des unfilterten Ausgangs	Rauschen des gefilterten Ausgangs	Eingangsbezogenes Rauschen
20 MΩ	10,356 mV	4,484 mV	4,484 pA
47 MΩ	7,999 mV	3,367 mV	3,367 pA
120 MΩ	5,791 mV	3,115 mV	3,115 pA

Insgesamt ist das Rauschverhalten der Platinen somit gut geeignet für die Messungen, mit einem breit verteiltem Rauschen ohne spezifische Töne und einem niedrigen Rauschlevel.

4.1.4 Stabilität am IMS

In diesem Abschnitt soll auf das Verhalten des Schaltkreises bei angeschlossenem IMS eingegangen werden. Die Präsenz des restlichen Systems kann Einflüsse auf das Rauschniveau der Umgebung haben, der Eingang des TIVs wird kapazitiv beeinflusst, etc.

Beim Verbinden des bestehenden TIVs an eine IMS-Röhre mit Faraday-Elektrode entsteht eine Störung: Der Ausgang des TIVs wird instabil, wobei eine Rechteckwelle mit variabler Frequenz anstelle eines gefilterten und gleichmäßigen Signals ausgegeben wird.

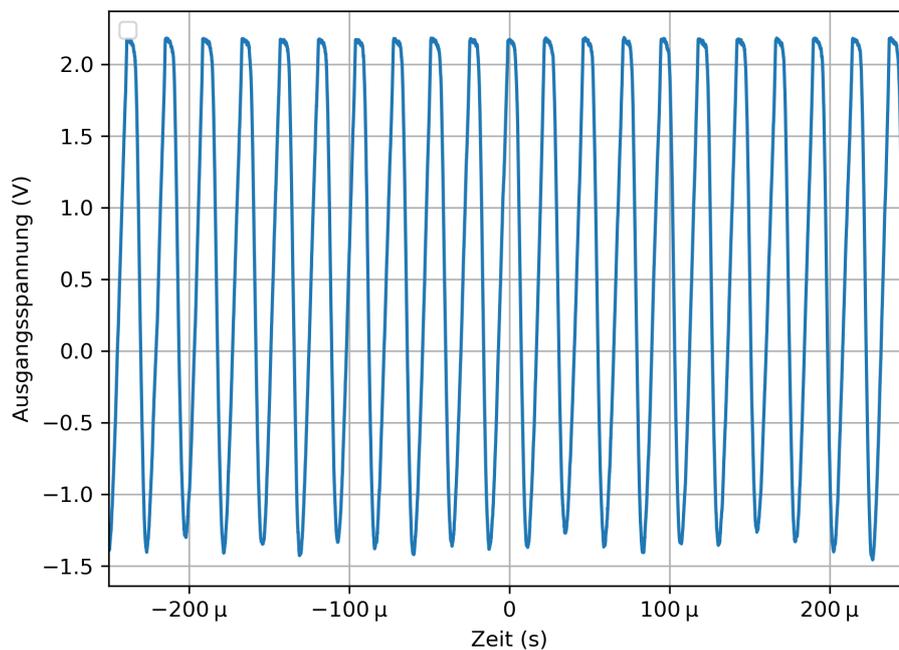


Abbildung 4.9: Ausgangsspannung des TIVs bei angeschlossener IMS-Röhre, mit deutlich zu erkennender Instabilität der Messung.

Abbildung 4.9 zeigt die Ausgangsspannung bei angeschlossener IMS-Röhre auf. Zu erwarten ist eine stabile, statische Ausgangsspannung, da keine Ionen auf die Röhre gegeben werden. Die gemessene Ausgangsspannung jedoch zeigt ein stark variables, schwingendes Signal, welches bis an die Ausgangsspannungen schwingt. Dieses Verhalten weist auf eine erhöhte Sensitivität der Schaltung auf Eingangskapazitäten hin. Eine Vermutung wird aufgestellt dass das Eingangs-Spannungsrauschen des OpAmps selbst einen virtuellen Rausch-Strom erzeugt, welcher vom Verstärker mit verstärkt wird. Somit ist das Eingangsspannungsrauschen für die korrekte Funktionalität eines TIVs von größerer Bedeutung als anfänglich erwartet.

Es ist anzumerken, dass eine solche Instabilität nicht korrekt in den Simulationen mit LT-Spice abgebildet wird. Simulationen können nicht alle realen Vorgänge korrekt abbilden, wodurch vor allem bei transienten Vorgängen oder denen in der Nähe der Arbeitsgrenzen, so z.B. der maximalen Ausgangsspannung, Abweichungen von der Realität auftreten. Diese Instabilität ist somit nur experimentell aufweislich.

Die Präsenz dieser Instabilität ist für den Einsatz in einem IMS ungeeignet. Der instabile und schwingende Ausgang erlaubt keine Messung der feinen Ionenströme, wodurch dieser Schaltkreis für eben solche Messungen nicht geeignet ist.

4.2 Diskussion der Messergebnisse

In diesem Kapitel werden die aufgenommenen Messwerte diskutiert. Es wird geprüft, ob die erstellte Schaltung die Anforderungen aus Kapitel 3.1 erfüllt, und es werden mögliche Gründe für Abweichungen und unerwartete Werte etabliert.

Die erstellte Platine erfüllt in fast allen Varianten die Anforderungen an die Bandbreite von 30kHz, wobei lediglich die Variante des 120M Ω Widerstandes eine leicht zu kleine Bandbreite besitzt. Sowohl 47M Ω und 20M Ω besitzen ausreichend Bandbreite.

Die in Kapitel 3.2.1 theorisierten Abschirmungen ist als notwendig und angemessen ausgelegt identifiziert. Die Platinen ohne Abschirmungen weisen eine starke Instabilität auf, während Platinen mit korrekt eingestellter Abschirmung einen glatten Frequenzgang bis hin zu ihrer Grenzfrequenz aufweisen.

Das Rauschen der Platinen ist angemessen für den Nutzen in IMS-Systemen, wobei die Platine ein breit verteiltes Rauschen ohne Peak-Frequenzen besitzt, welches für Messungen von Vorteil ist. Das Rauschlevel aller drei Platinen ist nutzbar, wobei jedoch die 120M Ω und 47M Ω Varianten die besten Rauschlevel besitzen.

Lediglich die Instabilität der Platine bei angeschlossener IMS-Röhre oder anderer Eingangskapazitäten erlaubt es nicht, dieses konkrete TIV-Design zu nutzen. Als Fehlerquelle wird hierbei das Eingangsrauschen des gewählten OpAmps, des LTC6268-10, erkannt, welches unerwünscht mit der Eingangskapazität interagiert.

5 Revision des TIVs

In diesem Kapitel wird auf die zweite Revision der Platine eingegangen. Diese Revision ist notwendig, um die Instabilität der ersten Revision der Platine zu beheben, welche in Kapitel 4.1.4 gemessen wurde, da diese Instabilität einer Verwendung der Platine in einem echten IMS im Wege steht.

5.1 Diskussion der Fehlerquelle

In Kapitel 4.1.4 wurde eine Instabilität der Schaltung bei angeschlossenem IMS festgestellt. Zusätzlich hierzu wurden andere Effekte wie z.B. die Steigerung des Rauschniveaus bei angelegten externen Schaltungen festgestellt.

Eine Vermutung ist, dass die Sensitivität des Schaltkreises auf externe Kapazitäten höher als erwartet ist. Das hierfür maßgebliche Bauteil ist der gewählte Operationsverstärker selbst, der *LTC6268-10*. Dieser Verstärker wurde wegen seiner hohen Geschwindigkeit gewählt (siehe Kapitel 3.3.1), besitzt jedoch ein vergleichsweise hohes Eingangsspannungsrauschen, welches in Kombination mit einer erhöhten Eingangskapazität zu den beobachteten Effekten führen kann.

Eine Simulation der Instabilität war nicht erfolgreich, da der simulierte Schaltkreis in LTSpice mit einem realen Verstärkermodell keine Instabilitäten aufwies. Es ist somit zu vermuten dass es sich um nicht akkurat modellierte Effekte des Verstärkers handelt.

Eine händisch modifizierte Schaltung wird genutzt, um andere Verstärkungen sowie OpAmps als Prototypen zu testen. Aus diesem Experimenten wird geschlossen, dass das erhöhte Rauschlevel des LTC auch bei kleineren Verstärkungen auftritt. Zusätzlich wird bei anderen OpAmps keine Instabilität festgestellt.

5.2 Korrektur der Schaltung

Im folgenden Abschnitt werden die Änderung der Schaltung beschrieben, welche für die nächste Revision vorgenommen werden. Da der erkannte Fehler vermutlich durch den Verstärker selbst verursacht wird, soll nun ein anderer OpAmp genutzt werden. Kapitel 3.3.1 listet andere Möglichkeiten auf. Da das Eingangsspannungsrauschen vermutlich an den Problemen teil nimmt, wird nun ein OpAmp mit möglichst geringem Rauschen gewählt, der *ADA4817*.

Der *ADA4817* bietet mit einem Rauschlevel von nur $5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ das geringste Spannungsrauschen der Auswahl. Dieser Verstärker hat jedoch ein zu geringes GBWP, um in einer einzelnen Stufe die volle Verstärkung von $1\text{ G}\Omega$ zu erreichen, wie in Kapitel 3.2.2 beschrieben. Somit soll eine kaskadierte Schaltung entsprechend Kapitel 3.2.2 genutzt werden, um die notwendige Bandbreite erreichen zu können.

Da die Abschirmung sowie die Reihenschaltung der Rückkoppelwiderstände der vorherigen Version beide als Funktionsfähig befunden wurden, wird an diesen Teilen der Schaltung keine Änderung vorgenommen. Lediglich der OpAmp wird durch eine kaskadierte Schaltung des *ADA4817* ersetzt.

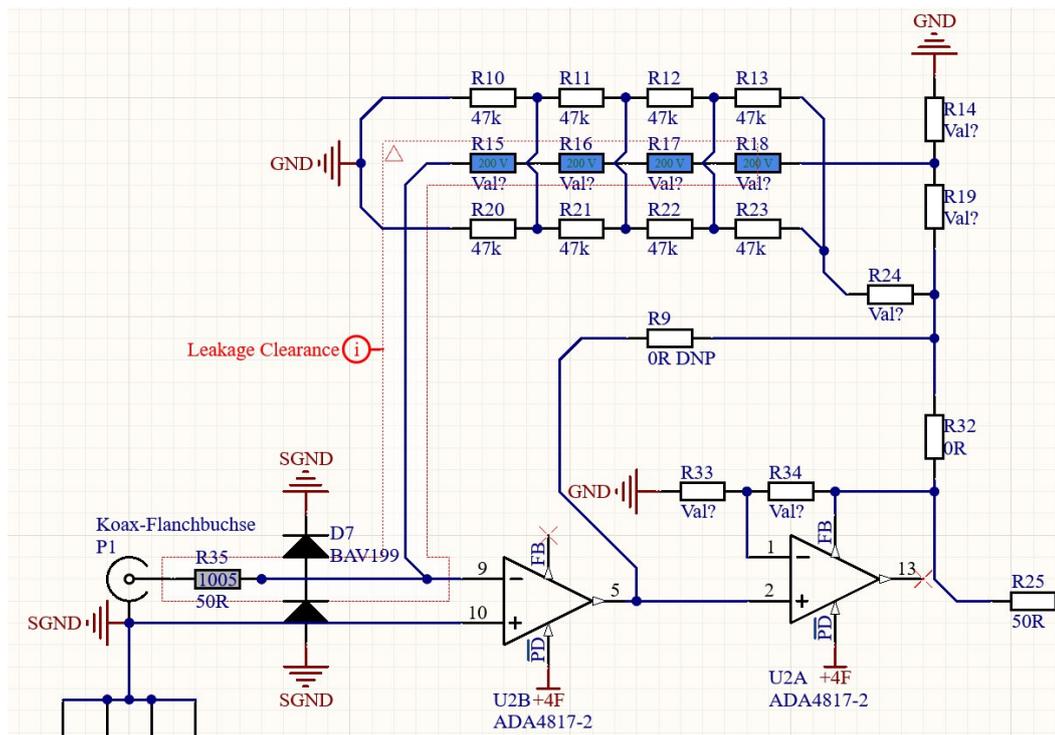


Abbildung 5.1: Schaltkreis der zweiten Revision des Verstärkerteils des TIVs.

Abbildung 5.1 zeigt den geänderten Schaltkreis auf. Hierbei sind U2B und U2A die zwei *ADA4817*-OpAmps der kaskadierten Verschaltung. Widerstände R33 und R34 setzen hierbei die Verstärkung von U2A fest. U2B übernimmt den Rest der Verstärkung, wobei die Gesamtverstärkung nur durch die Rückkoppelwiderstände R15 bis R18 sowie den Rückkoppelteiler R14+R19 festgelegt wird. Es ist bei einer kaskadierten Verschaltung gewünscht, so viel Verstärkung in die erste Stufe zu legen wie möglich, um das Rauschen zu minimieren und die Stabilität zu erhöhen. Zu viel Verstärkung in der ersten Stufe reduziert jedoch die Bandbreite. Die exakte Verteilung der Verstärkung hängt vom Systemverhalten ab, und muss experimentell bestimmt werden.

R9 und R32 erlauben das Umschalten der Schaltung von einer kaskadierten Schaltung mit beiden OpAmps im Rückkoppelpfad, hin zu einer normalen Reihenschaltung der Verstärkerstufen. Hierfür kann R9 bestückt und R32 ausgelassen werden. Dies dient zum experimentellen Vergleich der Kaskadenschaltung mit einer regulären Reihenschaltung.

Die Rückkoppelwiderstände und Abschirmwiderstände (R19 bis 13, R15 bis 18, R20 bis

23), plus die anpassenden Spannungsteiler (R24, R14, R19) sind unverändert vom ersten Schaltungsdesign.

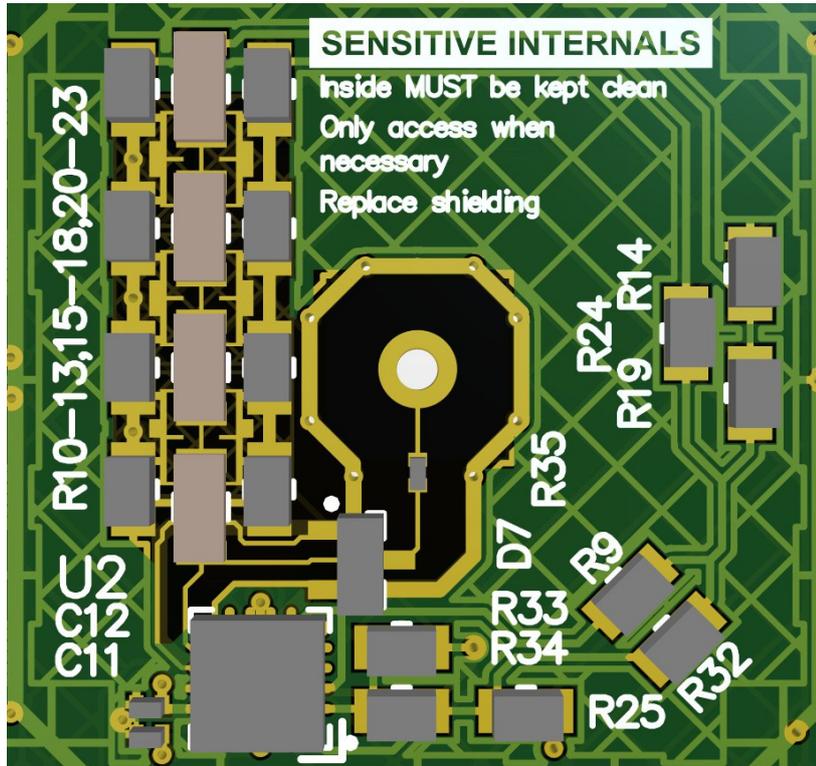


Abbildung 5.2: Auslegung des PCBs der zweiten Revision des TIVs

Abbildung 5.2 zeigt die Auslegung des PCBs der zweiten Revision. Hierbei werden die vorherigen Konstruktionen für Rückkoppelpfad und Abschirmung der Widerstände bei behalten. Aus diesem Grund wird hierauf nicht mehr genauer eingegangen.

Die Kaskadenschaltung der zwei Verstärker ist um U2 herum gelegt. U2 ist ein sog. *Dual Package OpAmp*, d.h. es liegen zwei unabhängige ADA4817 im selben Packet vor. Dies ermöglicht eine möglichst kleine Auslegung des Rückkoppelpfades für die zweite Stufe des Verstärkers, welches für die Stabilität notwendig ist sowie weniger Störquellen einkoppelt.

Der Vollständigkeit halber zeigt Abbildung 5.3 ein 3D-Modell der zweiten Revision der Platine. Die restlichen Schaltungsteile wurden nicht modifiziert, weshalb auf diese hier nicht mehr eingegangen wird.

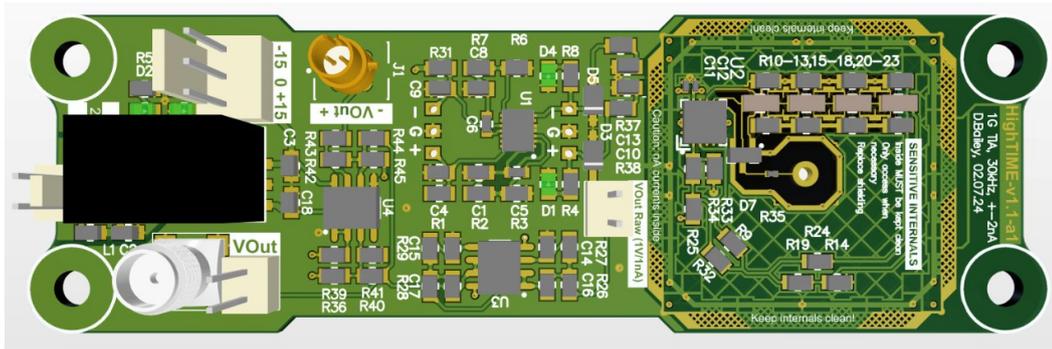


Abbildung 5.3: 3D-Modell der zweiten Revision des PCBs

5.3 Vermessung der Revision

In diesem Kapitel wird die zweite Revision der Platine vermessen und auf weitere Fehler überprüft. Es werden, wenn nicht anders beschrieben, dieselben Methoden wie aus Kapitel 4 genutzt. Wo angemessen, sollen Vergleiche mit der vorherigen Version gezogen werden.

5.3.1 Stabilität am IMS

Es wird nun als aller erstes die Stabilität an einer IMS-Röhre vermessen. Hierfür wird dieselbe Röhre wie in der Vermessung der ersten Revision genutzt, an den Eingang des TIVs angeschlossen, und vermessen. Hierbei wird die 47 M Ω Variante genutzt.

Im Falle der neuen Schaltung liegt nun die erwartete stabile, statische Ausgangsspannung bei 0 V mit einem akzeptablem Rauschen. Abbildung 5.4 zeigt das Spektrum des Rauschens dieser Variante.

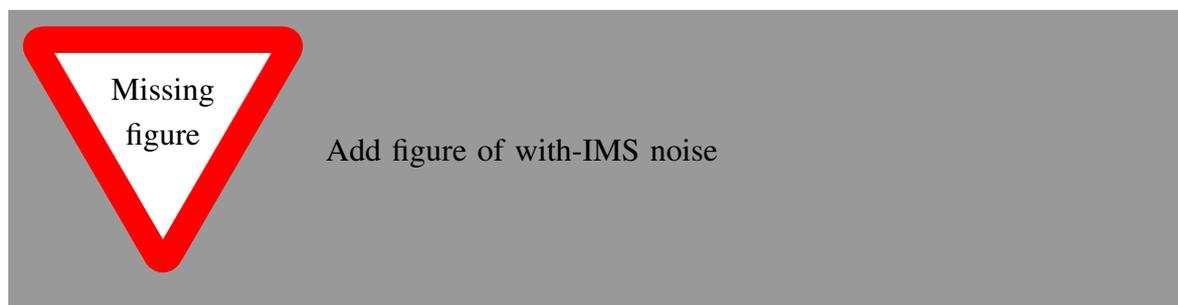


Abbildung 5.4: Rauschlevel der 47 M Ω Variante mit angeschlossenem IMS.

Diese Messung bestätigt, dass diese Revision der Schaltung keine Oszillationen bei Anschluss einer IMS-Röhre aufweist. Der Fehler der ersten Revision wurde somit erfolgreich behoben.

5.3.2 Linearität

In diesem Abschnitt wird die Linearität der neuen Revision vermessen. Die Messung erfolgt hierbei mit den gleichen Messgeräten wie in Kapitel 4.1.1, es wird jedoch durch die höhere Versorgungsspannung des ADA4817 ein größerer Eingangstrombereich von vermessen.

Measure this

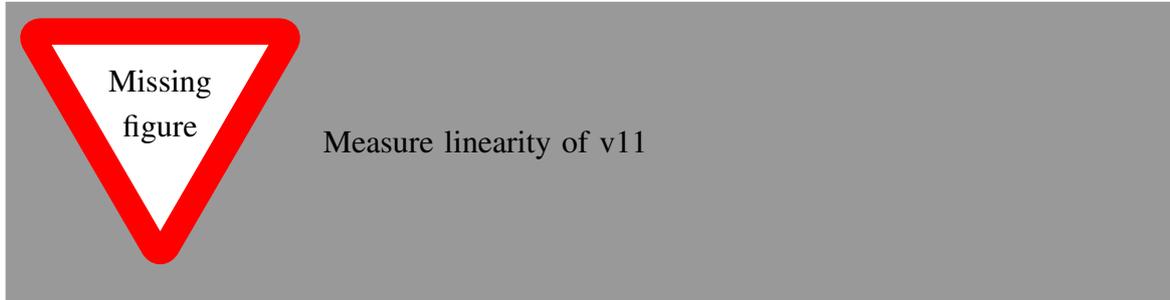


Abbildung 5.5: Vermessung der Linearität der zweiten Revision, 47 M Ω -Variante

Fill this out after measurement

Abbildung 5.5 zeigt die vermessene Linearität an der 47 M Ω -Variante.

5.3.3 Bandbreite

In diesem Abschnitt werden die Übertragungsfunktionen und Bandbreiten der erstellten Platinen genauer untersucht. Es wird hierfür dieselbe Methode wie aus Kapitel 4.1.2 genutzt.

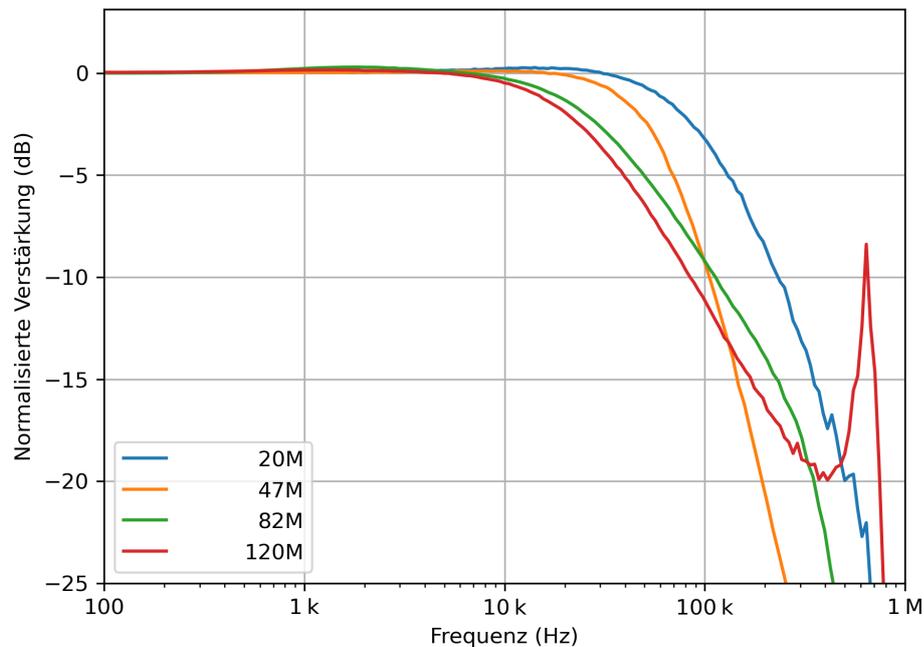


Abbildung 5.6: Messungen der Übertragungsfunktionen der Platinen der zweiten Revision.

Abbildung 5.6 zeigt die gemessenen Übertragungsfunktionen der zweiten Platinenrevision. Deutlich zu erkennen ist die gewünschte glatte Übertragungsfunktion bis hin zur Eckfrequenz. Hiernach fallen die Verstärkungen der Platinenvarianten jedoch unterschiedlich schnell ab. Alle Platinen bis auf die 47 M Ω Variante weisen einen Abfall von circa -20dB/Dekade auf, welcher durch das RC-Verhalten der Rückkoppelwiderstände bestimmt wird. Die 47 M Ω Variante weist jedoch einen Abfall von -40dB/Dekate auf, welches auf einen gedämpften Oszillator schließen lässt. Ebenfalls ist ein Knick in der 82 M Ω Variante bei circa 300 kHz zu erkennen, und ein deutlicher Resonanz-Peak in der 120 M Ω Variante bei 600 kHz.

Diese Diskrepanzen stören das Verhalten der Übertragungsfunktion für die hier gesetzten Zielparame-ter nicht, da die beobachteten Frequenzen gänzlich überhalb der Filter-Eckfrequenz von 30 kHz liegen. Im Falle der 47 M Ω ist der stärkere Abfall der Verstärkung sogar vorteilhaft. Eine Vermutung der Ursache dieser Resonanz ist der kaskadierte Aufbau des Verstärkers selbst. Die zweite Stufe des Verstärkers kann zu einer Phasenverschiebung führen, welches diverse Einflüsse auf den Frequenzverlauf der Verstärkung haben kann.

Check with our LTSpice simulation if we see these!

Tabelle 5.1: -3dB-Frequenzen des ungefilterten TIV-Ausgangs der zweiten Revision

Widerstand	-3dB Punk
20M Ω	97,556 kHz
47M Ω	54,747 kHz
82M Ω	32,283 kHz
120M Ω	26,923 kHz

Tabelle 5.1 zeigt die -3dB-Frequenzen der gemessenen Übertragungsfunktionen. Im Vergleich zur ersten Revision bieten die 20M Ω und 47M Ω varianten der Platinen eine höhere Bandbreite als die Platinen der ersten Revision, während die 120M Ω Variante eine niedrigere Bandbreite aufweist. Diese Diskrepanz liegt vermutlich ebenfalls am beobachteten Verhalten der Kaskadenschaltung, und ist erneut im Falle der 47M Ω Variante von Vorteil.

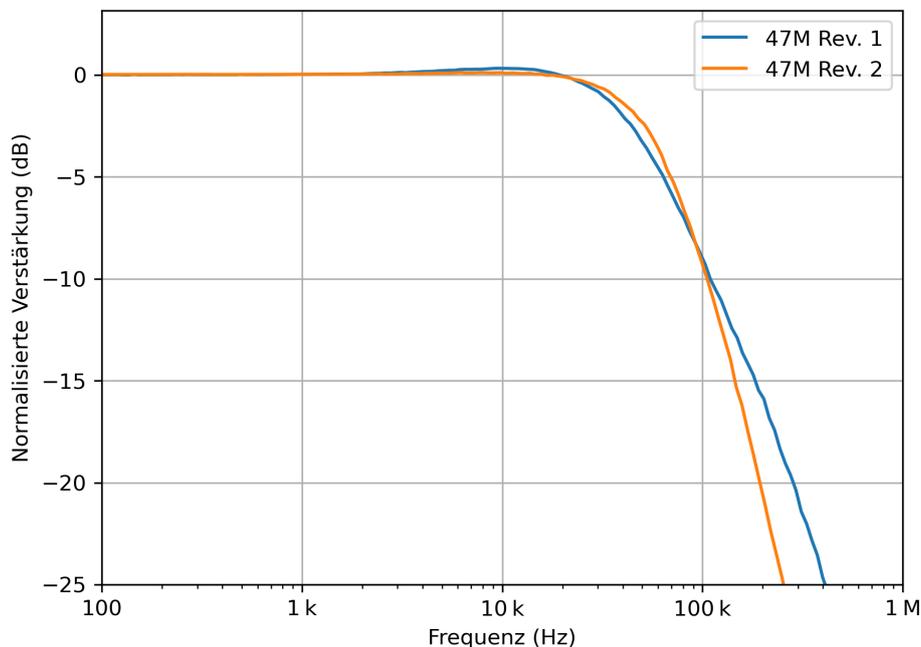
**Abbildung 5.7:** Vergleich der Bandbreiten der 47M Ω Varianten von der alten und neuen Revision.

Abbildung 5.7 zeigt einen direkten Vergleich der Bandbreiten der TIV-Stufen der vorherigen und neuen Revision für die 47M Ω Variante. Der steilere Abfall sowie die leicht höhere -3dB-Frequenz der zweiten Revision ist hierbei deutlich zu erkennen.

Da die Filterstufe zwischen den Revisionen nicht geändert wurde, da das Filterverhalten bereits als ausreichend empfunden wurde, wird hier nicht erneut darauf eingegangen.

Zusammengefasst besitzen die Varianten der 82M Ω und 120M Ω eine zu geringe Bandbreite, während die 47M Ω und 20M Ω Varianten beide mehr als ausreichend Bandbreite besitzen. Die neue Revision der Platine erfüllt somit die Anforderungen.

5.3.4 Rauschen

In diesem Abschnitt wird das Rauschen der neuen Revision vermessen, und mit der vorherigen Revision verglichen. Es wird beschrieben ob und wie sich das Rauschverhalten geändert hat. Das Spektrum des Rauschens wird mit dem selben Aufbau aus Kapitel 4.1.3 vermessen.

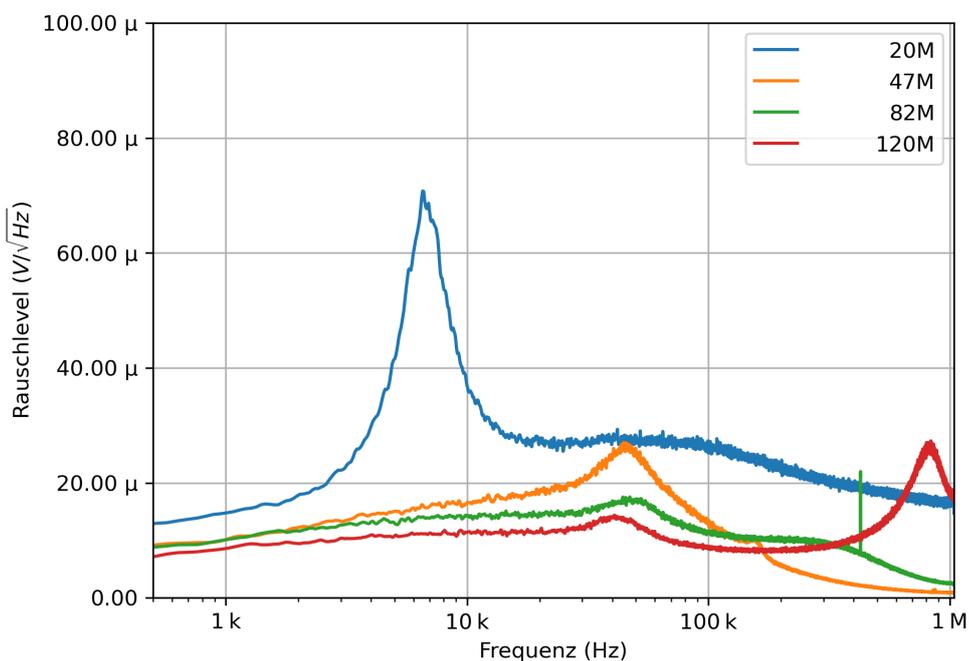


Abbildung 5.8: Durchschnittliches Rauschspektrum der Platinen der zweiten Revision.

Abbildung 5.8 zeigt die Rauschspektren der zweiten Platinenrevision. Wie in der ersten Revision ist hier deutlich eine Abhängigkeit des Rauschlevels vom Rückkoppelwiderstand zu erkennen, wobei erneut ein kleinerer Widerstand ein höheres Rauschniveau einbringt. Zusätzlich ist die Verteilung des Rauschens merklich anders. Für alle Versionen scheint eine kleine Erhöhung um 30 kHz zu liegen, wobei diese in der 47 MΩ Variante merklich stärker ausfällt. Ebenso sind Spitzen im Rauschspektrum zu erkennen. Für 20 MΩ liegt eine deutliche Spitze bei 7 kHz vor, für 47 MΩ die Erhöhung bei 30 kHz, und für die 120 MΩ Variante eine deutliche Erhöhung bei circa 700 kHz. Diese Erhöhungen des Rauschens liegen auf den gleichen Frequenzen wie die Resonanzen in der Bandbreite. Somit ist zu vermuten, dass die gleiche Ursache für beide Effekte zuständig ist.

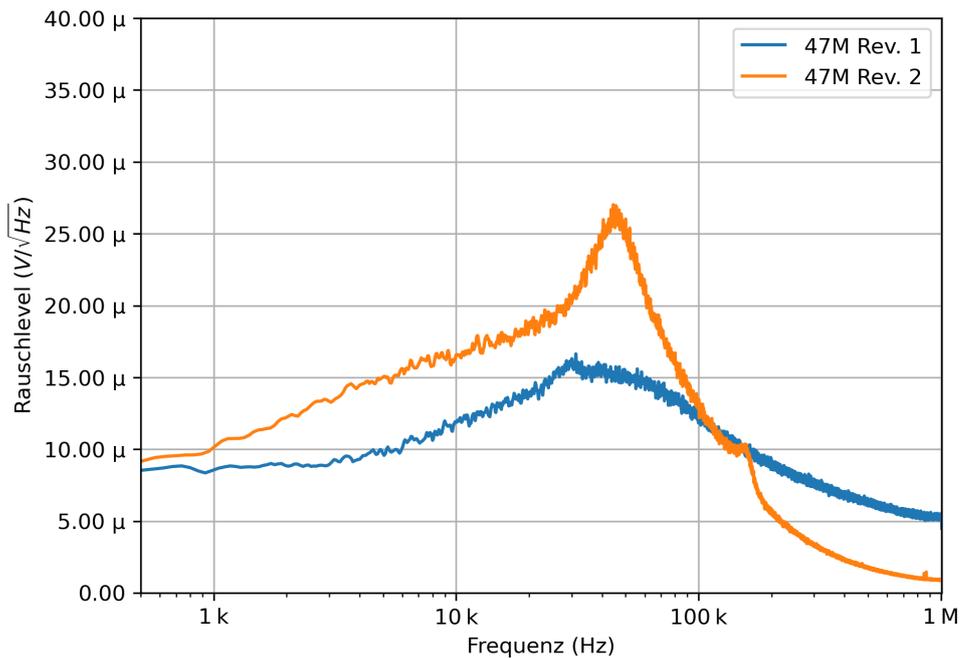


Abbildung 5.9: Vergleich des Rauschspektrums der Revisionen der 47MΩ Variante.

Abbildung 5.9 zeigt den direkten Vergleich der ungefilterten Rauschspektren der ersten und zweiten Revision der 47MΩ Version des Schaltkreises. Trotz des kleineren Eingangsspannungsrauschens des ADA4817 liegt ein insgesamt leicht größeres Rauschniveau vor. Dies stimmt jedoch nur bei offenem Eingang. Das Rauschen der ersten Revision mit dem LTC6268-10 vergrößert sich bei steigender Eingangskapazität, während das Rauschen der zweiten Revision kaum von der Eingangskapazität abhängt (siehe Kapitel 5.3.1). Unter realen Bedingungen ist somit das Rauschen der zweiten Revision besser.

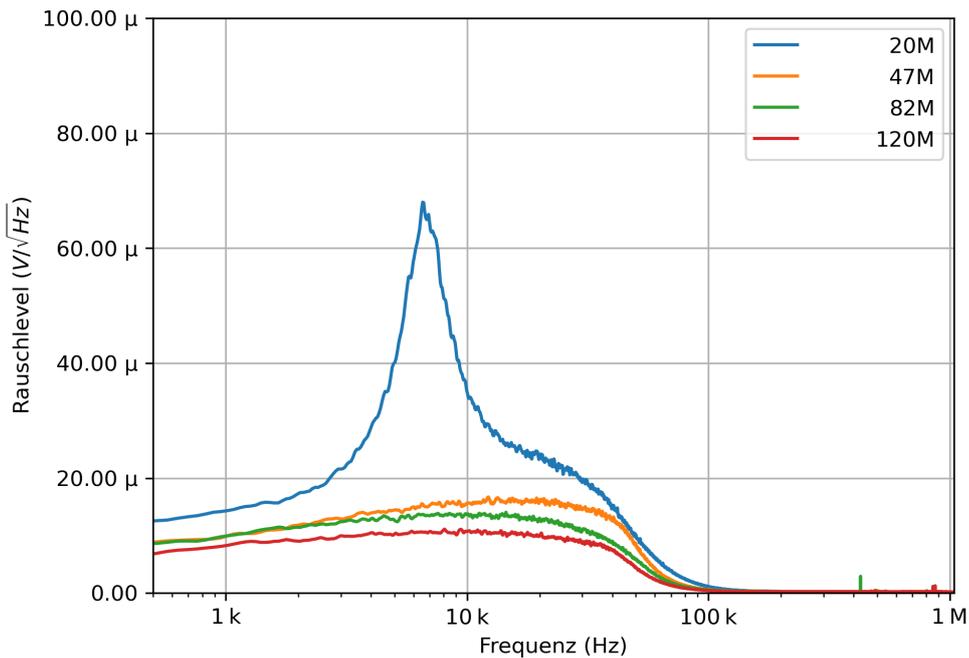


Abbildung 5.10: Rauschspektren des gefilterten Ausgangs der zweiten Revision des TIVs.

Abbildung 5.10 zeigt die Rauschspektren der gefilterten Ausgänge. Wie in der vorherigen Version ist zu erkennen, dass die Filterstufe das Rauschlevel deutlich und effektiv senkt. Die bereits identifizierten Erhöhungen im Rauschen werden, mit Ausnahme der Spitze des 20MΩ TIVs, herausgefiltert.

Die RMS-Werte der Rauschlevel für den ungefilterten und gefilterten Ausgang sind in Tabelle 5.2 aufgelistet. Dort ist deutlich zu erkennen, dass die Filterstufe das Rauschen merklich verringert, da der ADA4817 mehr Rauschen in den höheren Frequenzen besitzt als der vorherig genutzte LTC6268-10.

Tabelle 5.2: AC-RMS-Spannungen des Rauschens der Platinen

Widerstand	Rauschen des ungefilterten Ausgangs	Rauschen des gefilterten Ausgangs	Eingangsbezogenes Rauschen
20MΩ	20,831 mV	6,331 mV	6,331 pA
47MΩ	7,251 mV	3,898 mV	3,898 pA
82MΩ	16,853 mV	3,270 mV	3,270 pA
120MΩ	16,751 mV	3,123 mV	3,123 pA

Insgesamt ist somit das Rauschen der zweiten Revision des TIVs nutzbar. Zwar ist das Rauschen im Vergleich zur ersten Revision geringfügig erhöht, jedoch bieten alle Versionen der Schaltung mit Ausnahme des 20MΩ TIVs ein akzeptabel geringes Rauschen.

5.3.5 Konsistenz des Schaltkreises

In diesem Abschnitt wird darauf eingegangen, wie wiederholbar der Aufbau der zweiten Revision der Platine ist. Ein wichtiger Aspekt des in dieser Arbeit entwickelten TIVs ist der reproduzierbare Aufbau ohne größere manuelle Abstimmungen der Abschirmung oder anderer Komponenten.

Um dies zu belegen wird eine zweite Platine der 47M Ω Variante hergestellt. Diese Platine wird nicht experimentell abgestimmt, sondern mit denselben Komponentenwerten verlötet wie die Platine welche bereits vermessen wurde. Das gewollte Verhalten ist nun, dass diese Kopie dasselbe Verhalten aufweist wie die original vermessene Platine.

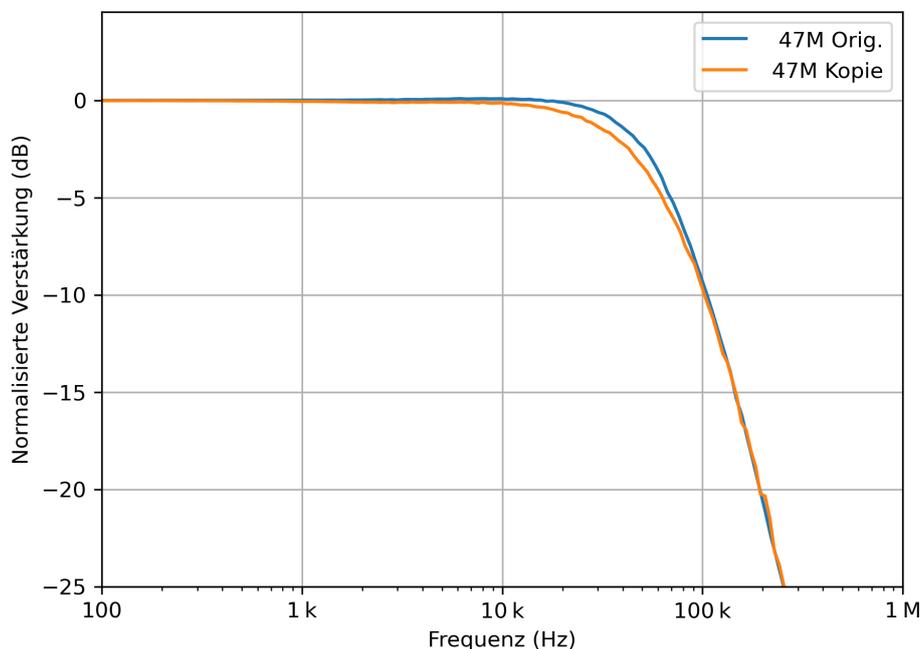


Abbildung 5.11: Vergleich der Bandbreiten zweier identischer TIV-Platinen.

Abbildung 5.11 zeigt die Bandbreiten der originalen Platine und der Kopie im direkten Vergleich. Es ist zu erkennen, dass eine leichte Diskrepanz der Bandbreiten um die Eckfrequenz herum vorliegt. Diese beträgt jedoch nur ca. 2dB, und liegt in einem Bereich der durch den nachfolgenden Filter herausgefiltert wird. Für den relevanten Bereich bis 30kHz sind beide TIVs jedoch nahezu identisch.

Das Verhalten der TIVs scheint somit eine gute Konsistenz aufzuweisen. Es ist somit nicht notwendig, die Platinen nach der Anfertigung noch weiter abzustimmen.

5.3.6 Einfluss der Kaskadenschaltung

In diesem Abschnitt wird die Kaskadenschaltung der zwei ADA4817 genauer untersucht, um die beste Abstimmung der zwei OpAmps zu finden.

Filterung der zweiten Stufe

Als erster Punkt wird untersucht, ob ein zusätzlicher Tiefpassfilter durch Einbringung einer Kapazität mit dem Rückkoppelpfad der zweiten Stufe von Vorteil ist. Diese Filterung könnte theoretisch Rauschen in der ersten Stufe abfangen. Hierfür wird eine $47\text{M}\Omega$ -Variante modifiziert, und eine Kapazität parallel zu Widerstand R34 (siehe Abbildung 5.1) eingebracht. Diese Kapazität ist so ausgelegt, dass sie die Verstärkung der zweiten Stufe ab ca. 60kHz absenkt.

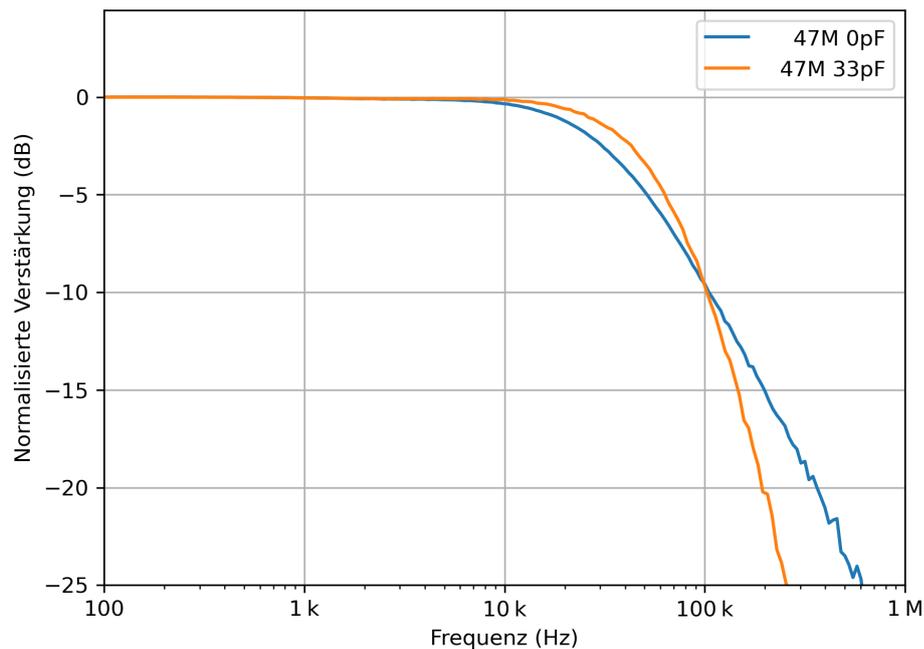


Abbildung 5.12: Einfluss eines Tiefpassfilters in der zweiten Stufe des kaskadierten TIVs auf die Übertragungsfunktion.

Abbildung 5.12 zeigt die Ergebnisse der Messung der Bandbreite. Deutlich zu erkennen ist ein stärkerer Abfall der Bandbreite sowie ein schärferer Knick in der Version mit Tiefpassfilter. Dies ist generell von Vorteil.

Abbildung 5.13 zeigt die aufgenommenen Rauschspektren. Hier zeigt sich, dass die Einführung eines Tiefpassfilters in die zweite Stufe eine negative Auswirkung auf das Rauschen hat, da das Rauschen in den unteren Frequenzen höher ist. Zwar weist die Version ohne Tiefpassfilter in den höheren Frequenzen stärkeres Rauschen auf, dieses wird jedoch von der nachfolgenden Filterstufe entfernt.

Da die Bandbreite beider Versionen ausreichend ist, und die Variante ohne Tiefpassfilter ein niedrigeres Rauschen aufwies, ist somit keine Filterung in der zweiten Stufe von Vorteil.

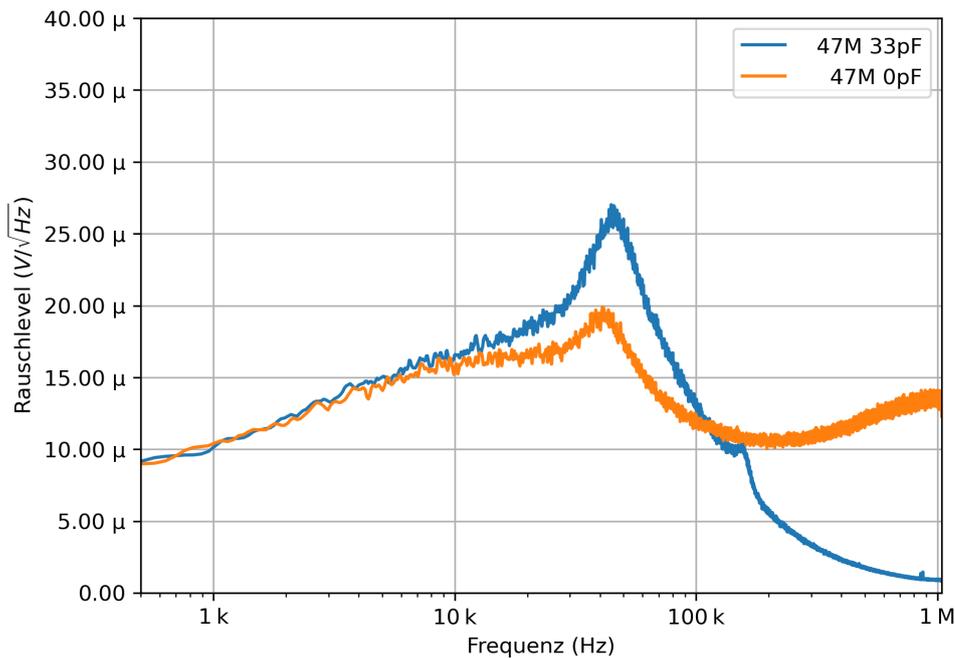


Abbildung 5.13: Einfluss eines Tiefpassfilters in der zweiten Stufe des kaskadierten TIVs auf das Rauschspektrum.

Verstärkungsverteilung

In diesem Kapitel soll nun untersucht werden, welche Verteilung der Verstärkungen zwischen erster und zweiter Stufe am besten ist. Die Verstärkung der zweiten Stufe kann arbiträr über den Widerstandsteiler R33/R34 (siehe Bild 5.1) gesetzt werden.

Hierfür wird in einer Messreihe ein TIV der 47M Ω Variante wiederholt auf eine neue Stufenverstärkung eingestellt und vermessen. Gemessen werden die Bandbreite sowie das Rauschen der Schaltung, mit den gleichen Messsystemen wie in den vorherigen Messungen (siehe Kapitel 4.1.2 und 4.1.3).

Abbildung 5.14 zeigt die Übertragungsfunktionen der getesteten Varianten. Deutlich zu erkennen ist die Abhängigkeit der Grenzfrequenz von der Verteilung der Verstärkung, wobei eine stärkere Verstärkung in der zweiten Stufe die Grenzfrequenz der gesamten Schaltung nach oben verschiebt. Dies lässt darauf schließen dass die Bandbreite der Schaltung beim 47M Ω TIV vom GBWP des ADA4817 dominiert wird, und nicht von der Bandbreite der Rückkoppelwiderstände, da eine Bandbreitengrenze durch die Widerstände nicht von der Verstärkungsverteilung abhängig wäre.

Generell ist nur die Einhaltung der Zielparameter von -3dB bei 30kHz wichtig. Höhere Bandbreiten werden durch die Filterstufe entfernt.

Abbildung 5.15 zeigt zusätzlich die Rauschspektren der verschiedenen eingestellten Stufen. Hierbei ist eine starke Abhängigkeit des Rauschens von der Verteilung zu beobachten, wobei eine stärkere Verstärkung der zweiten Stufe mit wesentlich höherem Rauschen verbunden ist.

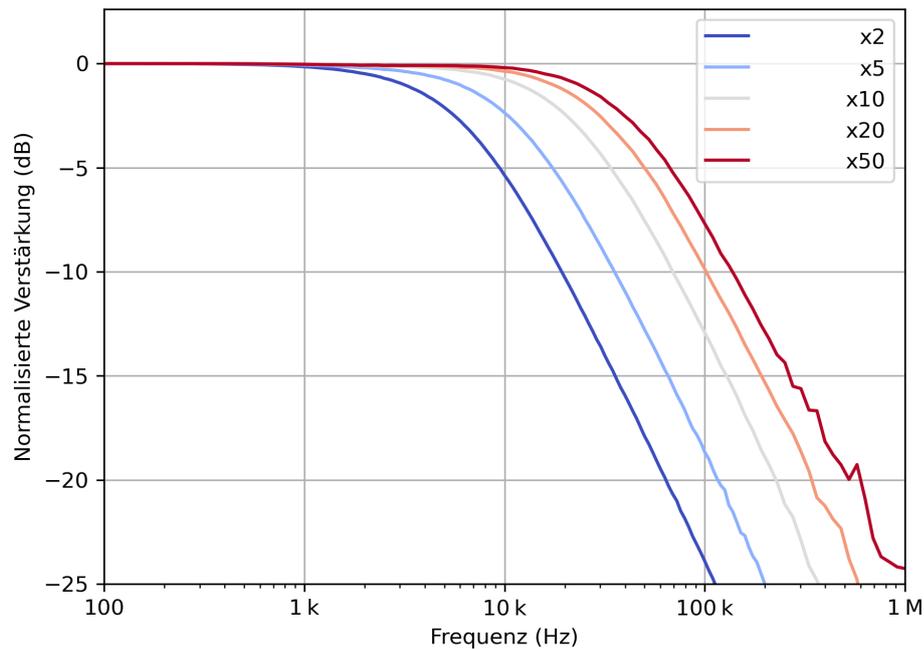


Abbildung 5.14: Übertragungsfunktionen eines $47\text{M}\Omega$ TIVs mit varrierter Verstärkung der zweiten Stufe der Kaskade.

Das höhere Rauschen scheint mit der höheren Bandbreite in Verbindung zu stehen, da in den niedrigen Frequenzen alle TIV-Varianten das gleiche Rauschen aufweisen, und die einzelnen Rauschlevel entsprechend der Bandbreite des jeweiligen TIVs abknicken.

Somit ist bestätigt, dass die Verteilung der Verstärkungen der TIV-Stufen ein wichtiger Parameter ist. Generell soll die Verstärkung der ersten Stufe so groß wie möglich gehalten werden, d.h. die zweite Stufe so klein wie möglich, um das Rauschen zu vermindern.

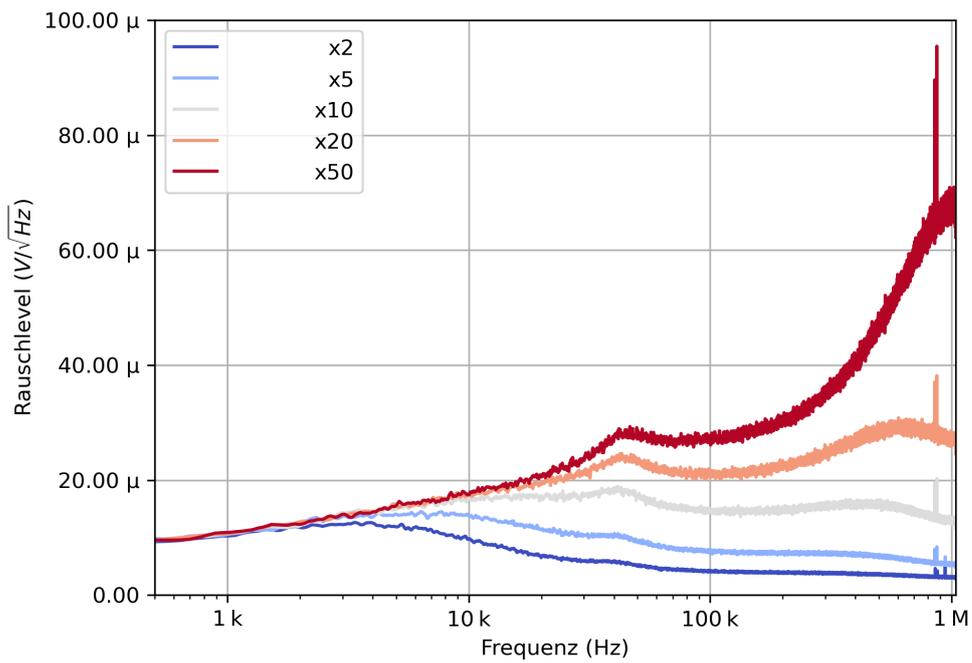


Abbildung 5.15: Rauschspektren eines 47 M Ω TIVs mit varrierter Verstärkung der zweiten Stufe der Kaskade.

5.4 Fazit

Die zweite Revision korrigiert erfolgreich die Instabilität, welche in der ersten Revision festgestellt wurde. In den restlichen Parametern schneidet sie vergleichbar gut wie die erste Revision ab. Somit wurde ein erfolgreicher und für ein IMS nutzbarer TIV entwickelt.

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.