

# Kurzfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Ultraschall-Empfangsverstärker entwickelt, welcher zum einen über eine große Bandbreite verfügt und zum anderen verschiedene, einstellbare Verstärkungen bietet. Die Einsatzmöglichkeiten eines solchen Verstärkers sind vielfältig und besonders im Fachgebiet Elektrische Messtechnik notwendig. In der Ultraschallmesstechnik werden Schallwandler eingesetzt, um mechanische Wellen in Materialien einzukoppeln oder aufzunehmen. Da meist kleine Messsignale aufgenommen werden müssen, kommen Ultraschall-Empfangsverstärker zur Aufbereitung zum Einsatz. In dieser Arbeit werden zunächst verschiedene Realisierungsansätze erörtert und simulativ getestet. Anschließend wird eine Schaltung konzipiert und realisiert. Diese Schaltung wird nachfolgend mit dem Ziel, ein Übertragungsmodell zu entwickeln, charakterisiert und getestet. Da die Schaltung insbesondere für den Einsatz am *BeKAM* Messplatz ausgelegt ist, werden abschließend Besonderheiten für diesen Einsatz betrachtet und eine Probemessung durchgeführt.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Kurzfassung</b>	<b>v</b>
<b>Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Symbole</b>	<b>xiii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Grundlagen</b>	<b>3</b>
2.1 Operationsverstärker . . . . .	3
2.1.1 Grundsaltungen . . . . .	7
2.1.2 Current Feedback Amplifier . . . . .	10
2.2 Leitungstheorie . . . . .	11
2.2.1 Leitungsgleichung und Leitungswellenwiderstand . .	11
2.2.2 Zusammenhang zwischen Leitungs- und Feldwellen- widerstand . . . . .	14
2.2.3 Impedanzanpassung . . . . .	15
2.2.4 Streifenleitungen . . . . .	16
<b>3 Aktueller Stand</b>	<b>21</b>
<b>4 Platinenlayout</b>	<b>23</b>
4.1 Auswahl der Komponenten . . . . .	23
4.1.1 Auswahl der Operationsverstärker . . . . .	24
4.1.2 Auswahl der Schaltelemente . . . . .	25
4.2 Methoden zur Umschaltung der Verstärkung . . . . .	31
4.3 Impedanzanpassung an Eingangs- und Ausgangslast . . . .	36
4.3.1 Eingangsanpassung an Ultraschallwandler . . . . .	37
4.3.2 Ausgangsanpassung an ein Oszilloskop . . . . .	38
4.4 Auslegung einer Koplanarleitung . . . . .	41
4.4.1 Gerade Koplanarleitung . . . . .	41
4.4.2 Diskontinuitäten einer Koplanarleitung . . . . .	42
4.5 Realisierung des Verstärkers . . . . .	45
<b>5 Auswertung und Charakterisierung der Verstärker</b>	<b>47</b>
5.1 Charakterisierung eines Verstärkers . . . . .	47

## *Inhaltsverzeichnis*

5.2	Frequenzgang und Übertragungsfunktion . . . . .	49
5.3	Vergleich der Verstärker mit MEMS- und Analogschaltern	54
5.4	Überprüfung der Temperaturunabhängigkeit . . . . .	55
5.5	Einsatz im BeKAM Messplatz . . . . .	58
5.5.1	Laufzeitdifferenz . . . . .	58
5.5.2	Reales Messsignal . . . . .	59
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>63</b>
6.1	Zusammenfassung . . . . .	63
6.2	Ausblick . . . . .	64
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>65</b>
<b>A</b>	<b>Mathematische Herleitungen</b>	<b>69</b>
A.1	Vollständiges elliptisches Integral . . . . .	69
<b>B</b>	<b>Frequenzgänge und Modellparameter verschiedener Verstärker</b>	<b>71</b>
B.1	ADG5412 als Schaltelement . . . . .	71
B.2	ADGM1304 als Schaltelement . . . . .	77
<b>C</b>	<b>Schaltpläne und Layout</b>	<b>79</b>
<b>D</b>	<b>Testsignale am BeKAM Messplatz</b>	<b>87</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Zwei Schaltzeichen eines Operationsverstärkers . . . . .	4
2.2	Ersatzschaltbild eines realen Operationsverstärkers . . . . .	5
2.3	Eigenschaften eines realen Operationsverstärkers . . . . .	6
2.4	Grundsaltungen eines Operationsverstärkers . . . . .	7
2.5	Ersatzschaltung eines infinitesimalen Leitungselementes . . . . .	12
2.6	Querschnitt einer Mikrostreifenleitung . . . . .	17
2.7	Querschnitt einer Koplanarleitung . . . . .	18
2.8	Querschnitt einer Koplanarleitung mit Massefläche . . . . .	20
3.1	Amplitudengang des aktuellen Verstärkers . . . . .	22
4.1	Prinzipschaltbild eines Analogschalters . . . . .	25
4.2	Querschnitt eines MEMS-Schalter . . . . .	27
4.3	Bandbreite und Off-Isolation eines ADG5412 Analogschalters . . . . .	29
4.4	Umschaltung der Verstärkung mit einem Umschalter . . . . .	32
4.5	Amplitudengang - Umschaltung mit einem Umschalter . . . . .	33
4.6	Umschaltung der Verstärkung mit zwei Umschaltern . . . . .	34
4.7	Amplitudengang - Umschaltung mit zwei Umschaltern . . . . .	34
4.8	Umschaltung zwischen verschiedenen Verstärkerpfaden . . . . .	35
4.9	Amplitudengang - Umschaltung Verstärkerpfade . . . . .	36
4.10	Ersatzschaltung des Ausgangs . . . . .	39
4.11	Amplitudengang - Ersatzschaltung Ausgang . . . . .	40
4.12	Kompensation einer 90° Biegung in einer Koplanarleitung . . . . .	44
4.13	Fotografien der bestückten und eingehausten Schaltungen . . . . .	46
5.1	Amplitudengang - Messung eines Verstärkers bei verschiedenen Verstärkungen . . . . .	50
5.2	Amplitudengang - Messung und Simulation eines $PT_2$ -Gliedes . . . . .	52
5.3	Amplitudengang - Messung des Verstärkers mit MEMS-Schalter . . . . .	55
5.4	Leerlauftemperatur eines Verstärkers im Gehäuse . . . . .	56
5.5	Amplitudengang - Verschiedene Temperaturen . . . . .	57
5.6	Reales Messsignal am <i>BeKAM</i> Messplatz . . . . .	61

## Abbildungsverzeichnis

B.1	Amplitudengang des ersten Verstärkers bei verschiedenen Verstärkungen . . . . .	72
B.2	Amplitudengang des zweiten Verstärkers bei verschiedenen Verstärkungen . . . . .	73
B.3	Amplitudengang des dritten Verstärkers bei verschiedenen Verstärkungen . . . . .	75
B.4	Amplitudengang eines Verstärkers, mit einem ADGM1304 als Umschalter, bei verschiedenen Verstärkungen . . . . .	77
C.1	Schaltplan erster Verstärker Teil 1 . . . . .	79
C.2	Schaltplan erster Verstärker Teil 2 . . . . .	80
C.3	Top Layout erster Verstärker . . . . .	81
C.4	Bottom Layout erster Verstärker . . . . .	82
C.5	Schaltplan zweiter Verstärker Teil 1 . . . . .	83
C.6	Schaltplan zweiter Verstärker Teil 2 . . . . .	84
C.7	Top Layout zweiter Verstärker . . . . .	85
C.8	Bottom Layout zweiter Verstärker . . . . .	86
D.1	Reale Messsignale am <i>BeKAM</i> Messplatz . . . . .	88
D.2	Abweichung der realen Messsignale am <i>BeKAM</i> Messplatz . . . . .	88

# Tabellenverzeichnis

5.1	Modellparameter Verstärker 1 . . . . .	53
5.2	Filterkoeffizienten Verstärker 1 . . . . .	53
5.3	Prozentuale Abweichung Verstärker 1 . . . . .	54
5.4	Längen- und Laufzeitdifferenz . . . . .	59
B.1	Modellparameter Verstärker 1 . . . . .	71
B.2	Filterkoeffizienten Verstärker 1 . . . . .	72
B.3	Prozentuale Abweichung Verstärker 1 . . . . .	73
B.4	Modellparameter Verstärker 2 . . . . .	74
B.5	Filterkoeffizienten Verstärker 2 . . . . .	74
B.6	Prozentuale Abweichung Verstärker 2 . . . . .	74
B.7	Modellparameter Verstärker 3 . . . . .	75
B.8	Filterkoeffizienten Verstärker 3 . . . . .	76
B.9	Prozentuale Abweichung Verstärker 3 . . . . .	76
B.10	Modellparameter Verstärker ADGM1304 . . . . .	78
B.11	Filterkoeffizienten Verstärker ADGM1304 . . . . .	78
B.12	Prozentuale Abweichung Verstärker ADGM1304 . . . . .	78



# Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Symbole

## Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
BeKAM	Bestimmung komplexer akustischer Materialdaten
BNC	Bayonet Neill Concelman
CFA	Current Feedback Amplifirer
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
FR-4	Flame Retardant 4
HF	Hochfrequenz
HS5	TiePie Handyscope 5
IC	Integrated Circuit
LTI	Linear Time-Invariant
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
OP	Operationsverstärker
SMB	SubMiniature B
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
SPST	Single Pole Single Throw
SP4T	Single Pole Four Throw
VFA	Voltage Feedback Amplifirer

## Mathematische Symbole und Konventionen

Symbol	Bedeutung
$\mathcal{F}\{\dots\}$	Fourier-Transformation
$ \dots $	Betragsfunktion
$\sum$	Summe
$\int_a^b$	Bestimmtes Integral von $a$ bis $b$
$\oint$	Wegintegral über geschlossene Kurve
$\Delta$	Differenzenquotient
$\frac{d}{dx}$	Gewöhnliche Ableitung nach $x$

## Formelzeichen

Zeichen	Einheit	Bedeutung
$a_i$		$i$ -ter FIR Filterkoeffizient des Nennerpolynoms
$\mathbf{a}$		Filterkoeffizientenvektor Nennerpolynom
$A_D$		Schleifenverstärkung
$b_i$		$i$ -ter FIR Filterkoeffizient des Zählerpolynoms
$\mathbf{b}$		Filterkoeffizientenvektor Zählerpolynom
$c_0$	$\text{m s}^{-1}$	Vakuum Lichtgeschwindigkeit
$C$	F	Elektrische Kapazität
$C'$	$\text{F m}^{-1}$	Kapazitätsbelag
$d$	m	Gesamtbreite der Koplanarleitung
$d_k$	m	Diagonaldistanz der Koplanarleitung
$D$		Dämpfung des $PT_2$ -Glieds
$E$	$\text{V m}^{-1}$	Elektrische Feldstärke
$f$	Hz	Frequenz
$G'$	$\text{S m}^{-1}$	Ableitungsbelag
$h$	m	Substratdicke einer Leiterplatte
$H$	$\text{A m}^{-1}$	Magnetische Feldstärke
$I$	A	Elektrische Stromstärke
$j$		Imaginäre Einheit
$k_g$		Geometriefaktor des Leitungswellenwiderstands

<b>Zeichen</b>	<b>Einheit</b>	<b>Bedeutung</b>
$k_i$		$i$ -ter Parameter des elliptischen Integrals erster Ordnung
$k'_i$		komplementäre Variable zu $k_i$
$k_s$		Verstärkungsfaktor des $PT_2$ -Glieds
$l_{\text{diff}}$	m	Längendifferenz
$L$	H	Induktivität
$L'$	H m <sup>-1</sup>	Induktivitätsbelag
$M$		Prozentuale Gehrung der Koplanarleitung
$P$	W	Elektrische Leistung
$r$	m	Biegeradius einer Streifenleitung
$R$	Ω	Elektrischer Widerstand
$R'$	Ω m <sup>-1</sup>	Widerstandsbelag
$s$	m	Abstand des Polygons zur Koplanarleitung
$t$	s	Zeit
$t_{\text{Cu}}$	m	Kupferdicke einer Leiterplatte
$t_{\text{diff}}$	s	Laufzeitdifferenz
$U$	V	Elektrische Spannung
$v$	m s <sup>-1</sup>	Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle
$V_{\text{dB}}$	dB	Spannungsverstärkung in dB
$w$	m	Leiterbahnbreite der Streifenleitung
$x$	m	Gehrungseinschnitt der Koplanarleitung
$Z_{\text{F}}$	Ω	Feldwellenwiderstand
$Z_{\text{W}}$	Ω	Leitungswellenwiderstand
$\gamma$		Ausbreitungskonstante einer elektromechanischen Welle
$\varepsilon_{\text{r}}$		relative Permittivität
$\varepsilon_{\text{r,eff}}$		relative effektive Permittivität
$\vartheta$	°C	Temperatur
$\boldsymbol{\theta}$		Modellparametervektor
$\hat{\boldsymbol{\theta}}$		optimaler Modellparametervektor
$\boldsymbol{\theta}^{(0)}$		Startparametervektor
$\mu_{\text{r}}$		relative Permeabilität
$\omega$	rad s <sup>-1</sup>	Kreisfrequenz
$\omega_0$	rad s <sup>-1</sup>	Eigenfrequenz des $PT_2$ -Glieds



# 1 Einleitung

Verstärker und insbesondere Messverstärker sind heute aus Wissenschaft und Technik nicht mehr weg zu denken. Immer kleinere elektrische Signale müssen immer präziser verstärkt werden. Besonders dann, wenn Signale außerhalb der Ansprechempfindlichkeit eines Messwerkes, wie beispielsweise eines Oszilloskops, liegen, ist der Einsatz von Messverstärkern unabdingbar. [Ler12] In der Ultraschall Messtechnik werden Empfangsverstärker eingesetzt, um schwache und gleichzeitig hochfrequente Signale zu verstärken, welche von Ultraschallwandlern ausgegeben werden.

Um aus akustischen Wellen durch eine Materialprobe auf die Materialparameter schließen zu können, werden inverse Rechenverfahren verwendet. Dazu ist es von besonderer Bedeutung, dass die Messstrecke und somit auch der Verstärker genau charakterisiert ist. Nur so besteht die Möglichkeit, Einflüsse des Verstärkers zu berechnen und gegebenenfalls zu korrigieren. Im Fachgebiet Elektrische Messtechnik werden verschiedene Methoden zur Charakterisierung von Materialparametern verwendet. Beispiele dafür sind das Laser-Akustische Verfahren zur photoakustischen Anregung mechanischer Wellen in plattenförmigen Proben [Zei19] oder Ultraschall-Transmissionsmessungen an polymeren, zylinderförmigen Proben [Bau16]. Häufig werden bei diesen Verfahren Ultraschallwandler eingesetzt, um akustische Wellen in elektrische Signale umzuwandeln. Somit ist der Einsatz von Ultraschall-Empfangsverstärkern im Fachgebiet vielfältig und immer wieder gefragt. Neben den bereits bestehenden Aufgaben gibt es die Bestrebung, einen Ultraschallwandler mit segmentierten Elektroden zu entwickeln [DIF20]. Damit geht die Notwendigkeit einher, mehrere identische Verstärker aufzubauen, deren elektrische Eigenschaften möglichst

## 1 Einleitung

ähnlich sein sollten.

Die beiden derzeit im Fachgebiet eingesetzten Verstärker bieten zum einen bei höheren Verstärkungen eine unzureichend große Bandbreite und zeigen zum anderen kein identisches elektrisches Verhalten.

Daher soll im Rahmen dieser Arbeit ein einstellbarer Empfangsverstärker für Ultraschallsignale entwickelt werden. Außerdem soll die Schaltung für den beschriebenen Fall mehrfach aufgebaut und charakterisiert werden. Das Ziel besteht darin, eine funktionsfähige Hardware bereitzustellen, sowie ein Modell des zugrundeliegenden Systems zu finden und zu beschreiben. Anschließend soll systematisch die Ähnlichkeit zwischen zwei Verstärkern gezeigt und die Temperaturabhängigkeit der Schaltung bestimmt werden.

Diese Arbeit ist dabei strukturell an den Entwurfsprozess der Hardware angelehnt. Im ersten folgenden Kapitel werden die Grundlagen vorgestellt, die zum Verständnis des Aufbaus wichtig sind. Anschließend werden schrittweise die benötigten Komponenten, verschiedene Möglichkeiten der Realisierung und Besonderheiten des Schaltungsentwurfs erläutert. Im nächsten Kapitel folgt die Auswertung und Charakterisierung der Hardware, sowie ein kurzer Exkurs in einen speziellen Anwendungsbereich im Fachgebiet. Abschließend wird diese Arbeit zusammengefasst und ein kurzer Ausblick auf mögliche Weiterführungen gegeben.

## 2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen für diese Arbeit erläutert. Dabei werden zunächst der Aufbau und die Funktionsweise von Operationsverstärkern, sowie einige ausgewählte Grundsaltungen behandelt. Anschließend werden Wellenleiter und die für diese Arbeit wichtige Spezialform des Wellenleiters, die Streifenleitung, betrachtet.

### 2.1 Operationsverstärker

Ein Operationsverstärker, im Folgenden mit OP abgekürzt, ist eine wichtige lineare, integrierte Schaltung, die aus mehreren Stufen besteht und in großem Umfang in analogen Schaltungen und Schaltungen der Digitaltechnik Anwendung findet [PS13]. Diese Verstärkerform geht historisch auf Schaltungen für Röhrenvoltmeter in den 30er und 40er Jahren zurück. Der Name Operationsverstärker entstand jedoch erst Ende der 40er Jahre in der analogen Rechentechnik, wo diese Schaltungsform benutzt wurde, um bestimmte Rechenoperationen wie Addieren oder Logarithmieren durchzuführen. Die heutige Anwendung von OPs geht über den Rahmen von Rechenoperationen weit hinaus. Der Name wurde jedoch beibehalten und steht heute stellvertretend für diese Art integrierter Schaltungen. [Ach77]

Ein OP ist ein mehrstufiger, gleichspannungsgekoppelter und integrierter Breitbandverstärker. Er besitzt einen nicht-invertierenden und einen invertierenden Eingang, sowie einen Ausgang und eine symmetrische Spannungsversorgung. Die Anschlüsse der Versorgungsspannung werden in den meisten Fällen nicht in den Schaltplan aufgenommen. Der nicht-invertierende

## 2 Grundlagen

mit einem + gekennzeichnete Eingang wird auch als P-Eingang bezeichnet. Analog wird der invertierende Eingang mit einem - gekennzeichnet und als N-Eingang bezeichnet. [TSG19] Bei einem offenen Ausgang wird die Differenzeingangsspannung  $u_D$  mit der Leerlaufspannungsverstärkung  $v_{D_0}$  verstärkt. Die Leerlaufspannungsverstärkung entspricht dem Quotienten aus Ausgangsspannung  $u_a$  und Differenzeingangsspannung. Die Differenzeingangsspannung wiederum ergibt sich aus der Differenz zwischen dem invertierenden  $u_N$  und nicht-invertierenden  $u_P$  Eingang.

$$v_{D_0} = \frac{u_a}{u_D} \quad u_D = u_P - u_N \quad (2.1)$$

Da der Verstärker nur auf die Differenzeingangsspannung reagiert, ergibt sich bei gleicher Spannung an beiden Eingängen die Ausgangsspannung rechnerisch zu Null [Bau12]. In Abbildung 2.1 sind die zwei gebräuchlichen

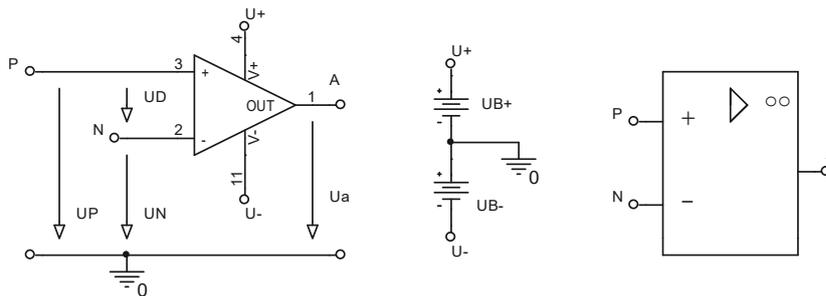


Abbildung 2.1: Zwei Schaltzeichen eines Operationsverstärkers [Bau12, p. 81]. Links ist das veraltete dreieckige und rechts das rechteckige Symbol nach DIN EN 60 613-13 dargestellt.

Ersatzschaltbilder eines OPs dargestellt. Auf der linken Seite ist das mittlerweile veraltete dreieckige und auf der rechten Seite das neue rechteckige Symbol nach DIN EN 60 613-13 zu sehen. [Fed13; DIN96] In der Mitte ist die Spannungsquelle eingezeichnet. Die Differenzeingangsspannung liegt

zwischen den beiden Eingängen und wird vom nicht-invertierenden zum invertierenden Eingang als positiv angenommen. Alle weiteren Spannungen beziehen sich auf das Massepotential.

Der ideale OP zeichnet sich durch einen unendlich hohen Eingangswiderstand und eine unendlich hohe Leerlaufspannungsverstärkung aus. Der Ausgangswiderstand und die Gleichtaktverstärkung eines idealen OPs sind gleich Null. Wird ein Signal am P-Eingang angelegt, ist das Spannungssignal am Ausgang in Phase mit dem Eingang. Wird das Spannungssignal jedoch am N-Eingang angelegt, ergibt sich ein um  $180^\circ$  phasenverschobenes Ausgangssignal. Des Weiteren kann ein idealer OP beliebig viel Ausgangsstrom bei einer unendlich hohen Ausgangsspannung liefern und beliebig schnell einem Eingangssignal folgen, ohne dabei durch Schwankungen der Betriebsspannung beeinflusst zu werden. All diese Eigenschaften sind in

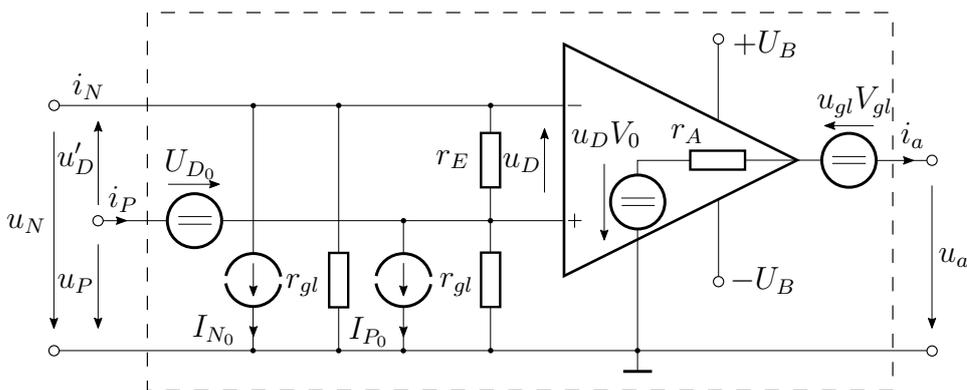


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild eines realen Operationsverstärkers innerhalb der gestrichelten Linien nach [Ler12]

der Realität jedoch nicht oder nur eingeschränkt gegeben. In Abbildung 2.2 ist das Ersatzschaltbild eines realen OPs innerhalb der gestrichelten Linien dargestellt. Es besteht aus einem idealen OP, Widerständen, sowie Spannungs- und Stromquellen. Der Eingangswiderstand  $r_E$  liegt parallel zum Eingang des idealen OPs und nimmt einen endlichen Wert zwischen typischerweise  $1\text{ M}\Omega$  und  $1\text{ T}\Omega$  an. Der Ausgangswiderstand  $r_A$  liegt in Reihe zur Ausgangsspannungsquelle und hat typischerweise einen Wert

## 2 Grundlagen

zwischen einigen Ohm und einigen hundert Ohm. Des Weiteren liegen die Widerstände  $r_{gl}$ , sowie die Stromquellen  $I_{N_0}$  und  $I_{P_0}$  zwischen dem invertierenden beziehungsweise nicht-invertierenden Eingang und Masse. Über diese Widerstände fallen die Eingangsspannungen  $U_N$  und  $U_P$  ab, während die Stromquellen die Eingangsströme des Operationsverstärkers repräsentieren. Die Spannungsquelle  $U_{D_0}$  steht für die Offsetspannung der Differenzeingangsspannung, welcher in Abbildung 2.3a dargestellt ist. Im Ausgang der Schaltung liegt die Spannungsquelle  $u_{gl}V_{gl}$ , welche für die mit der Gleichtaktverstärkung verstärkte Gleichtaktspannung  $U_{gl} = u_{gl}V_{gl}$  steht.

Während Eingangs- und Ausgangswiderstand in vielen Schaltungen noch als näherungsweise ideal angenommen werden können, ist das Ausgangsverhalten stark von der Spannungsversorgung abhängig. In Abbildung 2.3 sind

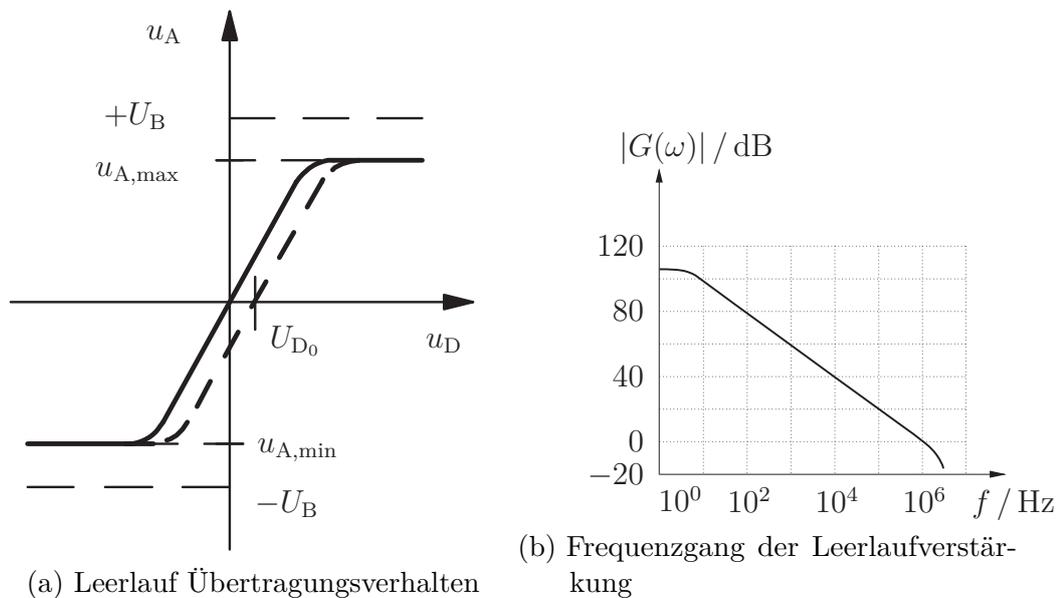


Abbildung 2.3: Eigenschaften eines realen Operationsverstärkers nach [Ler12]. (a) Ausgangsspannung  $u_A$  über Differenzeingangsspannung  $u_D$ , sowie Betriebsspannung  $U_B$ , maximale Ausgangsspannung  $u_{A,max}$  und Offsetspannung  $U_{D_0}$  (b) Amplitude der Leerlaufverstärkung über der Frequenz  $f$ .

die Eigenschaften eines realen OPs dargestellt. Abbildung 2.3a zeigt das Leerlauf Übertragungsverhalten und Abbildung 2.3b den Frequenzgang der Leerlaufverstärkung. Ein realer OP kann trotz einer Schleifenverstärkung  $A_D$  zwischen  $10^3$  und  $10^6$  nicht weiter als bis zu seiner maximalen Betriebsspannung  $\pm U_B$  verstärken. Häufig liegt die maximale Ausgangsspannung  $u_{A,\max}$  beziehungsweise  $u_{A,\min}$  sogar noch einige Volt unter der Betriebsspannung. Der Frequenzgang der Leerlaufverstärkung ist bis zu einer bauteilspezifischen Grenzfrequenz linear und fällt dann mit 20 dB/Dekade ab. Da ein OP in der Regel mehrstufig aufgebaut ist, sind im Frequenzgang der Leerlaufverstärkung häufig mehrere Grenzfrequenzen zu finden.

### 2.1.1 Grundsaltungen

Aufbauend auf die im vorherigen Abschnitt erklärten grundlegenden Eigenschaften eines Operationsverstärkers, werden in diesem Abschnitt die beiden grundlegenden Möglichkeiten, einen OP zu betreiben, vorgestellt. Die Verstärkung eines OPs wird nur durch seine äußere Beschaltung eingestellt. Dabei existieren zwei Möglichkeiten, einen Operationsverstärker in einer Gegenkopplung zu betreiben. Abbildung 2.4 kann entnommen

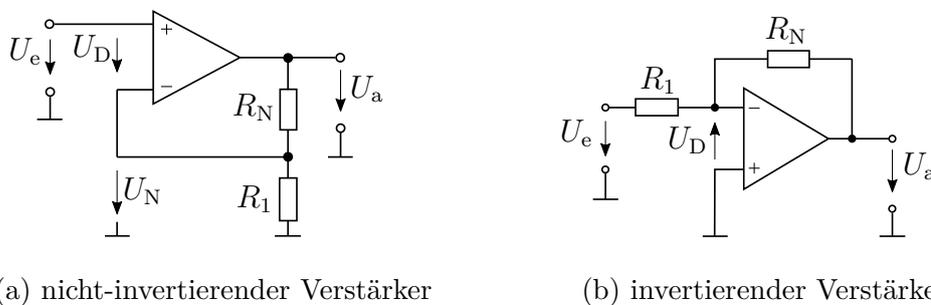


Abbildung 2.4: Zwei Grundsaltungen eines Operationsverstärkers nach [TSG19]. Die Schleifenverstärkung  $A_D$  wird über die Widerstände  $R_N$  und  $R_1$  eingestellt.

werden, dass bei beiden Varianten ein Teil des Ausgangssignals auf den invertierenden Eingang zurückgeführt wird. Durch diese Verschaltung liegt

## 2 Grundlagen

eine Gegenkopplung vor, da die Wirkung der Eingangsspannung  $U_e$  durch die Rückführung der Ausgangsspannung  $U_a$  abgeschwächt wird [TSG19]. In Abbildung 2.4a ist der nicht-invertierende und in Abbildung 2.4b der invertierende Verstärker zu sehen. Beim nicht-invertierenden OP liegt die Eingangsspannung  $U_e$  am P-Eingang an, während  $U_e$  beim invertierenden OP über den Widerstand  $R_1$  an den N-Eingang geführt wird. Die Rückkopplung erfolgt jeweils über den Rückkopplungswiderstand  $R_N$  an den nicht-invertierenden Eingang. Die Funktionsweisen dieser beiden Schaltungen werden im folgenden Abschnitt anhand eines spannungsrückgekoppelten OPs erklärt.

### Der invertierende Verstärker

Ausgehend von der in Abbildung 2.4b gezeigten Schaltung ergibt sich das Übertragungsverhalten des invertierenden Verstärkers aus der Knotenregel am invertierenden Eingang. Da in einen OP mit einem großen Eingangswiderstand kein Strom fließt, fällt auch keine Spannung zwischen den beiden Eingängen ab, sodass  $U_D \approx 0$  ist. Die Knotenpunkte beider Eingänge weisen entsprechend das gleiche Potenzial auf. Ist der nicht-invertierende Eingang mit Masse verbunden führt dies dazu, dass auch der invertierende Eingang an Massepotential liegt. Dies wird als virtuelle Masse bezeichnet. Des Weiteren wird eine positive Spannung an den invertierenden Eingang angelegt, wodurch die Ausgangsspannung negativ wird. Unter diesen Voraussetzungen gilt im Knotenpunkt

$$\frac{U_e}{R_1} = -\frac{U_a}{R_N}. \quad (2.2)$$

Durch Umformen der Gleichung ergibt sich die Ausgangsspannung im Bezug zur Eingangsspannung:

$$U_a = -\frac{R_N}{R_1} U_e \quad \text{mit} \quad A_D = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_N}{R_1} \quad (2.3)$$

Die Schleifenverstärkung  $A_D$  ist daher für jede Kombination von  $R_N$  und  $R_1$  negativ und darüber hinaus gilt  $|A_D| > 0$ . Es lassen sich also auch Verstärker realisieren, welche das Eingangssignal nicht verstärken, sondern abschwächen. Es ist jedoch immer eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  gegeben.

### Der nicht-invertierende Verstärker

Beim nicht-invertierenden Verstärker ergibt sich das Verhalten der Schaltung, wie in Abbildung 2.4a zum einen aus der Maschengleichung über die Eingangsspannung, wobei aufgrund des hohen Eingangswiderstands  $U_D \approx 0$  angenommen werden kann, sodass sich

$$U_e = U_D + U_N \approx U_N \quad (2.4)$$

ergibt. Zum anderen lässt sich das Verhalten aus dem Spannungsteilverhältnis am Ausgang durch

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_N} U_a \quad (2.5)$$

bestimmen. Daraus ergibt sich das Übertragungsverhalten des nicht-invertierenden OPs zu:

$$U_e = \frac{R_1}{R_1 + R_N} U_a \quad \text{mit} \quad A_D = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_N}{R_1} \quad (2.6)$$

Ein Vorteil des nicht-invertierenden Verstärkers gegenüber dem Invertierenden ist, dass keine Phasenverschiebung vorliegt. Der Nachteil ist jedoch, dass die Schleifenverstärkung  $A_D$ , siehe Gleichung 2.6, immer größer oder gleich Eins ist. Es lassen sich also keine Schaltungen realisieren, die das Eingangssignal abschwächen.

Im nächsten Unterkapitel wird eine spezielle Bauform behandelt. Dabei handelt es sich um den stromrückgekoppelten Operationsverstärker (engl.

Current Feedback Amplifier, kurz CFA).

### 2.1.2 Current Feedback Amplifier

Bei einem CFA handelt es sich um eine Sonderform des zuvor beschriebenen spannungsrückgekoppelten Operationsverstärkers (engl. Voltage Feedback Amplifier, kurz VFA). Einer der wichtigsten Unterschiede zwischen beiden Varianten ist, dass der CFA keine symmetrischen Eingänge besitzt. Während der invertierende Eingang mit einer typischen Eingangsimpedanz von  $50\ \Omega$  bis  $100\ \Omega$  niederohmig ist, liegt die Eingangsimpedanz des nichtinvertierenden Eingangs im Bereich einiger  $100\ \text{k}\Omega$ . Damit ist dieser als hochohmig zu bezeichnen. Daraus ergeben sich die für den Schaltungsentwurf wichtigen Vorgaben, dass der Rückkopplungswiderstand dem vom Hersteller des OPs genannten Wert entsprechen und die Verstärkung lediglich über den zweiten Widerstand eingestellt werden sollte. Häufig werden CFA genutzt, wenn eine Schaltung schnell schalten oder hochfrequente Signale verstärken soll. Dies ist möglich, da die verwendeten Bipolartransistoren Ströme schneller schalten können als Spannungen. Ein weiterer entscheidender Unterschied zum VFA ist, dass die Schleifenverstärkung  $A_D$  eines CFA nur vom Rückkopplungswiderstand  $R_N$  abhängt. Dadurch variiert die Bandbreite nur mit diesem Widerstand und nicht mit dem Verstärkungsfaktor, wodurch sich ein nicht konstantes Verstärkung-Bandbreite-Produkt ergibt und so der Frequenzgang bei verschiedenen Verstärkungen konstant ist. Diese Eigenschaft tritt jedoch nur theoretisch auf, sodass sich bei der Betrachtung realer Frequenzgänge Abweichungen zeigen können. Erklären lässt sich dieses Phänomen damit, dass der Eingangswiderstand des invertierenden Eingangs Auswirkungen auf das über den Rückkopplungswiderstand zurückgeführte Fehlersignal hat. Somit sind die Frequenzgänge nicht absolut identisch.

Insgesamt lässt sich sagen, dass sich ein CFA aufgrund seines weiten Frequenzganges über verschiedenen Verstärkungen besonders gut für breitbandige, hochfrequente und lineare Messschaltungen eignet. Außerdem

zeichnet er sich durch eine große Spannungsanstiegsrate und eine Grenzfrequenz von  $-3$  dB aus, welche im Allgemeinen oberhalb von 500 MHz liegt. [AD09; Bar96a; Bar96b]

## 2.2 Leitungstheorie

Je höher die Signalfrequenzen in einer Schaltung werden oder je weiter man sich von den Eigenschaften der niederfrequenten Elektronik entfernt, desto häufiger treten Welleneffekte auf, die eigentlich aus der Optik bekannt sind. In diesem Fall spielt nicht nur der ohmsche Widerstand einer elektrischen Leitung eine Rolle, sondern auch die Geometrie der Leitung und der daraus resultierende Leitungswellenwiderstand [Heu09]. In diesem Abschnitt werden die Grundlagen einer höherfrequenten Signalübertragung, sowie Bauformen von Streifenleitungen betrachtet.

### 2.2.1 Leitungsgleichung und Leitungswellenwiderstand

Jede elektrische Leitung lässt sich unabhängig von der konkreten Realisierung oder der Bauform durch vier primäre Leitungskonstanten darstellen. Diese vier Konstanten beschreiben alle Eigenschaften eines Leitungsstückes bezogen auf seine Länge. Es handelt sich um den Widerstandsbelag  $R'$ , den Ableitungsbelag  $G'$ , sowie den Kapazitätsbelag  $C'$  und den Induktivitätsbelag  $L'$ . Die genauen Werte ergeben sich aus der Geometrie und den verwendeten Materialien eines Leiters. Ausgehend von dem in Abbildung 2.5 dargestellten Ersatzschaltbild eines infinitesimal kleinen Leitungselements der Länge  $\Delta z$  ergibt sich mit den Maschen- und Knotensätzen

$$U(z) = R' \Delta z I(z) + j\omega L' \Delta z I(z) + U(z + \Delta z) \quad (2.7)$$

und

$$I(z) = G' \Delta z U(z + \Delta z) + j\omega C' \Delta z U(z + \Delta z) + I(z + \Delta z). \quad (2.8)$$

## 2 Grundlagen

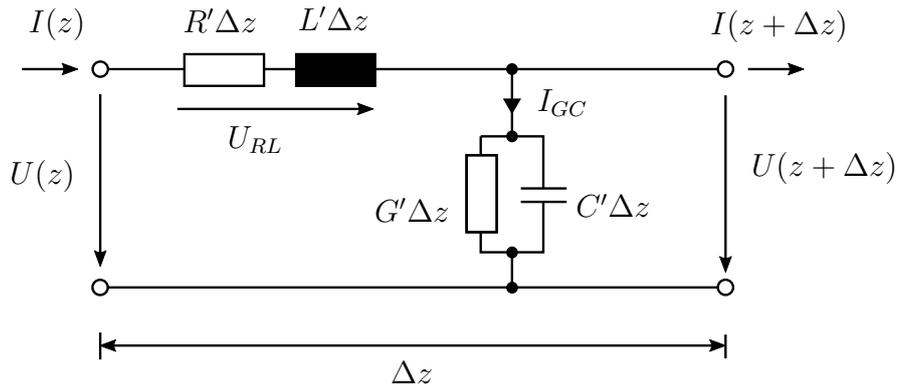


Abbildung 2.5: Ersatzschaltung eines infinitesimalen Leitungselementes der Länge  $\Delta z$  nach [Gus11]. Die elektrische Beschreibung erfolgt über die Leitungsbeläge  $R'$ ,  $L'$ ,  $G'$  und  $C'$ .

Nach Umformen und Division der beiden Gleichungen durch  $\Delta z$  ergibt sich

$$-\frac{U(z + \Delta z) - U(z)}{\Delta z} = I(z)(R' + j\omega L'), \quad (2.9)$$

sowie

$$-\frac{I(z + \Delta z) - I(z)}{\Delta z} = U(z + \Delta z)(G' + j\omega C'). \quad (2.10)$$

Für  $\Delta z \rightarrow 0$  geht der Differenzenquotient in den Differentialquotienten über, wodurch sich  $U(z + \Delta z)$  in Gleichung 2.10  $U(z)$  annähert. Die Gleichungen vereinfachen sich so zu:

$$-\frac{dU(z)}{dz} = I(z)(R' + j\omega L') \quad (2.11)$$

$$-\frac{dI(z)}{dz} = U(z)(G' + j\omega C') \quad (2.12)$$

Durch Differenzieren von Gleichung 2.11 nach  $z$  und Einsetzen von Gleichung 2.12 ergibt sich die homogene Differentialgleichung zweiter Ordnung

$$\frac{d^2 U(z)}{dz^2} - (G' + j\omega C')(R' + j\omega L') U(z) = \frac{d^2 U(z)}{dz^2} - \gamma^2 U(z) = 0 \quad (2.13)$$

mit

$$\gamma = \sqrt{(G' + j\omega C')(R' + j\omega L')} \quad (2.14)$$

als Ausbreitungskonstante. Die Differentialgleichung lässt sich mit dem Exponentialansatz lösen, sodass sich die allgemeine Lösung

$$U(z) = U_h e^{-\gamma z} + U_r e^{\gamma z} \quad (2.15)$$

ergibt. Die Indizes h und r stehen in diesem Fall für die Amplituden einer hin- beziehungsweise rücklaufenden Spannungswelle, da sich Wellen im Allgemeinen aus einer hinlaufenden und rücklaufenden Welle zusammensetzen. Durch Einsetzen von Gleichung 2.15 in Gleichung 2.11, sowie anschließendes Umformen ergibt sich

$$I(z) = -\frac{1}{R' + j\omega L'} \frac{d}{dz} (U_h e^{-\gamma z} + U_r e^{\gamma z}) \quad (2.16)$$

$$\Leftrightarrow I(z) = -\frac{1}{R' + j\omega L'} [(-\gamma)U_h e^{-\gamma z} + \gamma U_r e^{\gamma z}], \quad (2.17)$$

sodass ein Zusammenhang zwischen Strom und Spannung entlang der Leitung gegeben ist. Mit der Ausbreitungskonstante  $\gamma$  aus Gleichung 2.14 lässt sich der Strom schreiben als

$$I(z) = \sqrt{\frac{G' + j\omega C'}{R' + j\omega L'}} \cdot [U_h e^{-\gamma z} + U_r e^{\gamma z}]. \quad (2.18)$$

Der Kehrwert des Wurzelausdrucks ist in Anlehnung an das Ohmsche Gesetz definiert als der Leitungswellenwiderstand. Er stellt damit das verbindende Element zwischen der Spannung und dem Strom auf einer

Leitung dar. Für eine Welle, die sich nur in Vorwärtsrichtung ausbreitet, ist der Leitungswellenwiderstand also definiert durch den Quotienten aus Spannung und Strom. Da dieser im Allgemeinen komplex ist, wird er im Folgenden mit dem Formelzeichen

$$Z_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} = \frac{U}{I} \quad (2.19)$$

abgekürzt. [Thi13; TSG19; ZB00]

### 2.2.2 Zusammenhang zwischen Leitungs- und Feldwellenwiderstand

Obwohl die beiden Namen Feldwellenwiderstand und Leitungswellenwiderstand beide das Wort Wellenwiderstand enthalten, sollten sie trotzdem nicht gleichgesetzt oder verwechselt werden. Der Feldwellenwiderstand

$$Z_F = \frac{E}{H} \quad (2.20)$$

ist nach [TSG19] definiert als das Verhältnis zwischen elektrischer Feldstärke  $E$  und magnetischer Feldstärke  $H$ , während der Leitungswellenwiderstand

$$Z_W = \frac{U}{I} \quad (2.21)$$

dem Verhältnis von Strom und Spannung einer auf einem Leiter fortlaufenden Welle entspricht. Die Spannung und der Strom ergeben sich hierbei aus der Geometrie des Leiters. Wird entlang einer elektrischen Feldlinie von einem Leiter  $L_1$  zu einem Anderen  $L_2$  integriert, ergibt sich die Spannung zwischen den beiden Leitern, während sich der Strom durch Integration entlang einer magnetischen Feldlinie berechnen lässt.

$$U = \int_{L_1}^{L_2} E \, dr \quad , \quad I = \oint H \, dr \quad (2.22)$$

Durch Einsetzen der beiden Gleichungen für Strom und Spannung in Gleichung 2.21 und unter Zuhilfenahme von Gleichung 2.20 wird deutlich, dass sich der Leitungswellenwiderstand

$$Z_W = \frac{U}{I} = Z_F k_g \quad (2.23)$$

auch mithilfe des Feldwellenwiderstandes und eines weiteren Faktors  $k_g$  schreiben lässt. Nach [TSG19] ergibt sich der Faktor aus der Geometrie der Leitung.

Die beiden Möglichkeiten zur Berechnung des Leitungswellenwiderstandes sind im weitesten Sinne identisch. Außerdem können bei einer verlustarmen Leitung die Leitungsbeläge  $R'$  und  $G'$  vernachlässigt werden, wodurch

$$Z_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.24)$$

gilt. Die Beläge  $L'$  und  $C'$  enthalten die relevanten Geometrieigenschaften der Leitung.

### 2.2.3 Impedanzanpassung

Bei längeren Leitungen oder hohen Frequenzen gewinnt die Ortsabhängigkeit von Strom und Spannung auf einer Leitung an Bedeutung, da kein quasi stationäres Verhalten mehr angenommen werden kann. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Strom und Spannung auf einer Leitung ist begrenzt, wodurch Strom und Spannungsbetrag nicht an jeder Position im Leiter gleich sind. Eine Impedanzanpassung wird mit dem Ziel vorgenommen, verschiedene Systeme so aneinander anzupassen, dass eine auf einer Leitung fortlaufende Welle möglichst gut in das angrenzende System übertragen wird. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass keine rücklaufende Welle, wie in Gleichung 2.15 beschrieben, das Eingangssignal überlagert. Es lässt sich zeigen, dass eine rücklaufende Welle für den Abschluss einer Leitung mit dem eigenen Leitungswellenwiderstand nicht existiert. [Thi13]

Das gleiche Verhalten ergibt sich auch für hintereinander geschaltete Systeme aus verschiedenen Verstärkern und Messsystemen, die über Leitungen miteinander verbunden sind. In der Praxis werden meist Systeme und Leitungen mit einem Wellenwiderstand von  $Z_W = 50 \Omega$  eingesetzt. Wird eine Leitung mit ihrem eigenen Wellenwiderstand abgeschlossen, ist von einer Leistungs- oder Wellenanpassung die Rede. [Heu09; Heu20]

### 2.2.4 Streifenleitungen

Um bei zunehmender Frequenz eine Anpassung durch alle Bereiche einer Schaltung zu gewährleisten, müssen die Verbindungen auf den Leiterplatten ebenfalls an den Wellenwiderstand von Eingang und Ausgang angepasst werden. Der Name Streifenleiter ist dabei nur ein Überbegriff für alle Wellenleiter, die planar und streifenförmig auf Leiterplatten realisiert werden können. Die Besonderheit einer Streifenleitung ist, dass allein durch die Geometrie und die daraus resultierenden Leitungsbeläge der Wellenwiderstand definiert ist. Der Vorteil von Streifenleitungen gegenüber Koaxial- und Hohlleitern besteht darin, dass sie mit den Methoden der klassischen Prozesstechnik zur Leiterplattenfertigung preisgünstig realisierbar sind. Allerdings kann bei der Verwendung von Koaxial- oder Hohlleitern wesentlich mehr Leistung übertragen werden und die Leitungsdämpfung ist bei diesen beiden Bauformen geringer als bei Streifenleitungen. [ZB00]

Eine perfekte Anpassung des Wellenwiderstands einer Streifenleitung ist jedoch kaum möglich, da Toleranzen im Fertigungsprozess das Ergebnis verfälschen und es häufig keine absolut genaue Berechnungsvorschrift gibt. Jede Leitung ist also nur näherungsweise perfekt an andere Impedanzen angepasst. Mikrostreifenleitungen und Koplanarleitungen sind zwei Formen von Streifenleitungen, welche für diese Arbeit besonders interessant sind und die daher im Folgenden näher betrachtet werden. Neben diesen beiden Formen gibt es jedoch noch eine Vielzahl weiterer Streifenleitungen, auf die nicht explizit eingegangen wird.

### Mikrostreifenleitungen

Bei Mikrostreifenleitungen handelt es sich um offene, unsymmetrische Streifenleitungen, welche hauptsächlich in Mikrowellenschaltungen Anwendung finden und dort auch der vorherrschende Leitungstyp sind. In

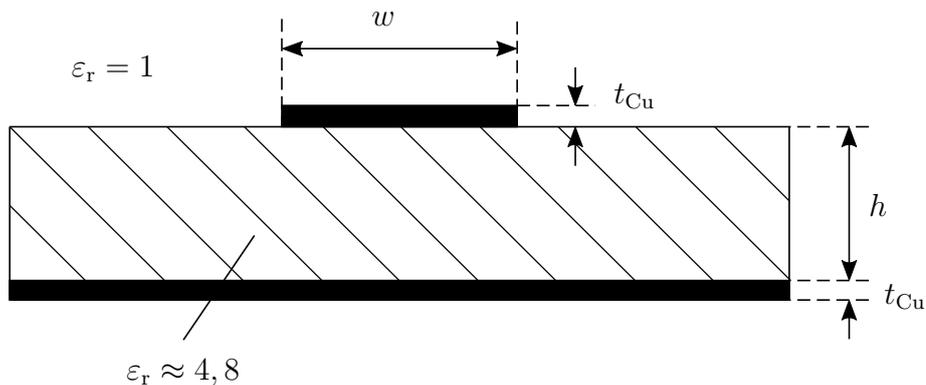


Abbildung 2.6: Querschnitt einer Mikrostreifenleitung auf einem FR-4 Epoxidharz Substrat mit der Permittivität  $\epsilon_r \approx 4,8$ .  $w$  ist die Breite der Leitung,  $h$  die Dicke der Substratschicht und  $t_{Cu}$  die Dicke der Kupferschicht. Nach [TSG19].

Abbildung 2.6 ist der Querschnitt einer Mikrostreifenleitung zu sehen. Diese besteht aus einem einzelnen Leiter der Breite  $w$  und Dicke  $t_{Cu}$  auf der Oberseite und einer Massefläche der Dicke  $t_{Cu}$  als Bezugspotential auf der Unterseite. Die ausschlaggebenden Parameter der Mikrostreifenleitung sind neben der Leiterbahnbreite und Dicke auch die Dicke der Substratschicht  $h$ , sowie die Permittivität der verwendeten Materialien. Durch die Streuung der Permittivität in FR-4 Epoxydharz-Leiterplatten ( $\epsilon_r \approx 4,8$ ) und den Übergang zwischen Substrat und Umgebung ( $\epsilon_r = 1$ ) ist die Berechnung des Leitungswellenwiderstands mathematisch aufwendig. Auch wenn die benötigten Größen häufig durch Simulationen ermittelt werden, existieren auch Methoden zur empirischen Annäherung an das korrekte Ergebnis. Beispielsweise berechnet sich der Leitungswellenwiderstand einer Mikrostreifenleitung, nach Zinke und Brunswig [ZB00], unter der Nebenbedingung

## 2 Grundlagen

$w/t_{\text{Cu}} \ll 10$ , für  $w > h$  zu

$$\frac{Z_W}{\Omega} = \frac{188,5/\sqrt{\varepsilon_r}}{\frac{w}{2h} + 0,441 + \frac{\varepsilon_r + 1}{2\pi\varepsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{w}{2h} + 0,94 \right) + 1,451 \right] + \frac{0,082(\varepsilon_r - 1)}{\varepsilon_r^2}} \quad (2.25)$$

und für  $w < h$  zu

$$\frac{Z_W}{\Omega} = \frac{60}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \left[ \ln \left( \frac{8h}{w} \right) + \frac{1}{32} \left( \frac{w}{h} \right)^2 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0,4516 + \frac{0,2416}{\varepsilon_r} \right) \right]. \quad (2.26)$$

### Koplanarleitungen

Koplanarleitungen sind im Wesentlichen dadurch gekennzeichnet, dass sich der Streifenleiter und die Bezugsfläche auf der selben Seite des Substrats befinden. Durch diesen Aufbau lassen sich besonders gut Bauelemente verwirklichen, welche parallel zur Leitung liegen. Außerdem benötigt eine Koplanarleitung insgesamt weniger Platz als eine Mikrostreifenleitung, um den gleichen Leitungswellenwiderstand zu realisieren. In Abbildung 2.7

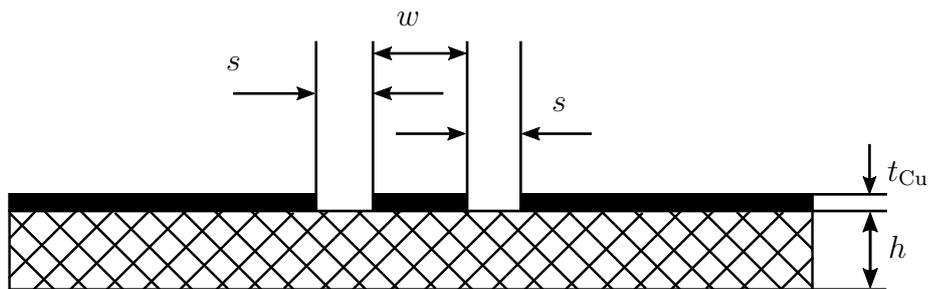


Abbildung 2.7: Querschnitt einer Koplanarleitung der Breite  $w$  und einem Abstand  $s$  zur Massefläche.  $t_{\text{Cu}}$  ist die Dicke der Kupferschicht und  $h$  die Dicke der Substratschicht. Nach [ZB00].

ist der Querschnitt einer Koplanarleitung dargestellt. Die Leiterbahn der Breite  $w$  und Dicke  $t_{\text{Cu}}$  liegt wie die Bezugsfläche auf der Oberseite des Substrats, mit der Dicke  $h$ . Außerdem ist die Leiterbahn mit einem Abstand  $s$  auf beiden Seiten von der Bezugsfläche getrennt.

Für den Leitungswellenwiderstand einer Koplanarleitung gilt nach Zinke und Brunwig [ZB00], mit der Vereinfachung  $d = w + 2s$  näherungsweise

$$\frac{Z_{\text{W}}}{\Omega} = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_{\text{r,eff}}}} \cdot \ln \left( 2\sqrt{d/w} \right) \quad \text{für } w/d \leq 0,17 \quad (2.27)$$

beziehungsweise

$$\frac{Z_{\text{W}}}{\Omega} = \frac{30\pi^2}{\sqrt{\varepsilon_{\text{r,eff}}}} \cdot \ln \left( 2 \cdot \frac{1 + \sqrt{w/d}}{1 - \sqrt{w/d}} \right)^{-1} \quad \text{für } w/d \geq 0,17. \quad (2.28)$$

Die effektive relative Permittivität  $\varepsilon_{\text{r,eff}}$  ist in erster Näherung unabhängig von der Leiteranordnung und für ein dickes Substrat ( $d/h \ll 1$ ) gegeben durch

$$\varepsilon_{\text{r,eff}} = \frac{\varepsilon_{\text{r}} + 1}{2}. \quad (2.29)$$

Für ein dünnes Substrat ( $d/h > 1$ ) breitet sich das elektrische Feld auch unterhalb der Leiterplatte aus, sodass die effektive Permittivität insgesamt kleiner und der Wellenwiderstand bei gleicher Geometrie größer wird.

Eine Sonderform der Koplanarleitung ist die Koplanarleitung mit einer Massefläche. Dabei befindet sich auf der Rückseite des Substrats eine weitere Massefläche, welche über Durchkontaktierungen mit der Oberseite verbunden ist. Bei dieser Anordnung, wie in Abbildung 2.8 dargestellt, muss nach Wadell [Wad91] die Näherung

$$\frac{Z_{\text{W}}}{\Omega} = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{r,eff}}}} \left( \frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \right)^{-1} \quad (2.30)$$

genutzt werden. Die Funktion  $K(k)$  ist dabei das vollständige elliptische

## 2 Grundlagen

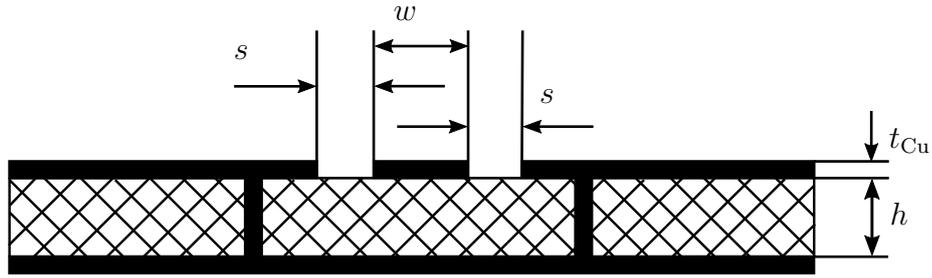


Abbildung 2.8: Querschnitt einer Koplanarleitung mit einer auf der Rückseite liegenden Massefläche, die über Durchkontaktierungen mit der Oberseite verbunden ist. Nach [ZB00].

Integral erster Art [Zei13], siehe Anhang A.1, mit

$$k = \frac{w}{d}, \quad k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.31)$$

und

$$k_1 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi w}{4h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi d}{4h}\right)}, \quad k_1' = \sqrt{1 - k_1^2}. \quad (2.32)$$

Die effektive relative Permittivität ergibt sich bei dieser Anordnung ebenfalls in Abhängigkeit des elliptischen Integrals und ist gegeben durch

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \frac{1 + \varepsilon_r \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}. \quad (2.33)$$

## 3 Aktueller Stand

Der aktuell im Fachgebiet elektrische Messtechnik verwendete Messverstärker wurde im Rahmen einer Dissertation von Herrn Dr. Jens Rautenberg entwickelt. Der Verstärker ist aufgebaut als Universalverstärker, welcher den massebezogenen oder differentiellen Anschluss zweier Eingänge ermöglicht. Die Anpassung des Eingangswiderstandes erfolgt über ein passives Eingangsnetzwerk und ist auf  $50\ \Omega$  ausgelegt. [Rau12] Herr Rautenberg setzt als OP einen LT1227 von LINEAR TECHNOLOGY ein. Bei diesem Bauteil handelt es sich um einen 140 MHz Video Current Feedback Amplifier mit einer maximalen  $-3\ \text{dB}$  Grenzfrequenz von 140 MHz bei einer symmetrischen Spannungsversorgung von 15 V. Bei einer angestrebten maximalen Verstärkung von 40 dB liegt die  $-3\ \text{dB}$  Grenzfrequenz bei maximal 13 MHz. [LT94] Ein Analogschalter (ADG442) der Firma ANALOG DEVICES dient zum Umschalten der Verstärkung. Im normalen Betrieb arbeitet diese Schaltung als invertierender Verstärker.

Es besteht die Möglichkeit, zwischen vier verschiedenen Verstärkungen mit den Verstärkungsfaktoren 10 dB, 20 dB, 30 dB und 40 dB umzuschalten. Der Anschluss am Ein- und Ausgang erfolgt über BNC-Stecker. In Abbildung 3.1 ist der Amplitudengang des Verstärkers für die vier Verstärkungen zu sehen. Die  $-3\ \text{dB}$  Grenzfrequenzen der 30 dB und 40 dB Verstärkungen sind mit einem roten X gekennzeichnet und liegen bei ca. 1,7 MHz beziehungsweise 7,4 MHz. Für die anderen beiden Verstärkungen lässt sich keine Grenzfrequenz ermitteln. Die Einstellungen für 20, 30 und 40 dB Verstärkung zeigen im oberen Frequenzbereich bei ca. 14 MHz ein ähnliches Verhalten in Form eines Tiefpunktes mit anschließendem Überschwingen. Im Vergleich zu den anderen Einstellungen zeigt die 10 dB

### 3 Aktueller Stand

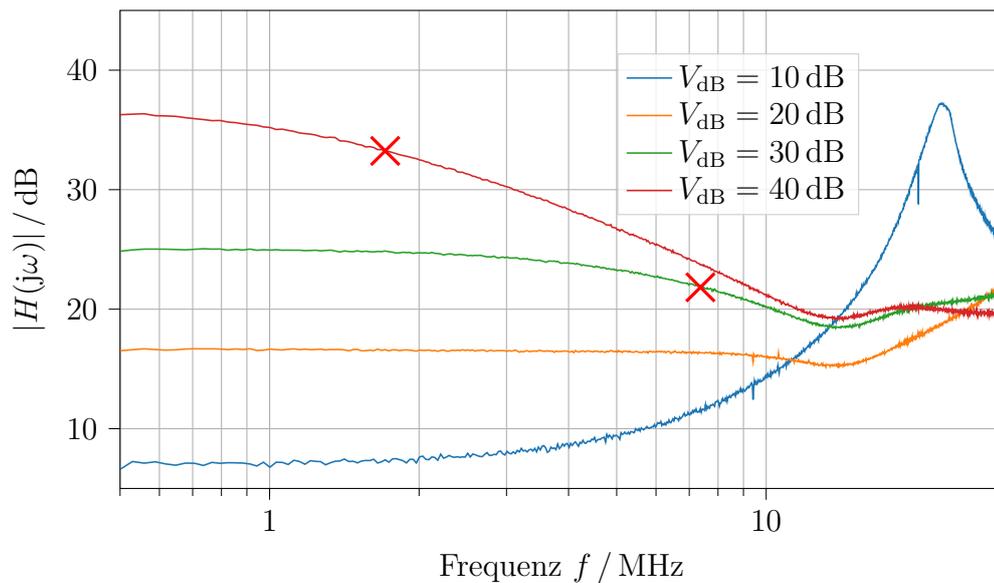


Abbildung 3.1: Amplitudengang des bisher verwendeten Verstärkers bei verschiedenen eingestellten Verstärkungen

Verstärkung von Beginn an ein starkes Überschwingen, ohne zuvor eine Tiefpasscharakteristik aufzuweisen. Das Maximum der Überschwingung liegt bei 22,5 MHz und ist ungefähr 30 dB höher als der Startwert im linearen Bereich. Außerdem ist für jede Einstellung festzustellen, dass die angegebene Verstärkung mit Ausnahme der Überschwingung nicht erreicht wird. Im unteren Frequenzbereich liegt sie immer zwischen 3 und 5 dB unterhalb der Einstellung. Auffällig ist, dass die zu erwartende Verstärkung bei dieser Messung nicht auftritt, in Herrn Rautenbergs Arbeit jedoch dem eingestellten Wert entspricht. Dies lässt sich möglicherweise auf Alterungsprozesse zurückführen. Insgesamt lässt sich sagen, dass der 40 dB Verstärker schon für Messungen mit einer Signalfrequenz von 1 MHz ungeeignet ist, da die Grenzfrequenz zu gering und ein linearer Bereich nicht vorhanden ist. Die 10 und 30 dB Verstärker eignen sich für Signale mit einer maximalen Frequenz von 2 MHz, während sich der 20 dB Verstärker auch bis 8 oder 9 MHz eignet.

# 4 Platinenlayout

Im diesem Kapitel werden die wichtigen und kritischen Elemente des Layouts vorgestellt und verschiedene Schaltungen verglichen, die im Entwurfsprozess der Platine von Bedeutung waren.

## 4.1 Auswahl der Komponenten

Für die präzise Verstärkung von Spannungssignalen über einen großen Frequenzbereich sind spezielle Komponenten notwendig, die sowohl über eine ausreichend hohe Grenzfrequenz verfügen, als auch im Bereich bis zur gewünschten Frequenz linear arbeiten. Je linearer die Komponenten in den gewünschten Bereichen arbeiten, desto genauer ist das erzielte Messergebnis. Ein Messverstärker zeichnet sich im Allgemeinen durch eine hohe Signaltreue oder Linearität, eine hohe Amplitudendynamik, sowie eine ausreichend große Bandbreite aus. Des Weiteren soll die Rückwirkung auf die Messgröße möglichst gering sein. [Ler12] All diese Anforderungen sind grundlegend und unbedingt bei der Auswahl der Komponenten zu beachten. Um im Frequenzbereich bis 10 MHz so linear wie möglich zu verstärken und Verzerrungen zu begrenzen, wird die anvisierte Grenzfrequenz auf ein dreifaches der maximalen Frequenz festgelegt. Die Grenzfrequenz soll bei kleinen bis mittleren Verstärkungen bei mindestens 30 MHz liegen. Für die gesamte Schaltung werden mehrere Komponenten benötigt, welche nicht nur die passenden Parameter besitzen müssen, sondern auch im Zusammenspiel mit anderen Bauteilen funktionieren und sich gegenseitig wenig beeinflussen sollen.

## 4 Platinenlayout

Für den Aufbau eines Verstärkers gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten, eine Schaltung zu entwerfen. Die gesamte Schaltung kann entweder aus einzelnen diskreten Bauteilen oder aus integrierten Schaltkreisen (engl. integrated circuit, kurz IC) aufgebaut werden. Der Vorteil beim Aufbau mit ICs besteht darin, dass häufig benutzte Schaltungsteile günstig, platzsparend und in einem Gehäuse zusammengefasst auf einer Platine untergebracht werden können. Außerdem entfällt für ICs die Notwendigkeit, einzelne Bauteile aneinander anzupassen, um ein gleiches elektrisches Verhalten zu gewährleisten. Auch eine Nullpunktkalibrierung oder Arbeitspunkteinstellung ist für integrierte Schaltungen in den meisten Fällen nicht notwendig oder einfach durch die äußere Beschaltung zu realisieren. Der diskrete Schaltungsaufbau wiederum bietet die Möglichkeit, einzelne Teile einer Schaltung gezielt zu verändern oder an die eigenen Bedürfnisse anzupassen. Vor diesem Hintergrund wird für den in dieser Arbeit zu entwickelnden Ultraschall-Empfangsverstärker ein Aufbau mit integrierten Bauteilen gewählt. Im Wesentlichen kommen OPs und analoge Schalt-ICs zu Einsatz.

### 4.1.1 Auswahl der Operationsverstärker

Wie in Unterabschnitt 2.1.2 beschrieben, eignen sich Current Feedback Amplifier besonders gut für breitbandige und hochfrequente Anwendungen. Aus diesem Grund werden OPs dieser Technik verwendet. Der THS3491 von TEXAS INSTRUMENTS ist ein 900 MHz CFA, welcher genau die passenden Eigenschaften erfüllt. Neben einer maximalen Grenzfrequenz von 800 MHz bei einer fünffachen Verstärkung an  $100\ \Omega$  Lastwiderstand, bietet er auch die Möglichkeit, mit einer symmetrischen Spannungsversorgung von 15 V betrieben zu werden. Außerdem liegt die Grenzfrequenz bei einer zwanzigfachen Verstärkung knapp unter 500 MHz. [TI18]

### 4.1.2 Auswahl der Schaltelemente

Damit der Empfangsverstärker für verschiedene Signalstärken verwendet werden kann, soll die Verstärkung variabel einstellbar sein. Somit ergibt sich die Notwendigkeit, elektrische Signale gezielt umzuschalten, wofür es mehrere Möglichkeiten mit verschiedenen Vor- und Nachteilen gibt. Im folgenden Abschnitt werden zum einen der Anlogschalter und zum anderen der MEMS-Schalter als zwei Möglichkeiten vorgestellt.

Bei einem Anlogschalter handelt es sich um ein elektrisches Schaltelement zum logischen Schalten zwischen einem Eingang und einem Ausgang. Anders als bei einem Relais, welches Eingang und Ausgang mechanisch verbindet, schaltet ein Anlogschalter die beiden Seiten elektrisch über Transistoren zusammen. Dabei ergibt sich aus dem prinzipiellen Aufbau

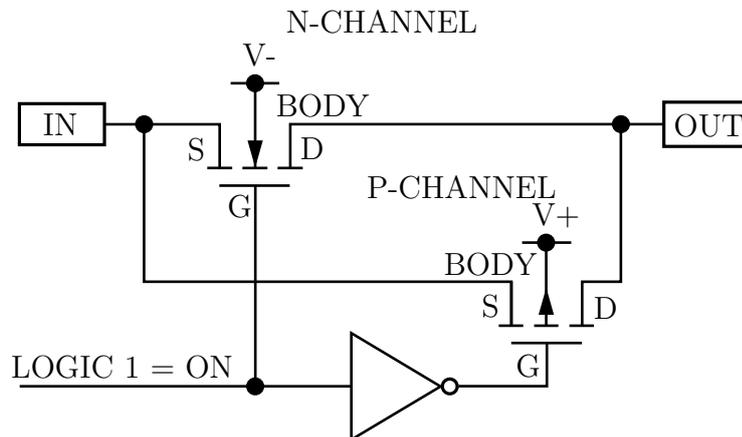


Abbildung 4.1: Prinzipieller Aufbau eines Anlogschalters bestehend aus zwei MOS Transistoren und einem Nicht-Gatter nach [Rin13]

des Anlogschalters, in Abbildung 4.1 ein Problem, welches für jede Art der Integration in gleichem Maße gilt. Der Schaltwiderstand  $R_{ON}$  ergibt sich durch die Größe des Drain-Source-Bereichs der beiden MOSFETs in der CMOS-Schaltung. Werden diese Bereiche der MOSFETs vergrößert, wird der Widerstand kleiner, da sich die Oberfläche für den Durchfluss der

#### 4 Platinenlayout

Elektronen vergrößert. Dieser Schaltwiderstand ist zum einen von der Versorgungsspannung  $V_{\pm}$  und zum anderen von der Signaleingangsspannung abhängig und liegt im Bereich weniger Ohm bis zu einigen hundert Ohm. Die beiden MOSFETs werden durch ein logisches Steuersignal geschaltet und sind entweder leitend oder sperrend. Damit beide Transistoren leiten muss am Gate des N-Channel MOSFETs positive und am Gate des P-Channel MOSFETs negative Versorgungsspannung anliegen. Aus diesem Grund muss das logische Signal am P-Channel Gate invertiert sein. Bei einem durchgeschalteten Analogschalter nimmt mit einer positiv größer werdenden Signaleingangsspannung die Gate-Source-Spannung des N-Channel MOSFETs ab, wodurch dieser hochohmiger wird. Gleichzeitig nimmt die Gate-Source Spannung des P-Channel MOSFETs zu, sodass dieser niederohmiger wird. Der Schaltwiderstand ergibt sich aus der Parallelschaltung der beiden MOSFETs. Um die Auswirkungen auf das geschaltete Signal so gering wie möglich zu halten, sollte der Schaltwiderstand jedoch möglichst gering und idealerweise gleich Null sein. Gleichzeitig sollte er unabhängig von der Signalspannung und somit für verschiedene Eingangssignale immer gleich groß sein. Wird der Drain-Source-Bereich vergrößert, um den Schaltwiderstand zu verkleinern, nehmen parasitäre Kapazitäten zu, wodurch eine Tiefpasscharakteristik entsteht, durch welche hohe Frequenzen gefiltert werden. Bei der Wahl eines Analogschalters muss immer ein Kompromiss zwischen der Bandbreite und der Eingangsdämpfung gefunden werden. Die Bandbreite hängt maßgeblich von der Eingangskapazität ab, während sich die Eingangsdämpfung mit dem Eingangswiderstand ändert. [TSG19; Rin13; Gio18]

Zwei weitere wichtige Eigenschaften sind zum einen das Isolationsverhalten eines nicht leitenden Schalters und zum anderen das Übersprechen zwischen mehreren Kanälen des ICs. Übersprechen beschreibt die Beeinflussung der parallel laufenden Kanäle untereinander. Durch den Aufbau mehrerer Schalter in einem Gehäuse und die räumliche Nähe der Leitungen können durch Strom und Spannung erzeugte elektromagnetische Felder direkt in angrenzende Schaltungsteile einkoppeln und dort Ströme induzieren.

## 4.1 Auswahl der Komponenten

Diese Beeinflussung der Kanäle untereinander wird Übersprechen (engl. crosstalk) genannt. Ein idealer Schalter ist im ausgeschalteten Zustand für alle Frequenzen ideal isolierend und gleichzeitig nicht durch andere Schalter im gleichen Gehäuse beeinflusst. Da dieses Verhalten jedoch mit zunehmender Signalfrequenz immer weniger auftritt, ist bei der Auswahl eines Analogschalters insbesondere darauf zu achten.

Eine weitere Möglichkeit, eine verzerrungsfreie und lineare Umschaltung zu gewährleisten, ist der Einsatz eines MEMS-Schalters. Dessen Funktionsweise ähnelt der eines Relais wesentlich mehr, als dies bei einem Analogschalter der Fall ist. Bei einem MEMS-Schalter wird, wie in Abbil-

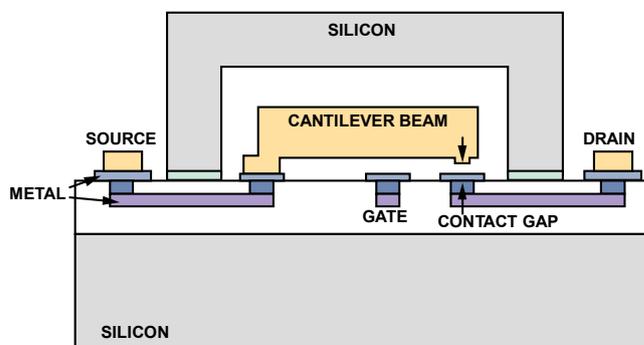


Abbildung 4.2: Prinzipieller Aufbau und Querschnitt eines MEMS-Schalters in Silizium nach [AD20a]

dung 4.2 dargestellt, die elektrische Verbindung nicht durch zwei MOSFETs hergestellt, sondern durch das mechanische Schließen eines in Silizium integrierten Kontakts (Cantilever Beam). Diese Art des Schaltens bietet eine Vielzahl von Vorteilen gegenüber herkömmlichen Analogschaltern. Da die elektrische Verbindung physisch geschlossen wird, ist der Schaltwiderstand deutlich geringer als bei einem Analogschalter und liegt je nach Bauart bei wenigen Ohm. Die Bandbreite eines MEMS-Schalters ist gleichzeitig größer als bei einem Relais oder bei einem Analogschalter und liegt typischerweise

#### 4 Platinenlayout

in einem Bereich bis zu einigen GHz. Das Schalten von Gleichspannungen ist dabei ebenfalls möglich. Außerdem ist die Isolation eines offenen Schalters größer und das Übersprechen zwischen zwei Pfaden geringer, was aus der direkten räumlichen Trennung der Kontakte resultiert. Der Herstellungsprozess unterscheidet sich nicht grundlegend, in seiner Komplexität jedoch stark von den Techniken der Halbleiterprozesstechnik zur Integration elektrischer Schaltungen in Silizium. Ausgehend von einem Siliziumsubstrat werden in mehreren Prozessschritten einzelne Lagen und Formen nacheinander gefertigt. Dabei kommen verschiedene Möglichkeiten zur Anlagerung von Isolatoren, wie Siliziumdioxid oder Siliziumnitrid, zum Einsatz. Außerdem werden metallische, elektrische Verbindungen aufgedampft oder hochdotierte Siliziumkontakte implantiert. Zur Strukturierung dieser Flächen werden fotolithografische Prozesse benutzt, bei welchen ein Fotolack aufgetragen und belichtet wird. Dieser Fotolack dient dazu, bestimmte Flächen für ein anschließendes Ätzen freizustellen. Dabei gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten des Ätzens: das Trockenätzen und das Nassätzen. Das Nassätzen ist im Allgemeinen isotrop, mit einer hohen Selektivität zwischen verschiedenen Materialien. Ein Beispiel dafür ist das Ätzen von Silizium in einer Kaliumhydroxid-Lösung. Dabei kann eine stark dotierte p+ Lage, sowie ein in Sperrichtung vorgespannter pn-Übergang oder die kristalline (111)-Ebene des Silizium-Kristallgitters als Ätzstopp dienen. Durch das isotrope Verhalten des Nassätzverfahrens können Unterätzungen realisiert werden, mithilfe derer teilweise freistehende Strukturen, wie zum Beispiel der Verbindungsarm in einem MEMS-Schalter, integriert werden können. Im Gegensatz dazu können mit trockenen Verfahren auch anisotrope Ätzprofile erreicht werden, wobei das zu ätzende Material nur senkrecht zur Oberfläche angegriffen wird. Diese Verfahren ermöglichen das Ätzen von tiefen und feinen Strukturen ohne ein horizontales Überätzen. Das gesamte mikro-elektromechanische System entsteht in mehreren Prozessschritten, bestehend aus mehreren aufeinander folgenden Ablagerungs-, Belichtungs- und Ätzprozessen, gefolgt von einem Bonding und einem anschließenden Einbringen in ein Gehäuse. [Hil06; VZ06]

## 4.1 Auswahl der Komponenten

Nachdem im ersten Teil die prinzipielle Funktionsweise eines Analog- beziehungsweise MEMS-Schalters erklärt wurde, werden nun reale Bauteile betrachtet. Bei einem ADG5412 handelt es sich um einen vierfachen Single Pole Single Throw (SPST) Analogschalter, der mit einer symmetrischen Spannungsversorgung von bis zu 20 V betrieben werden kann. Der typische Eingangswiderstand liegt bei  $9,8\ \Omega$  bei einer Abweichung von ca.  $1,5\ \Omega$  über den Eingangssignalfrequenzbereich. Die  $-3\ \text{dB}$  Bandbreite liegt, wie

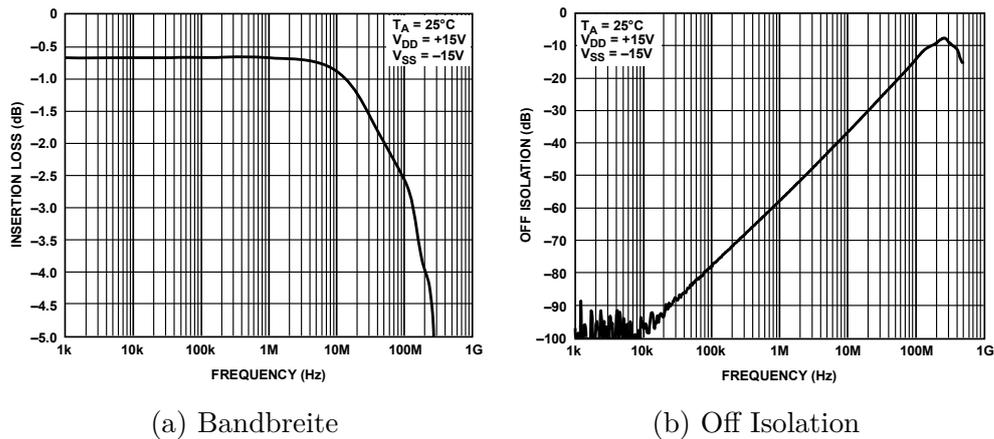


Abbildung 4.3: Eigenschaften eines ADG5412 Analogschalters bei einer symmetrischen Spannungsversorgung von  $\pm 15\ \text{V}$  und einer Umgebungstemperatur von  $25\ ^\circ\text{C}$ , dargestellt über die Frequenz. [AD17]

in Abbildung 4.3a dargestellt, bei 160 MHz und die Eingangsdämpfung durch den Eingangswiderstand beträgt typischerweise  $-0,6\ \text{dB}$ . Eine für den geplanten Anwendungsfall besonders wichtige Eigenschaft ist, dass ein nicht durchgeschalteter Analogschalter im anvisierten Frequenzbereich noch ausreichend gut isolierend ist. In Abbildung 4.3b ist die Isolation eines nicht durchgeschalteten Schalters zu sehen. Die Isolation liegt bei einer Signalfrequenz von 1 MHz bei etwas weniger als  $-60\ \text{dB}$  und bei einer Frequenz von 10 MHz noch bei etwas mehr als  $-35\ \text{dB}$ . [AD17] Da die Bandbreite ausreichend groß ist und die geringe Eingangsdämpfung leicht durch eine höhere Verstärkung der Operationsverstärker ausgegli-

chen werden kann, wurde dieser Analogschalter für die Umschaltung der Verstärkung ausgewählt.

Um die Analogschalter in ihrer Funktion als Schaltelement vergleichen und einschätzen zu können, wird mit einem zweiten Layout die Möglichkeit geschaffen, ein anderes Schaltelement einzusetzen. Bei diesem zweiten Bauteil zur Umschaltung handelt es sich um einen ADGM1304 SP4T MEMS-Schalter mit vier Eingängen und einem Ausgang. Die  $-3$  dB Grenzfrequenz ist mit  $14$  GHz fast neunzig mal so groß wie beim ADG5412. Auch der Eingangswiderstand ist mit maximal  $2,9 \Omega$  etwas geringer als beim Analogschalter. Die Eingangsdämpfung liegt für Frequenzen kleiner als  $2,5$  GHz bei weniger als  $0,5$  dB und die Isolation bei mehr als  $40$  dB für Frequenzen unterhalb von  $500$  MHz. Als Maximalwert für die HF-Schaltleistung ist  $37$  dBm angegeben, was einer Leistung von

$$P = 10 \cdot \exp\left(\frac{37 \text{ dBm}}{10}\right) \cdot 10^{-3} \text{ W} = 5,012 \text{ W} \quad (4.1)$$

entspricht. Bei einer Anpassung an  $50 \Omega$  ergibt sich damit eine effektive Schaltspannung von

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{5,012 \text{ W} \cdot 50 \Omega} \approx 15,83 \text{ V}. \quad (4.2)$$

Da die verwendeten Operationsverstärker mit einer Versorgungsspannung von  $15$  V betrieben werden und so die maximale Signalspannung ebenfalls nicht über  $15$  V steigen kann, ist der ADGM1304 geeignet, um jedes mögliche Spannungssignal zu schalten. [AD20a] Ein Vorteil des MEMS-Schalters ist, dass die soeben beschriebenen Eigenschaften auf eine deutlich bessere Eignung hinsichtlich der Umschaltung hinweisen. Nachteilig im Vergleich zu den Analogschaltern ist jedoch der deutlich höhere Preis eines MEMS-Schalters und die Notwendigkeit, eine separate, stabilisierte Spannungsquelle zur Versorgung der MEMS-Schalter zu integrieren.

## 4.2 Methoden zur Umschaltung der Verstärkung

Um eine umschaltbare Verstärkung zu realisieren gibt es verschiedene Möglichkeiten, die im folgenden Kapitel genauer vorgestellt werden. Dazu werden die verschiedenen Schaltungen beschrieben und ihr Verhalten mit den im vorherigen Abschnitt genannten Komponenten in LTSPICE simuliert. Dabei handelt es sich um eine SPICE Software von ANALOG DEVICES zur leistungsstarken Simulation analoger Schaltungen. [AD20b]

Da die Verstärkung eines OPs, wie in Abschnitt 2.1 beschrieben, über die äußere Beschaltung eingestellt wird, besteht die Möglichkeit, für jede gewünschte Verstärkung ein anderes Widerstandsnetzwerk auszuwählen. Bei einem VFA wird üblicherweise so vorgegangen, dass der Feedback Widerstand bei einem gleich bleibenden zweiten Widerstand im Netzwerk verändert wird. Da jedoch der Feedback Widerstand bei einem CFA nicht über die im Datenblatt genannte Größe verändert werden soll und für verschiedene Verstärkungen beide Widerstände variiert werden müssen, ist eine einfache Umschaltung der Feedback Widerstände nicht möglich. Um dieses Problem zu umgehen, wird die Schaltung, wie in Abbildung 4.4 dargestellt, um einen weiteren Widerstand zwischen den Feedback-Knoten  $K_F$  erweitert. Der Feedback Widerstand  $R_F$  zwischen dem Knotenpunkt und dem Schaltelement wird für jede Verstärkung separat gewählt. Ist ein Schalter geöffnet, hat der jeweilige Feedback Widerstand keinen Einfluss auf das Rückkopplungsnetzwerk. Der zweite für die Einstellung der Verstärkung wichtige Widerstand, ergibt sich dann aus der Reihenschaltung aller Widerstände zwischen dem Knotenpunkt eines geschlossenen Feedback Pfades und Masse. [Gro91] Für die Wahl der Feedback Widerstände müssen die Schaltwiderstände der Schalter berücksichtigt werden. Ein Problem, welches sich durch diese Schaltung ergibt, ist, dass für die zweite Verstärkung über  $R_{F2}$  ein Widerstand zwischen dem Knotenpunkt der Feedback Schaltung und dem invertierenden Eingang liegt. Durch diesen Widerstand

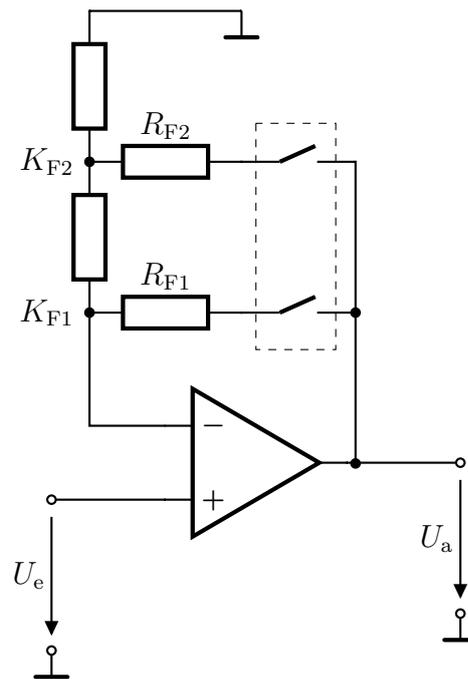


Abbildung 4.4: Prinzipschaltbild einer Umschaltung der Verstärkung mit einem Schaltelement, welches mehrere Schalter beinhaltet

wird der Strom als Fehlersignal begrenzt. Da der CFA jedoch auf einen Strom als Fehlersignal in der Rückkopplung reagiert, ist diese Art der Umschaltung ebenfalls ungeeignet. In Abbildung 4.5 ist der Frequenzgang einer in LTSPICE simulierten Schaltung zu sehen, bei welcher die Verstärkung eines OPs zwischen vier verschiedenen Stufen umgeschaltet werden kann. Die Umschaltung erfolgt wie in Abbildung 4.4 dargestellt mit einem Schaltelement, welches mehrere Schalter enthält. Dem Amplitudengang der Verstärkung kann entnommen werden, dass ein lineares Verhalten nur im unteren Frequenzbereich der 20 dB Einstellung auftritt. Im höheren Bereich und bei den anderen Einstellungen ist der Amplitudengang nicht linear. Außerdem ist eine große Überhöhung der Verstärkung im Bereich um 10 MHz zu beobachten.

Eine weitere Möglichkeit, die Verstärkung durch das Ändern des Rückkopplungsnetzwerkes zu variieren, ist eine Umschaltung mit zwei Schaltele-

## 4.2 Methoden zur Umschaltung der Verstärkung

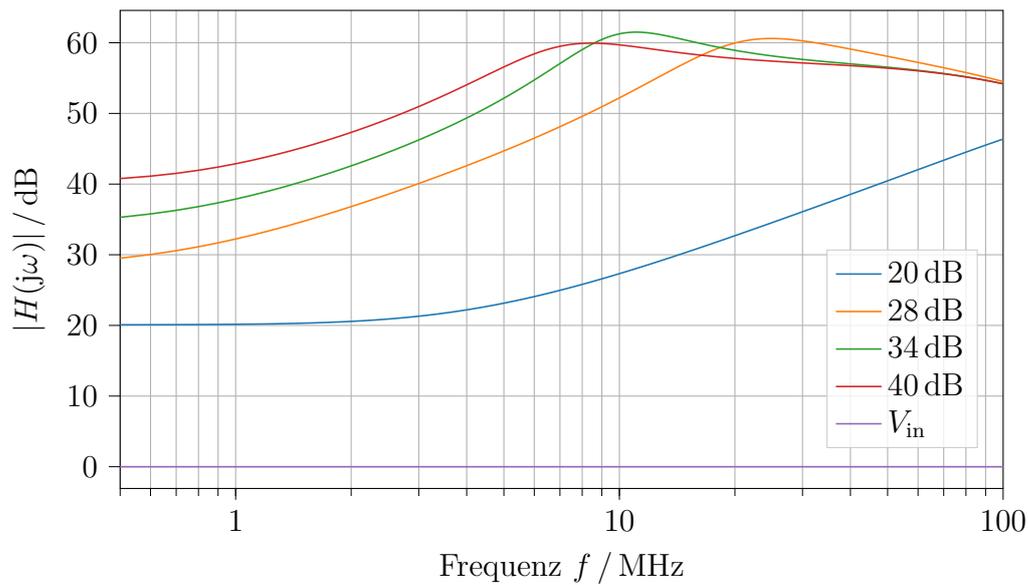


Abbildung 4.5: Amplitudengang der Verstärkung bei einer Umschaltung mit einem Schaltelement

menten. Wie in Abbildung 4.6 dargestellt, werden dabei alle Knotenpunkte der Rückkopplungsnetzwerke miteinander verbunden und auf den invertierenden Eingang des OPs zurückgeführt. Jedes Widerstandsverhältnis kann separat ausgewählt werden, ohne dass ein weiterer Widerstand im Rückkopplungskreis das Fehlersignal dämpft. Abbildung 4.7 kann entnommen werden, dass der Amplitudengang nicht linear ist und die eingestellte Verstärkung auch im unteren Frequenzbereich nicht erreicht wird. Außerdem ist im oberen Frequenzbereich ein großes Überschwingen zu erkennen. Somit eignet sich diese Schaltung aufgrund des starken Einflusses der Schaltelemente ebenfalls nicht, um eine einstellbare Verstärkung zu realisieren.

#### 4 Platinenlayout

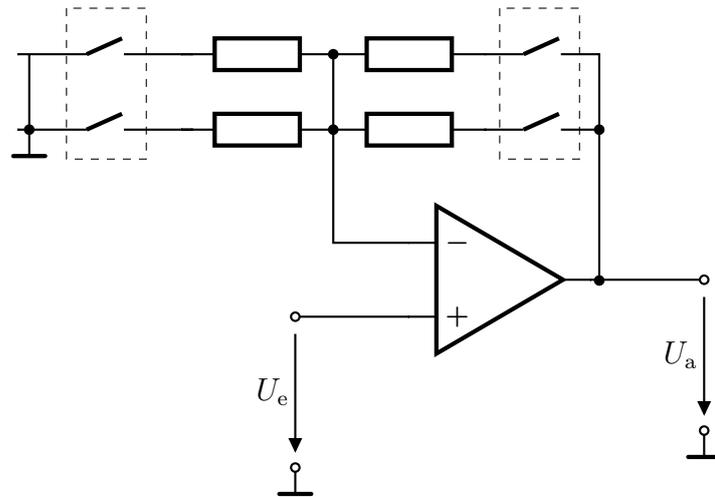


Abbildung 4.6: Prinzipschaltbild einer Umschaltung der Verstärkung mit zwei Schaltelementen

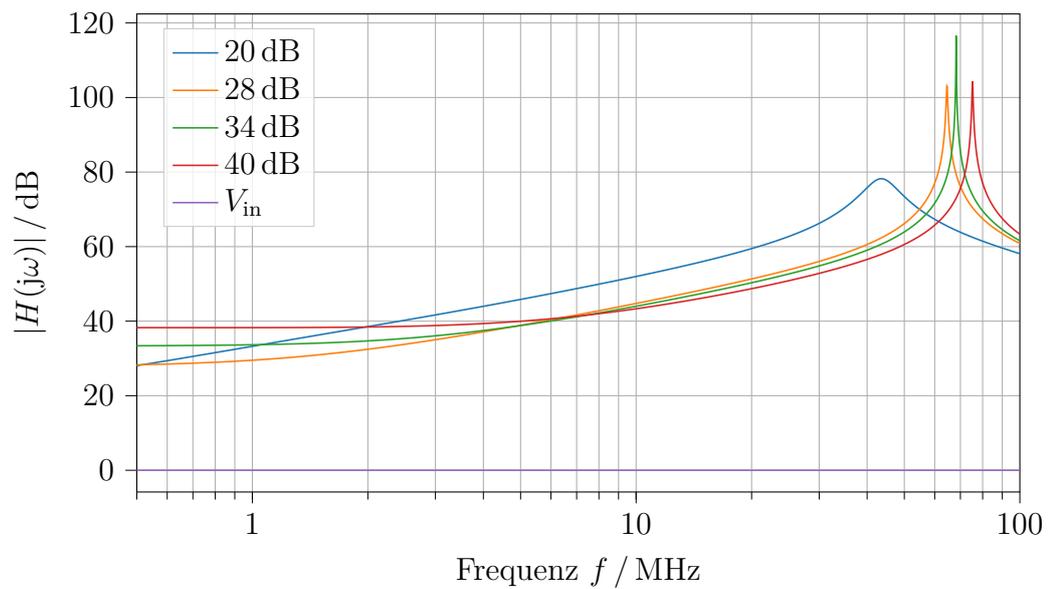


Abbildung 4.7: Amplitudengang der Verstärkung bei einer Umschaltung mit zwei Schaltelementen

## 4.2 Methoden zur Umschaltung der Verstärkung

Da eine Umschaltung der Verstärkung durch ein Ändern des Rückkopplungsnetzwerkes nicht den gewünschten Effekt hat, wird im Folgenden eine dritte Variante vorgestellt. Dabei gibt es für jede mögliche Verstärkung eine eigene Verstärkerschaltung. Die Umschaltung erfolgt nicht durch ein Ändern der Widerstände, sondern es wird zwischen verschiedenen Pfaden mit jeweils eigenen OPs gewechselt. Diese Methode hat den Vorteil, dass die Einstellung der Verstärkung von den Schaltelementen unabhängig ist. Der prinzipielle Aufbau der Schaltung ist in Abbildung 4.8 zu

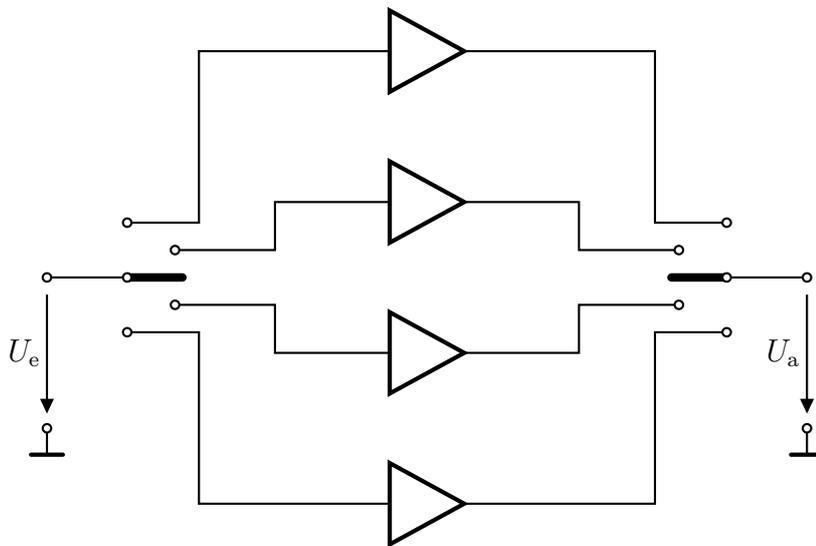


Abbildung 4.8: Prinzipschaltbild einer Umschaltung zwischen verschiedenen Verstärkungspfaden. Die OPs sind schematisch dargestellt.

sehen. Ein Problem ist, dass die Schalter die Signalspannung und nicht das Fehlersignal schalten und so der Schaltwiderstand die Signalstärke dämpft. Außerdem wirken die Schaltelemente wie ein Tiefpass, wodurch hohe Signalfrequenzen gefiltert werden. Ein weiteres Problem ist, dass die Schaltelemente die maximale Signalamplitude begrenzen, da entweder die Versorgungsspannung keine größeren Amplituden erlaubt oder die maximale Schaltleistung erreicht wird. Dennoch ist diese Methode eine gute Alternative, da die Dämpfung durch den Eingangswiderstand durch

## 4 Platinenlayout

eine etwas höhere Verstärkung ausgeglichen werden kann. Außerdem sind Schaltelemente mit einer ausreichend hohen Eingangsspannung verfügbar. Wie in Abbildung 4.9 dargestellt, liegt die simulierte Verstärkung immer ca.

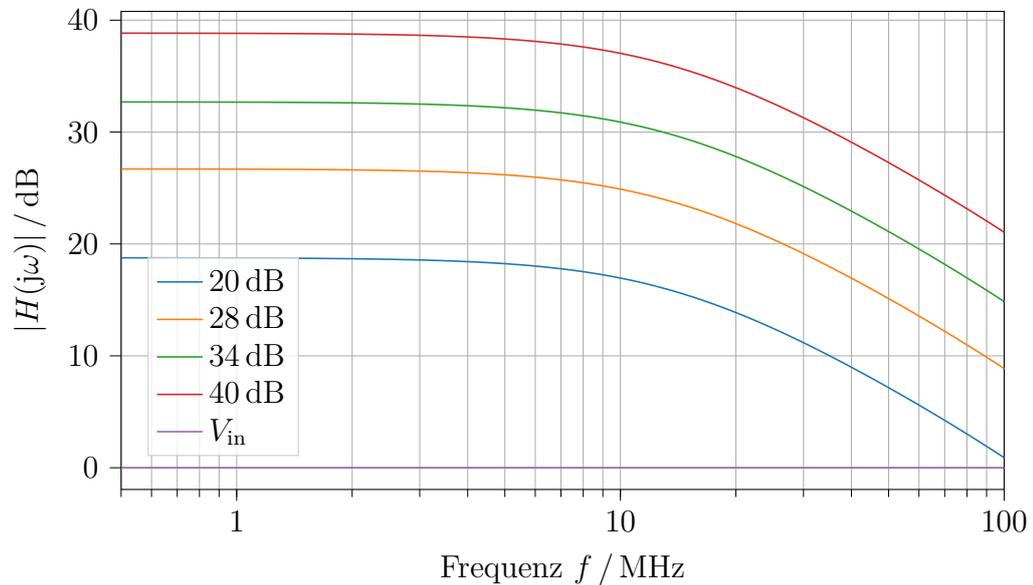


Abbildung 4.9: Amplitudengang der Verstärkung bei einer Umschaltung der Verstärkerpfade

1,2 dB unter der erwarteten und berechneten Verstärkung. Dies entspricht genau der Eingangsdämpfung von zwei in Reihe geschalteten ADG5412 Analogschaltern, welche für die Simulation verwendet werden.

## 4.3 Impedanzanpassung an Eingangs- und Ausgangslast

Damit an den Anschlüssen des Verstärkers keine Signalleistung reflektiert wird, ist eine Anpassung der Impedanz am Eingang und am Ausgang notwendig. Wie bereits in Unterabschnitt 2.2.3 beschrieben, kommt in Hochfrequenzschaltungen eine Leistungsanpassung zum Einsatz. Dabei

### 4.3 Impedanzanpassung an Eingangs- und Ausgangslast

wird versucht, den Eingangswiderstand einer Schaltung dem Ausgangswiderstand der vorangegangenen Schaltung anzupassen, da auf diese Weise Signalreflexionen vermieden werden können. Eine standardmäßige Impedanz zur Leistungsanpassung in der Hochfrequenztechnik ist  $50\ \Omega$ . [TSG19] In diesem Abschnitt wird im ersten Teil ein Ultraschallwandler als Eingangsquelle und im zweiten Teil ein Oszilloskop als Ausgangslast näher betrachtet.

#### 4.3.1 Eingangsanpassung an Ultraschallwandler

Am Eingang des Empfangsverstärkers sollen Ultraschallwandler angeschlossen werden, welche im folgenden Abschnitt kurz vorgestellt werden. Für eine detaillierte Betrachtung, sowie Näheres zur Charakterisierung sei auf die folgende Literatur verwiesen: [Bau16; Rau12; Web14] Die verwendeten Ultraschallwandler wurden im Rahmen des Forschungsprojekts *BeKAM* im Fachgebiet Elektrische Messtechnik an der Universität Paderborn entworfen und realisiert. Ein *BeKAM* Ultraschallwandler besteht im Wesentlichen aus einer Piezokompositscheibe, die auf eine Schutzschicht aus Stahl aufgeklebt und von einer Hülse aus Edelstahl umgeben wird. Im Aufbauprozess wird die Scheibe rückseitig kontaktiert und die Hülse mit einem Backing-Material aufgefüllt, wodurch der Schallwandler zur Rückseite gedämpft ist. Im letzten Schritt wird der Ultraschallwandler in ein Kunststoffgehäuse eingehaust und über eine SMB-Buchse elektrisch angeschlossen. Die elektrische Impedanz einer Piezokompositscheibe und damit die des gesamten Ultraschallwandlers ist frequenzabhängig. Somit ist eine perfekte eingangsseitige Anpassung nicht möglich. Nach Bause [Bau16] und Rautenberg [Rau12] liegt die Betragsimpedanz eines Ultraschallwandlers zwischen der Serien- und der Parallelresonanz im Bereich von einigen Ohm bis zu einigen hundert Ohm. Um den Verstärker universal nutzen zu können, wird die Eingangsimpedanz auf  $50\ \Omega$  festgelegt, da auf diese Weise die Leitungsanpassung gegeben ist und die Ausgangsimpedanz des Schallwandlers im Betrieb ebenfalls in diesem Bereich liegt.

### 4.3.2 Ausgangsanpassung an ein Oszilloskop

Ausgangsseitig soll der Empfangsverstärker an ein Oszilloskop angeschlossen werden. Dabei gibt es grundsätzlich zwei verschiedene Arten von Oszilloskopen. Zum einen diejenigen, welche für hochfrequente Anwendungen werksseitig mit einem  $50\ \Omega$  Eingang ausgestattet sind und zum anderen die klassischen Oszilloskope mit einem hochohmigen Eingang, welcher häufig bei  $1\ \text{M}\Omega$  liegt. Im *BeKAM* Messplatz handelt es sich um ein TIEPIE Handyscope HS5 mit einer Eingangsimpedanz von  $1\ \text{M}\Omega$  parallel zu einer Eingangskapazität von  $25\ \text{pF}$  [Tie19]. Wird der Eingang gleichzeitig mit einem  $50\ \Omega$  Abschlusswiderstand abgeschlossen, ergibt sich eine Eingangsimpedanz  $R_{\text{in}}$  von

$$R_{\text{in}} = 50\ \Omega \parallel 1\ \text{M}\Omega \parallel 25\ \text{pF} \approx 50\ \Omega \parallel 25\ \text{pF}. \quad (4.3)$$

Die Realisierung der Ausgangsanpassung erfolgt auf der Platine durch einen seriellen  $50\ \Omega$  Widerstand im Signalpfad, sodass sich mit dem  $50\ \Omega$  Abschlusswiderstand ein 2:1-Spannungsteiler ergibt. Somit beträgt die maximale Ausgangslast der Schaltung  $100\ \Omega$ .

#### Kapazitive Leitungsanpassung

Mit zunehmender Frequenz nimmt die Impedanz der parallelen Kapazität am Eingang des Oszilloskops ab, sodass die Anpassung des 2:1-Spannungsteilers nicht mehr gegeben ist. Neben der Frequenz ist auch die Kapazität  $C$  des Kondensators für die Impedanz entscheidend:

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{2\pi f C} \quad (4.4)$$

Außerdem sind eine eventuell vorhandene Leitungskapazität, sowie weitere parasitäre Kapazitäten von Bedeutung. In Abbildung 4.10 ist die Ersatzschaltung des Ausgangs dargestellt. Links ist der Abschlusswiderstand  $R_S$  auf der Platine, dem ein Trimmkondensator  $C_T$  parallel geschaltet ist,

### 4.3 Impedanzanpassung an Eingangs- und Ausgangslast

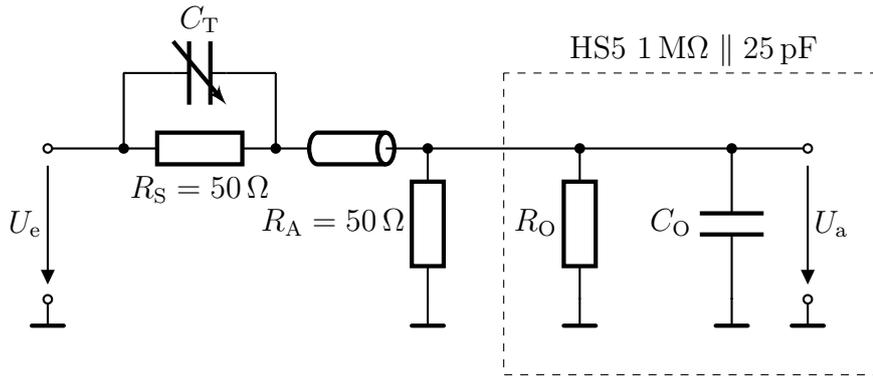


Abbildung 4.10: Ersatzschaltung des Ausgangs der Schaltung inklusive Abschlusswiderstand und Oszilloskop

dargestellt. Der Trimmkondensator dient dazu, die Anpassung an Leitungs- und Eingangskapazität  $C_O$  des Oszilloskops vorzunehmen. Rechts ist zum einen der Abschlusswiderstand  $R_A$  am Eingang und zum anderen die Ersatzschaltung des Oszilloskops  $R_O \parallel C_O$  innerhalb der gestrichelten Linien dargestellt. Beide Seiten sind über eine Koaxialleitung miteinander verbunden. Die Ausgangsspannung  $U_a$  dieser Schaltung ergibt sich aus dem komplexen 2:1-Spannungsteiler und der Eingangsspannung  $U_e$ :

$$U_a = \frac{Z_2(j\omega)}{Z_1(j\omega) + Z_2(j\omega)} U_e \quad (4.5)$$

mit

$$Z_1(j\omega) = \frac{R_S}{j\omega C_T R_S + 1} \quad (4.6)$$

und

$$Z_2(j\omega) = \frac{R_A R_O}{j\omega(C_K + C_O)R_A R_O + R_O + R_A}. \quad (4.7)$$

$C_K$  ist dabei die Leitungskapazität, welche erst bei langen Leitungen relevant ist. Alle anderen Leitungsbeläge der Koaxialleitung sind vernachlässigbar klein und die Leitungskapazität kann für kurze Leitungen ebenfalls vernachlässigt werden. Wenn die Kapazität  $C_T$  so angepasst wird, dass die

#### 4 Platinenlayout

komplexen Impedanzen  $Z_1(j\omega)$  und  $Z_2(j\omega)$  gleich groß sind, ist das Spannungsteilerverhältnis für jede Frequenz identisch. Das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung beschreibt das Übertragungsverhalten und gleichzeitig das Spannungsteilerverhältnis. In Abbildung 4.11 ist das

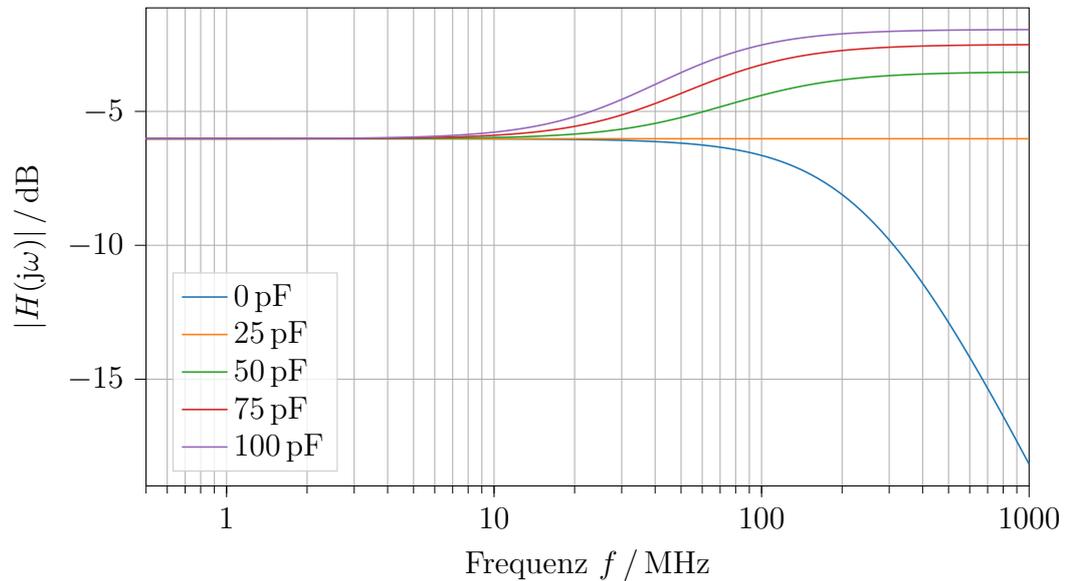


Abbildung 4.11: Amplitudengang der Ersatzschaltung des Ausgangs bei verschiedenen Werten für  $C_T$

Übertragungsverhalten für die in Abbildung 4.10 gezeigte Ersatzschaltung dargestellt. Es sind fünf Übertragungsantworten für verschiedene Werte von  $C_T$  zu sehen. Die Leitungskapazität wird vernachlässigt ( $C_K = 0$ ). Bei  $C_T = 25 \text{ pF}$  ist der Spannungsteiler abgeglichen, sodass für jede Frequenz ein 2:1-Verhältnis herrscht. Für längere Leitungen mit einer größeren Leitungskapazität muss die Kapazität des Trimmkondensators ebenfalls größer werden. Die kapazitive Ausgangsanpassung kann jedoch auch dazu genutzt werden, den Frequenzgang einer vorgelagerten Schaltung zu erweitern, indem bewusst eine Fehlanpassung vorgenommen wird. Die Amplitudenüberhöhung durch eine Überanpassung und das daraus resultierende nicht mehr vorhandene 2:1-Verhältnis des komplexen Spannungsteilers kann

bis zu einem gewissen Grad die Dämpfung einer Schaltung kompensieren, wenn die Grenzfrequenzen im gleichen Frequenzbereich liegt wie die Grenzfrequenz der Schaltung. [TI93]

## 4.4 Auslegung einer Koplanarleitung

### 4.4.1 Gerade Koplanarleitung

Um die Verstärkerplatine mit den Schallwandlern und dem Oszilloskop zu verbinden, werden SMB- und BNC-Leitungen mit einem Wellenwiderstand von  $50\ \Omega$  verwendet. Wie in Abschnitt 2.2 erläutert, werden Signalstörungen vermieden, wenn Impedanzen aneinander angepasst sind. Aus diesem Grund bietet es sich an, die Signalleitungen auf der Platine ebenfalls auf den entsprechenden Wellenwiderstand  $Z_W = 50\ \Omega$  auszulegen. In Unterabschnitt 2.2.4 wurden verschiedene Methoden zur konkreten Realisierung einer Streifenleitung vorgestellt. Alle drei haben gemein, dass zwei der vier relevanten Größen bei einer Standardplatine durch den Fertiger vorgegeben sind und die Permittivität  $\varepsilon_r$  ebenfalls von dem verwendeten Material abhängt. Das Standardmaterial für zweilagige Platinen ist ein Epoxidharz-Verbundwerkstoff mit der Bezeichnung FR-4 (flame retardant 4, dt. flammenhemmend 4). Dabei handelt es sich um ein Glasfasergewebe, welches zusammen mit Epoxidharz als Isoliermittel zu einer Platte verpresst wird. Durch den verwebten und gepressten Aufbau ist das Material und somit auch die Permittivität im Allgemeinen inhomogen und frequenzabhängig. Bei  $f = 5\ \text{MHz}$  beträgt ihr Wert nach Ritchey und Blankenhorn [RB96] ungefähr  $\varepsilon_r = 4,8$ . Eine zweilagige Platine hat eine Substratdicke von  $h = 1,55\ \text{mm}$  und eine  $t_{\text{Cu}} = 35\ \mu\text{m}$  starke Kupferschicht auf der Ober- und Unterseite. Zum Einstellen des Wellenwiderstandes der Signalleitung bleibt nur die Leiterbahnbreite und der Abstand zur Massefläche. Bei einer Leiterbahnbreite von  $w = 1,06\ \text{mm}$  und einem Abstand  $s = 0,18\ \text{mm}$  ergibt sich für die Koplanarleitung nach Gleichung 2.28 ein

#### 4 Platinenlayout

Wellenwiderstand von

$$Z_W \approx 52,51 \Omega. \quad (4.8)$$

Damit wird der gewünschte Wert von  $50 \Omega$  noch nicht erreicht. Um auf der Unterseite der Platine nicht die gesamte Massefläche des zweilagigen Aufbaus freistellen zu müssen, wird die Leitung als Koplanarleitung mit Massefläche ausgelegt. Bei dieser Anordnung ergibt sich nach Gleichung 2.30, mit den gleichen Werten für  $w$  und  $s$  ein Wellenwiderstand von

$$Z_W \approx 50,06 \Omega. \quad (4.9)$$

Da es sich bei der Berechnung nur um eine Näherungsformel für die effektive relative Permittivität handelt und das Material inhomogen ist, sind  $50,06 \Omega$  mit einer relativen prozentualen Abweichung von  $0,12\%$  ausreichend genau. Da dies jedoch nur für gerade Leiterbahnen gilt und in einem Layout häufig abknickenden Leitungen oder Kurven realisiert werden müssen, wird im Folgenden die Diskontinuität einer ungeraden Koplanarleitung betrachtet.

#### 4.4.2 Diskontinuitäten einer Koplanarleitung

Wie in Unterabschnitt 2.2.1 gezeigt, hängt der Wellenwiderstand einer Leitung maßgeblich von deren Geometrie ab. Eine um  $90^\circ$  abknickende Leiterbahn stellt jedoch nichts anderes als eine Veränderung der Geometrie und somit auch des Wellenwiderstandes dar. Jede Diskontinuität kann als Impedanzänderung in der Leitung gesehen werden. Die direkte Folge ist, dass ein Teil des auf der Leitung übertragenen Signals reflektiert wird und so Eingangs- und Ausgangssignal nicht mehr identisch sind. Das eigentliche Wirken der Störung ist dabei gegeben durch die im Punkt des Knicks gestörte Strom- und Spannungsverteilung. Da eine absolut gerade und von Richtungsänderungen freie Leitungsführung nicht immer problemlos möglich ist, muss eine Möglichkeit gefunden werden, wie abknickende Leiterbahnen zum einen platzsparend und zum anderen störungsarm realisiert werden können. Grundsätzlich gibt es dabei verschiedene Varianten, von

#### 4.4 Auslegung einer Koplanarleitung

denen zwei in diesem Abschnitt vorgestellt werden. Zum einen die einfache, jedoch nicht platzsparende Methode der radialen Biegung, bei welcher die Leiterbahn in einem Teilkreis gezogen wird. Dabei sollte die Biegung möglichst weit sein, sodass der Biegeradius  $r$  groß im Vergleich zur Leiterbahnbreite  $w$  ist. Nach Awang [Awa14] gilt der Radius als groß, wenn die Bedingung

$$r > 3w \quad (4.10)$$

erfüllt ist. Bei der zweiten Möglichkeit handelt es sich um einen kompensierten  $90^\circ$  Knick, wobei die abknickende Leitung im Knick auf Gehrung verjüngt wird. In Abbildung 4.12a ist der prinzipielle Aufbau einer abknickenden Leiterbahn und in Abbildung 4.12b das zugehörige Ersatzschaltbild zu sehen. Durch Gehren der abknickenden Leitung, wie in Abbildung 4.12c dargestellt, wird ein Teil der überschüssigen Kapazität abgeschnitten, sodass die Anpassung der Leitung verbessert wird. Die Stärke der Gehrung  $M$  ist angegeben in Prozent und nach Douville und James [DJ78], mit den Nebenbedingungen

$$\frac{w}{h} \geq 0,25 \quad \text{und} \quad \varepsilon_r \leq 25 \quad (4.11)$$

gegeben durch

$$M = 52 + 65 \exp\left(\frac{-1,35 w}{h}\right) = \frac{100 x}{d_k}. \quad (4.12)$$

Durch den platzsparenden Aufbau und die einfache Realisierung wird diese Anordnung im Layout verwendet. Für eine  $w = 1,06$  mm breite Leiterbahn auf einem  $h = 1,55$  mm dicken FR-4 Substrat ergibt sich eine Gehrung von  $M \approx 77,82\%$  und mit  $d_k = w\sqrt{2} \approx 1,499$  mm ein Einschnitt von  $x \approx 1,167$  mm.

Auch beim Übergang von einer Koplanarleitung zu einem Bauteil kann es zu Störungen und Signalreflexionen kommen, da verschiedene Übertragungsleitungen eng an einem Bauteil zusammen geführt werden müssen.

#### 4 Platinenlayout

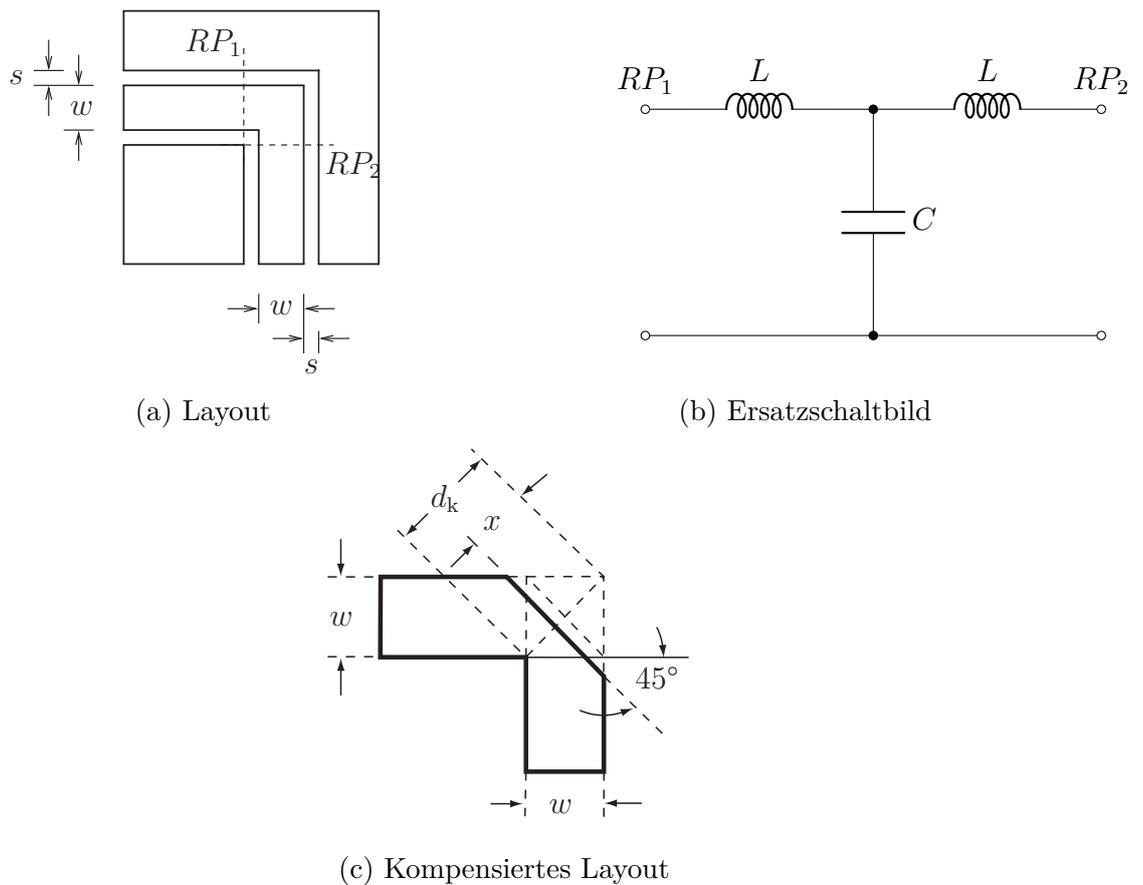


Abbildung 4.12: Layout (a) und Ersatzschaltbild (b) einer unkompensierten  $90^\circ$  Biegung nach [ES16] und kompensierte  $90^\circ$  Biegung mit einer  $45^\circ$  Gehrung (c) nach [Mal14]

Ein begrenztes Platzangebot sorgt dafür, dass die Leiterbahnbreite zwangsläufig verkleinert werden muss, um angrenzende Bauteilanschlüsse nicht zu kontaktieren. Um eine abrupte Änderung des Leitungswellenwiderstandes zu verhindern, kann die Leiterbahn langsam schmaler werden. Dadurch ändert sich zwar der Widerstand, jedoch nicht abrupt, was dazu führt, dass Signalreflexion verhindert wird.

## 4.5 Realisierung des Verstärkers

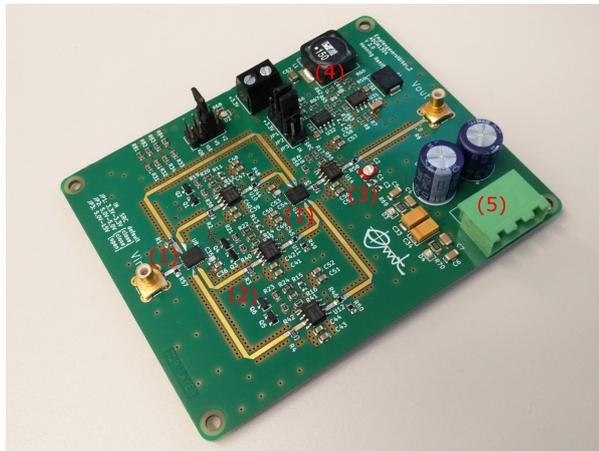
Die Realisierung der Hardware erfolgt mit den zuvor beschriebenen Komponenten in KiCAD. Dabei handelt es sich um eine frei verfügbare Software zur Entwicklung und Realisierung von Leiterplatten. In dieser Arbeit werden zwei Layouts entwickelt, wobei die Umschaltung der Verstärkung wie in Abschnitt 4.2 erklärt, umgesetzt wird. Die Schaltpläne und Abbildungen der beiden Layouts können Anhang C entnommen werden. Neben den Komponenten zur Umschaltung und den OPs sind verschiedene Widerstände und Kondensatoren zu sehen. Die Widerstände dienen hauptsächlich der Impedanzanpassung und der Einstellung der Verstärkung, während die Kondensatoren zur Entkopplung und zur Stabilisierung der Versorgungsspannung eingesetzt werden. Außerdem ist nach der Umschaltung ein weiterer einzelner OP erkennbar, welcher eine zusätzliche für alle Verstärkerpfade gleiche Verstärkung bietet. Dieser OP ist eingesetzt, um die Gesamtverstärkung aufzuteilen und den Ausgang der Schaltung von vorgelagerten Teilen zu entkoppeln. Das Layout für die Umschaltung mit einem ADGM1304 MEMS-Schalter verfügt außerdem über eine separate Spannungsregelung zur Umwandlung von  $\pm 15\text{ V}$  in  $+3,3\text{ V}$ , welche für die Versorgung der MEMS-Schalter benötigt wird. Um die  $3,3\text{ V}$  Versorgung so stabil wie möglich zu halten und gleichzeitig Leistungsverluste zu begrenzen, ist die Spannungsregelung zweistufig aufgebaut. Im ersten Schritt wandelt ein sogenannter Step-Down-Regler die  $15\text{ V}$  in  $5\text{ V}$  um. Anschließend werden die  $5\text{ V}$  von einem Linearregler in  $3,3\text{ V}$  umgewandelt. Außerdem sind verschiedene Leuchtdioden zur visuellen Statusübergabe und Spannungsteiler zum Schutz logischer Bauteilanschlüsse verbaut.

In Abbildung 4.13 sind zwei Aufnahmen der fertigen Verstärker zu sehen. Abbildung 4.13a zeigt den Gesamtaufbau der Verstärkerplatine mit einem ADG5412 als Schaltelement eingehaust in ein Gehäuse. Koaxialleitungen verbinden die SMB-Buchsen auf der Leiterplatte mit den SMB-Buchsen im Gehäuse. Der Drehschalter auf der Vorderseite dient zur Umschaltung der Verstärkung und eine Steckbuchse auf der Rückseite zum Anschluss

#### 4 Platinenlayout



- (a) Verstärkerplatine mit einem ADG5412 als Umschalter. Eingangs- und Ausgangssignale werden über Koaxialleitungen nach Außen geführt. Die Umschaltung der Verstärkung erfolgt über einen Drehschalter.



- (b) Verstärkerplatine mit einem ADGM1304 als Umschalter. (1) Schaltelemente, (2) erste Verstärkerstufe, (3) zweite Verstärkerstufe, (4) 3,3 V Spannungsregelung, (5) Anschluss Versorgungsspannung

Abbildung 4.13: Fotografien der Verstärkerschaltungen: (a) Eingehaust in ein Gehäuse (b) bestückte und nicht eingebaute Platine

eines Netzteils. In Abbildung 4.13b ist eine fertig bestückte, jedoch nicht in ein Gehäuse eingebaute Verstärkerplatine, mit einem ADGM1304 als Schaltelement abgebildet.

# 5 Auswertung und Charakterisierung der Verstärker

Im vorangegangenen Kapitel wurde der Aufbau der Verstärkerschaltung erklärt und die verwendeten Komponenten vorgestellt. Darauf aufbauend wird im folgenden Kapitel die Schaltung analysiert und charakterisiert. Das Ziel besteht darin, mehrere Verstärker aufzubauen und miteinander zu vergleichen. Dazu wird im ersten Abschnitt beschrieben, wie sich ein Verstärker analysieren und mathematisch beschreiben lässt. Anschließend werden die beiden verschiedenen Layouts verglichen und die Temperaturabhängigkeit betrachtet. Im letzten Abschnitt wird dann der Einsatz im *BeKAM* Messplatz erläutert.

## 5.1 Charakterisierung eines Verstärkers

Ein Verstärker kann auf verschiedene Art und Weise beschrieben werden. Ziel dieser Beschreibung ist, ein mathematisches oder systemtheoretisches Modell zu erhalten. Da die Übertragungsfunktion nicht bekannt ist, kann das System als Blackbox gesehen werden. Außerdem kann bei einem realen System davon ausgegangen werden, dass es sich um lineares und zeitinvariantes (engl. linear time-invariant, kurz LTI) System handelt. Die Übertragungsfunktion  $H(j\omega)$  ist gegeben durch das Verhältnis zwischen

## 5 Auswertung und Charakterisierung der Verstärker

transformiertem Ausgangssignal  $Y(j\omega)$  und Eingangssignal  $X(j\omega)$ :

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (5.1)$$

Wird über die Funktion  $H(j\omega)$  ein System im Frequenzbereich beschrieben, ist von einem Frequenzgang die Rede, während die Fourier-Transformierte einzelner Signale häufig als Spektrum bezeichnet wird. [FB09] Da der Frequenzgang

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \cdot e^{j\angle H(j\omega)} \quad (5.2)$$

im Allgemeinen komplex ist, kann er in Betrag  $|H(j\omega)|$  und Phase  $\angle H(j\omega)$  getrennt werden. Die beiden Funktionen werden entsprechend als Amplitudengang und Phasengang bezeichnet. Unter Zuhilfenahme geeigneter Eingangs- und Ausgangssignale und der anschließenden Transformation kann also der Frequenzgang einer Schaltung ermittelt werden. Ein mögliches Eingangssignal ist die Sprungfunktion, da über die Sprungantwort  $h(t)$  ein System vollständig charakterisiert werden kann. Durch Differenzieren und anschließendes Transformieren der Sprungantwort wird der Frequenzgang

$$H(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{dh(t)}{dt} \right\} \quad (5.3)$$

berechnet. [Sch19] Problematisch ist jedoch die Tatsache, dass durch den hyperbolischen Verlauf des einseitigen Amplitudenspektrums der Sprungfunktion hochfrequente Dynamikanteile eines Systems nur schwach angeregt werden. Dies hat zur Folge, dass diese Anteile im Ausgangssignal nur noch schlecht zu identifizieren und nicht mehr vom Rauschen zu unterscheiden sind. Außerdem kann es vorkommen, dass Systeme bei ähnlichen Sprungantworten unähnliche Frequenzgänge aufweisen, was für die Identifikation der Übertragungsfunktion hinderlich ist.

Eine weitere Möglichkeit zur Charakterisierung ist die Nutzung eines Sinus-Sweeps als Eingangssignal. Bei dieser Methode handelt es sich im

Gegensatz zur Identifikation mittels Sprungantwort um ein Verfahren im Frequenzbereich. Dabei wird die Frequenz eines Sinus über einen bestimmten Bereich schrittweise linear erhöht. Der Vorteil besteht darin, dass das Amplitudenspektrum über den durchlaufenen Frequenzbereich näherungsweise konstant ist und so hoch- und niederfrequente Teilabschnitte gleich stark angeregt werden. Daher ist das Signal-Rausch-Verhältnis auch im höherfrequenten Bereich noch groß genug, um eine exakte Systemidentifikation zu ermöglichen.

## 5.2 Frequenzgang und Übertragungsfunktion

Im Folgenden soll ein Verstärker exemplarisch mithilfe des Amplitudengangs charakterisiert werden. Dazu wird als Eingangssignal ein Sinus mit einer Frequenz von 500 kHz bis 30 MHz mit einer Amplitude von  $\hat{u} = 50 \text{ mV}$  verwendet. In Abbildung 5.1 sind die ermittelten Amplitudengänge eines Verstärkers, mit einem ADG5412 Analogschalter bei verschiedenen Verstärkungen dargestellt. Ab einer Frequenz oberhalb von 10 MHz zeigt sich eine deutliche Tiefpasscharakteristik höherer Ordnung, was am starken Abfallen der Amplituden zu erkennen ist. Außerdem ist im grün dargestellten Amplitudengang der zehnfachen Verstärkung (20 dB) ein Überschwingen der Amplitude zu erkennen, woraus sich ebenfalls auf eine Übertragungsverhalten höherer Ordnung schließen lässt. Zur genaueren Untersuchung des Systems und einer eventuellen Modellierung des Verstärkers in einem Messaufbau, werden im Folgenden das Übertragungsverhalten und die zugehörigen Filterkoeffizienten ermittelt. Ausgehend von einem Tiefpass höherer Ordnung, sowie einer konstanten Verstärkung wird als Übertragungsmodell ein  $PT_2$ -Glieder angenommen, da dieses ein ähnliches Verhalten zeigt. Die Übertragungsfunktion eines  $PT_2$ -Gliedes ist gegeben durch

$$G(s) = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{k_s}{T^2 s^2 + 2DTs + 1}, \quad (5.4)$$

## 5 Auswertung und Charakterisierung der Verstärker

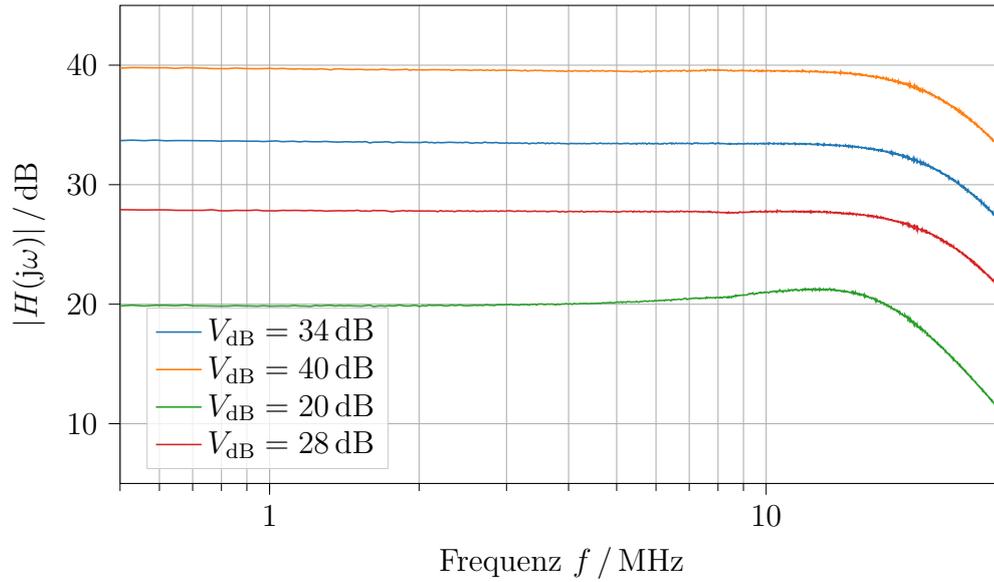


Abbildung 5.1: Amplitudengang eines Verstärkers mit einem ADG5412 als Schaltelement, bei verschiedenen eingestellten Verstärkungen

sodass sich der Frequenzgang mit  $T = 1/\omega_0$  und dem Dämpfungsgrad  $D$ , durch substituieren von  $s = j\omega$  zu

$$H(j\omega) = \frac{k_s}{\frac{1}{\omega_0^2}(j\omega)^2 + \frac{2D}{\omega_0}j\omega + 1} \quad (5.5)$$

ergibt. [Lun10] Dabei ist  $k_s$  der Verstärkungsfaktor und  $\omega_0$  die Resonanzfrequenz des Systems. Zur Bestimmung der Modellparameter  $\omega_0$ ,  $k_s$  und  $D$ , welche zu einem Vektor  $\boldsymbol{\theta} = [\omega_0, k_s, D]$  zusammengefasst werden, wird ein inverses Verfahren unter Zuhilfenahme einer Kostenfunktion  $\xi(y_{\text{mes}}, y_{\text{sim}}(\boldsymbol{\theta}))$  genutzt.

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \min \xi(y_{\text{mes}}, y_{\text{sim}}(\boldsymbol{\theta})) = \arg \min \xi(\boldsymbol{\theta}) \quad (5.6)$$

Das Ziel besteht darin, die Abweichung zwischen der Messung  $y_{\text{mes}}$  und der auf den Modellparametern beruhenden Simulation  $y_{\text{sim}}(\boldsymbol{\theta})$  zu minimieren

## 5.2 Frequenzgang und Übertragungsfunktion

und so die optimalen Parameter  $\hat{\boldsymbol{\theta}}$  zu ermitteln. Die aufgestellte Kostenfunktion stellt also ein Maß für die Ähnlichkeit zwischen dem gemessenen und dem simulierten Signal dar. Die Berechnung der Kostenfunktion sollte möglichst einfach sein und gleichzeitig eine ausreichend starke Gewichtung der Abweichungen enthalten. Im Folgenden wird die Methode der kleinsten Quadrate zur Bestimmung der Modellparameter verwendet.

$$\xi = \sum_i (y_{\text{mes}}(i) - y_{\text{sim}}(i, \boldsymbol{\theta}))^2 \quad (5.7)$$

Dabei werden alle quadratischen Abweichungen zwischen Simulation und Messsignal aufaddiert, sodass das Ergebnis stets ein positiver Wert ist. Je größer dieses Ergebnis, welches die Kosten beschreibt, ist, desto größer ist die Abweichung zwischen den beiden Signalen. Im nächsten Schritt wird die Kostenfunktion minimiert, sodass über das Minimum der Funktion die zugehörigen besten Modellparameter  $\hat{\boldsymbol{\theta}}$  bestimmt werden können. [Web14; Hen17]

Zunächst müssen die Startparameter  $\boldsymbol{\theta}^{(0)}$  bestimmt werden, welche als Ausgangspunkte der iterativen Variation der Systemparameter dienen sollen. Für den Verstärkungsfaktor  $k_s$  wird als Startwert der erste Wert  $y_{\text{mes}}[0]$  des gemessenen Signals verwendet. Da nicht in jeder Messung eine Amplitudenüberhöhung festzustellen ist, wird zur Bestimmung der Resonanzfrequenz über einen großen Bereich iteriert. Anschließend wird ein weiteres Mal über einen kleineren Bereich um das erste Ergebnis iteriert. Für die Dämpfung  $D$  lässt sich zeigen, dass es verschiedene relevante Bereiche mit unterschiedlichen Eigenschaften gibt. Wenn  $D \leq 0$  ist, ist das System entweder grenzstabil und schwingt oder es befindet sich in einem instabilen Zustand. In erster Näherung wird das Übertragungsverhalten jedoch als stabil angenommen, womit  $D > 0$  gilt. Bei  $D > 1$  ist das System überkritisch gedämpft, sodass es keine Schwinganteile mehr enthält. [Gee96] Da jedoch bei einer eingestellten Verstärkung von 20 dB, siehe Abbildung 5.1, ein geringes Überschwingen zu erkennen ist, wird  $D \in ]0, 1]$  angenommen. In Abbildung 5.2 ist beispielhaft der gemessene

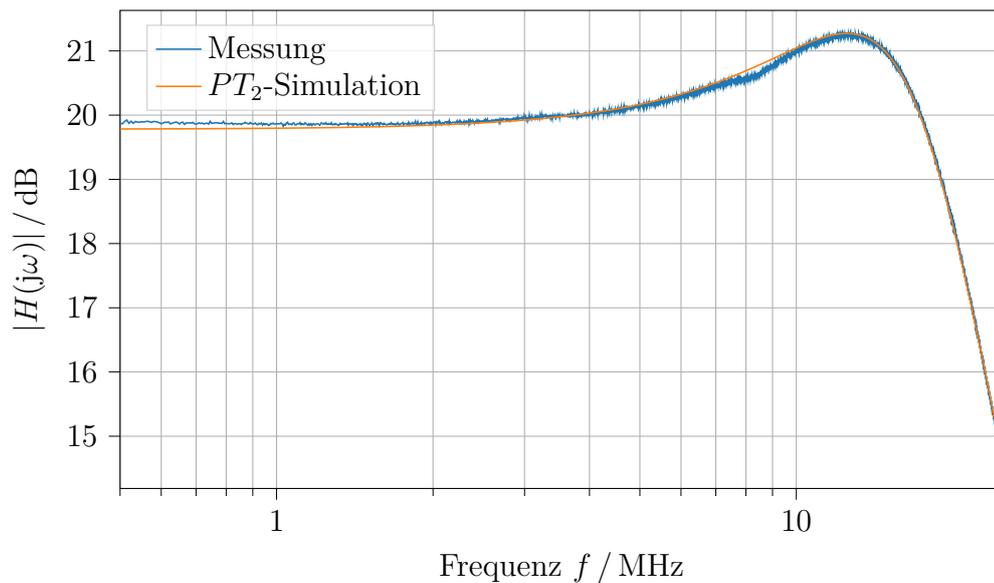


Abbildung 5.2: Amplitudengang eines 20 dB Verstärkerzweiges und eines optimierten  $PT_2$ -Gliedes

Amplitudengang eines 20 dB Verstärkerzweiges und das Ergebnis der Systemidentifikation dargestellt. Es zeigt sich im unteren Frequenzbereich bis ca. 3 MHz eine negative und anschließend eine positive Abweichung des Modells gegenüber der Messung. Der für einen Tiefpass 2. Ordnung typische Abfall von  $-40 \text{ dB / Dekade}$  scheint in erster Näherung gut zu passen. Die maximale relative Abweichung  $f_{\text{rel,max}}$  zwischen der Messung und der Simulation beträgt in diesem Fall 0,83% bei einer durchschnittlichen relativen Abweichung  $\bar{f}_{\text{rel}}$  von 0,052%.

Mit den ermittelten Modellparametern und der in Gleichung 5.4 gegebenen Normalform eines  $PT_2$ -Gliedes lassen sich die Koeffizienten  $\mathbf{a} = [a_2, a_1, a_0]$  und  $\mathbf{b} = [b_2, b_1, b_0]$  der Übertragungsfunktion bestimmen, welche anschließend zur Modellierung einer Messstrecke verwendet werden können.

In Tabelle 5.1 und Tabelle 5.2 sind die Modellparameter und die zugehörigen Filterkoeffizienten für verschiedene Verstärkungen aufgelistet. Die prozentuale Abweichung zwischen der Simulation und der Messung kann

## 5.2 Frequenzgang und Übertragungsfunktion

Tabelle 5.1: Ermittelte Modellparameter eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen

Verstärkung	Parameter		
	$\omega_0$	$k_s$	$D$
20 dB	107 070 607 rad s <sup>-1</sup>	9,75	0,48
28 dB	138 101 848 rad s <sup>-1</sup>	24,1	0,63
34 dB	137 717 164 rad s <sup>-1</sup>	46,77	0,64
40 dB	140 409 957 rad s <sup>-1</sup>	95,5	0,66

Tabelle 5.2: Filterkoeffizienten eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen

Verstärkung	Koeffizienten					
	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_0$	$b_1$	$b_2$
20 dB	1	$8,966 \cdot 10^{-9}$	$8,723 \cdot 10^{-17}$	9,75	0	0
28 dB	1	$9,124 \cdot 10^{-9}$	$5,243 \cdot 10^{-17}$	24,1	0	0
34 dB	1	$9,294 \cdot 10^{-9}$	$5,273 \cdot 10^{-17}$	46,77	0	0
40 dB	1	$9,401 \cdot 10^{-9}$	$5,072 \cdot 10^{-17}$	95,5	0	0

Tabelle 5.3 entnommen werden. Die maximale relative Abweichung ist für keine Verstärkung größer als 1 % und die durchschnittliche relative Abweichung ist nicht größer als 0,1 %. Dies lässt den Schluss zu, dass die Wahl eines  $PT_2$ -Gliedes zu einer guten Abbildung eines realen Amplitudenganges führt.

In Anhang B sind die Frequenzgänge und Parameter der drei realisierten Verstärker aufgeführt. Es wird deutlich, dass die auf dem ADG5412 Analogschalter basierenden Verstärker alle einen ähnlichen Amplitudengang aufweisen und sich kaum voneinander unterscheiden. Die maximale Abweichung zwischen zwei Verstärkern tritt bei der 28 dB Verstärkung zwischen dem ersten und dem dritten Verstärker auf und liegt bei ca. 0,328 dB. Beim Vergleich der maximalen durchschnittlichen Abweichung wird hingegen deutlich, dass diese zwischen den 34 dB Verstärkerstufen des ersten und zweiten Verstärkers auftritt und etwa 0,124 dB beträgt.

Tabelle 5.3: Prozentuale Abweichung zwischen der Messung und der Simulation eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen

Verstärkung	$f_{\text{rel,max}}$	$\bar{f}_{\text{rel}}$
20 dB	0,83 %	0,052 %
28 dB	0,94 %	-0,029 %
34 dB	0,996 %	0,009 %
40 dB	0,655 %	0,076 %

Die kleinste mittlere Abweichung mit einem Wert von 0,022 dB existiert zwischen den 40 dB Stufen des zweiten und dritten Verstärkers.

### 5.3 Vergleich der Verstärker mit MEMS- und Analogschaltern

Wie in Abschnitt 4.2 beschrieben, werden zum Einstellen der Verstärkung elektrische Schaltelemente verwendet. Da diese Bauteile jedoch einen größeren Einfluss auf das Verhalten der Schaltung haben als es durch die OPs der Fall ist, wurden für diese Arbeit zwei verschiedene Schaltungen aufgebaut. Dabei unterscheiden sich lediglich die Schaltelemente voneinander. Eine Schaltung ist mit dem Analogschalter ADG5412 und die Andere mit dem MEMS-Schalter ADGM1304 aufgebaut, welche in Unterabschnitt 4.1.2 beschrieben wurden. Die Schaltung mit dem MEMS-Schalter soll durch die besseren Eigenschaften im Bezug auf die Analogschalter eine höhere Bandbreite bieten und gleichzeitig weniger abhängig von den anderen Verstärkerpfaden sein. In Abbildung 5.3 ist der gemessene Amplitudengang eines Verstärkers zu sehen, bei welchem die Umschaltung durch einen MEMS-Schalter geschieht. Die  $-3$  dB Grenzfrequenz liegt für alle Verstärkungen außerhalb des mit einem HS5 Handyscope messbaren Bereiches und damit über 30 MHz. Bei Frequenzen kleiner als 10 MHz weisen alle Amplitudengänge Schwankungen von weniger als 0,5 dB auf. Im Vergleich zu den anderen Verstärkern bietet dieser also eine deutlich höhere Band-

## 5.4 Überprüfung der Temperaturunabhängigkeit

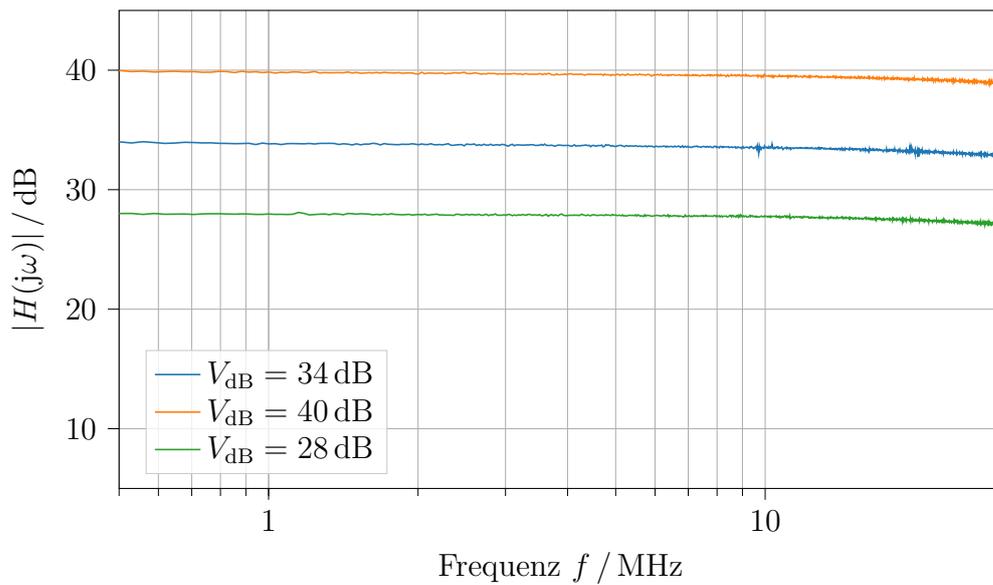


Abbildung 5.3: Amplitudengang des Verstärkers mit einem ADGM1304 MEMS-Schalter, bei verschiedenen eingestellten Verstärkungen

breite und somit die Möglichkeit, Signale mit Frequenzen um 10 MHz und darüber hinaus zu verstärken.

## 5.4 Überprüfung der Temperaturunabhängigkeit

Jede elektrische Schaltung hat die Eigenschaft, dass sich bei verschiedenen Temperaturen unterschiedliches Verhalten zeigt. Ein universal einsetzbarer Verstärker sollte eine geringe Temperaturabhängigkeit aufweisen und unter verschiedensten Umständen zuverlässig funktionieren. Außerdem muss sichergestellt sein, dass ein Gerät bei verschiedenen Umgebungstemperaturen noch sicher funktioniert und keine Gefahr für den Anwender oder andere Schaltungsteile besteht.

In den verwendeten Operationsverstärkern und Widerständen wird ein

## 5 Auswertung und Charakterisierung der Verstärker

Teil der elektrischen Leistung in Wärme umgewandelt, wodurch sich die gesamte Platine, sowie der Innenraum des Gehäuses erwärmt. Die in dieser Arbeit aufgebauten Schaltungen basieren auf eher kleinen Bauteilen, welche keine hohen Ausgangsströme treiben müssen. Folglich ist es ausreichend, die entstehende Wärmeenergie über eine kleine metallisierte Fläche, über die Leiterplatte abzuleiten. Eine Messung der Gehäuseinnenraumtempe-

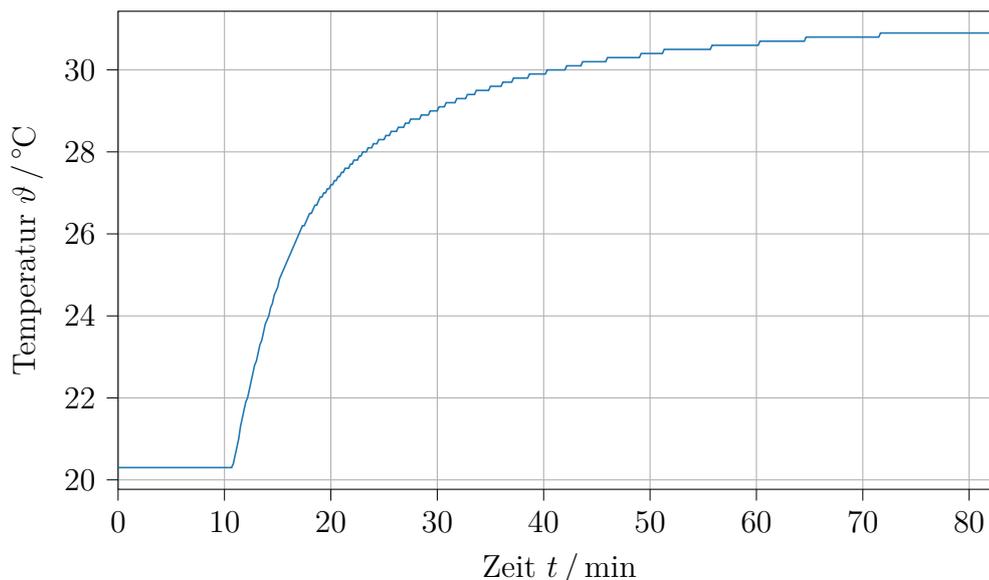


Abbildung 5.4: Leerlaufemperatur bei einem eingeschalteten Verstärker im Gehäuse

ratur, bei einer Umgebungstemperatur von  $20,3\text{ °C}$ , wie in Abbildung 5.4 dargestellt, zeigt, dass die Temperatur nach dem Einschalten des Verstärkers einem Wert kleiner als  $35\text{ °C}$  entgegenstrebt. Eine zusätzliche Kühlung, etwa durch Kühlkörper auf den Bauteilen oder einen Lüfter, ist bei diesen Temperaturen nicht erforderlich. Unabhängig davon hat eine veränderte Temperatur Einfluss auf das Verhalten einer Schaltung, was sich hauptsächlich durch thermisches Rauschen oder eine geringere Bandbreite äußert. Zur Überprüfung der Temperaturabhängigkeit wird im Folgenden die gesamte Platine erhitzt und anschließend ein Frequenzgang aufgenommen.

## 5.4 Überprüfung der Temperaturunabhängigkeit

Abbildung 5.5 zeigt exemplarisch den Amplitudengang der Übertragungs-

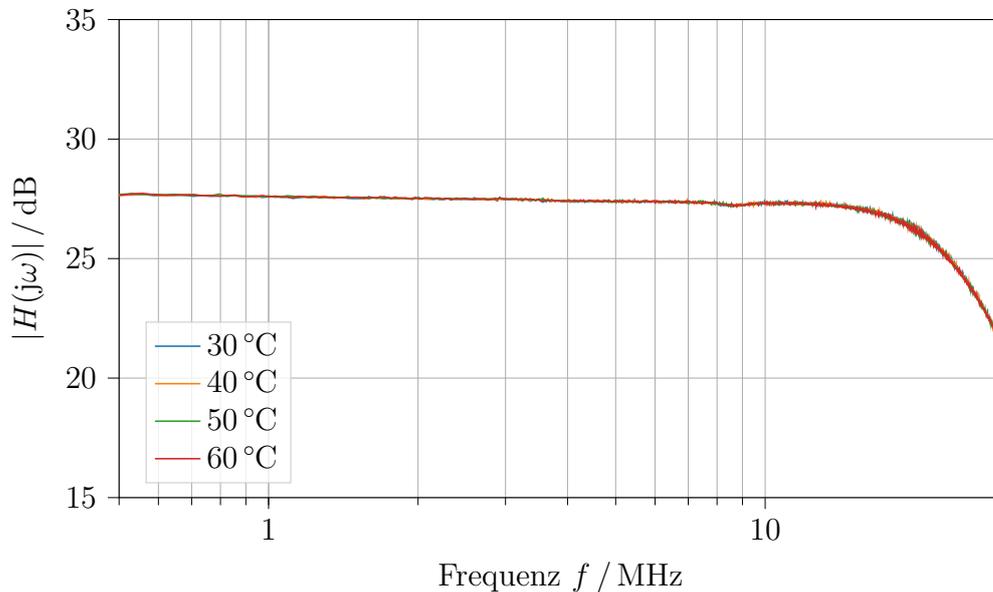


Abbildung 5.5: Amplitudengänge der 28 dB Verstärkung bei verschiedenen Temperaturen von 30 °C bis 60 °C

funktion eines 28 dB Verstärkerpfades. Anders als angenommen, nimmt die Bandbreite trotz steigender Temperatur nicht übermäßig stark ab. Für Frequenzen bis 10 MHz kann das Verhalten immer noch als linear angenommen werden, sodass mit diesem Verstärker auch Messungen bei höheren Temperaturen möglich sind. Eine dauerhafte Anwendung bei Temperaturen über 65 °C ist jedoch nicht zu empfehlen, da z.B. Leitungswiderstände ansteigen, einige Bauelemente nicht für höhere Temperaturen ausgelegt sind und besonders die Lebensdauer von Elektrolyt- oder Tantalkondensatoren abnimmt. Kurzzeitige Anwendungen bei höheren Temperaturen sind trotzdem möglich. Da der Empfangsverstärker hauptsächlich für die Verwendung am *BeKAM* Messplatz konzipiert ist, kann durch den Standort in einem klimatisierten Raum, eine variierende Umgebungstemperatur ausgeschlossen werden.

## 5.5 Einsatz im BeKAM Messplatz

Am *BeKAM* Messplatz werden Ultraschall-Transmissionsmessungen an polymeren Materialproben durchgeführt. Diese Proben sind in Form von hol-zylindrischen Wellenleitern ausgeführt, sodass sie zwischen zwei Ultraschallwandlern platziert werden können. Aus der Messung einer transmittierten Ultraschallwelle werden anschließend in einem inversen Verfahren Materialparameter der Probe geschätzt. [Bau16] Bei den verwendeten Testsignalen handelt es sich um gaußmodulierte Sinussignale mit verschiedenen Mittelfrequenzen. Die Mittelfrequenz wird passend zur Betriebsfrequenz des Schallwandlers gewählt.

Für die Bestimmung der Materialparameter ist neben der Amplitude des Messsignals auch die Signallaufzeit relevant, da aus ihr die Phasengeschwindigkeit zur Modellidentifikation approximiert werden kann. Durch den in Abschnitt 4.2 beschriebenen Aufbau der Verstärkerschaltung mit verschiedenen Pfaden ergeben sich für die verschiedenen Verstärkungen unterschiedliche Laufzeiten, da die Verbindungsleitungen zu den OPs unterschiedliche Längen aufweisen. Aus diesem Grund wird im Folgenden zunächst die Laufzeitdifferenz zwischen den unterschiedlichen Verstärkungspfaden genauer betrachtet.

### 5.5.1 Laufzeitdifferenz

Da die Verbindungsleitungen auf der Platine als Koplanarleitung mit einem Leitungswellenwiderstand von  $Z_W = 50 \Omega$  ausgelegt sind und nach Gleichung 2.23 ein Zusammenhang mit dem Feldwellenwiderstand  $Z_F$  besteht, ergibt sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle, nach [TSG19] zu

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}}. \quad (5.8)$$

Bei der relativen Permittivität  $\varepsilon_r$  handelt es sich um die effektive relative Permittivität  $\varepsilon_{r,\text{eff}}$  der verwendeten Leitung nach Gleichung 2.33, welche

sich mit den in Abschnitt 4.4 genannten Werten zu  $\varepsilon_{r,\text{eff}} \approx 2,968$  ergibt. Außerdem ist  $\mu_r = 1$ , da keine magnetischen Werkstoffe für die Leitung verwendet werden. Somit ergibt sich mit der Lichtgeschwindigkeit  $c_0 = 299\,792\,458\text{ m s}^{-1}$  eine Ausbreitungsgeschwindigkeit von

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} = 174\,005\,494\text{ m s}^{-1}. \quad (5.9)$$

Wird der kürzeste Signalpfad als Referenzlänge angenommen, ergeben sich die in Tabelle 5.4 dargestellten Längenänderungen und die damit verbundenen Laufzeitdifferenzen. Es stellt sich heraus, dass die maximale

Tabelle 5.4: Längen- und Laufzeitdifferenz zwischen verschiedenen Verstärkungspfaden

Verstärkung	$l_{\text{diff}}$	$t_{\text{diff}}$
28 dB (Ref.)	0	0
34 dB	2,51 mm	14,42 ps
40 dB	42,405 mm	243,7 ps
20 dB	48,87 mm	280,85 ps

Laufzeitdifferenz 280,85 ps beträgt. Bei einer maximalen Abtastfrequenz des verwendeten HS5 von 200 MHz beträgt die Differenz zwischen zwei Abtastpunkten 5 ns. Damit ist die Laufzeitdifferenz um mehr als das Fünfzehn-fache kleiner als der Abstand zwischen zwei Abtastpunkten und somit für die Verwendung eines HS5 vernachlässigbar klein.

### 5.5.2 Reales Messsignal

Ein reales *BeKAM* Messergebnis ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Dabei zeigt die obere Darstellung eine Messung mit dem bisher genutzten Verstärker, welcher in Kapitel 3 beschrieben wurde und die untere eine Messung mit der neu entwickelten Hardware mit einem ADG5412 als Schalter. Beide Messungen wurden an einer Probe aus Polyamid-6 (PA-6), mit dem Schallwandlerpaar CH4B1 und CH4B2 durchgeführt. Die

## 5 Auswertung und Charakterisierung der Verstärker

Mittelfrequenz des Sendesignals beträgt 1 MHz. Auf der Ordinate ist die Signalspannung und auf der Abszisse die Zeit in  $\mu\text{s}$  dargestellt. Bei dem in orange dargestellten Signal in der Abbildung handelt es sich um das generierte Sendesignal, welches von einem Leistungsverstärker verstärkt und auf den Sendeschallwandler gegeben wird. Das in blau dargestellte Signal ist das vom Empfangsschallwandler aufgenommene und mit einem Empfangsverstärker verstärkte Ausgangssignal. Die beiden dargestellten Ausgangssignale sind zum einen von zeitlichen Schwankungen (engl. Jitter) befreit und zum anderen über fünfzig Messungen gemittelt und mittelwertfrei [Bau16]. Beide Messungen sind bei einer eingestellten Verstärkung von 20 dB aufgenommen worden. Da der alte Verstärker die eingestellte Verstärkung nicht erreicht, ist die Amplitude des Ausgangssignals etwas geringer als beim neuen Verstärker. Deutlich ist eine Laufzeitdifferenz von ca.  $2,25 \mu\text{s}$  zwischen dem gesendeten und empfangenen Signal zu erkennen. Wie in Kapitel 3 beschrieben wurde und der Abbildung entnommen werden kann, handelt es sich bei der bisher genutzten Schaltung um einen invertierenden Verstärker. Im Vergleich dazu arbeitet der neu entwickelte Verstärker nichtinvertierend.

Durch diese Probemessung konnte die Funktionsfähigkeit der Schaltung für den Einsatz am *BeKAM* Messplatz unter Beweis gestellt werden. Außerdem konnte durch die Messung mit drei verschiedenen Verstärkern, siehe Anhang D, die Reproduzier- und Austauschbarkeit der entwickelten Hardware festgestellt werden.

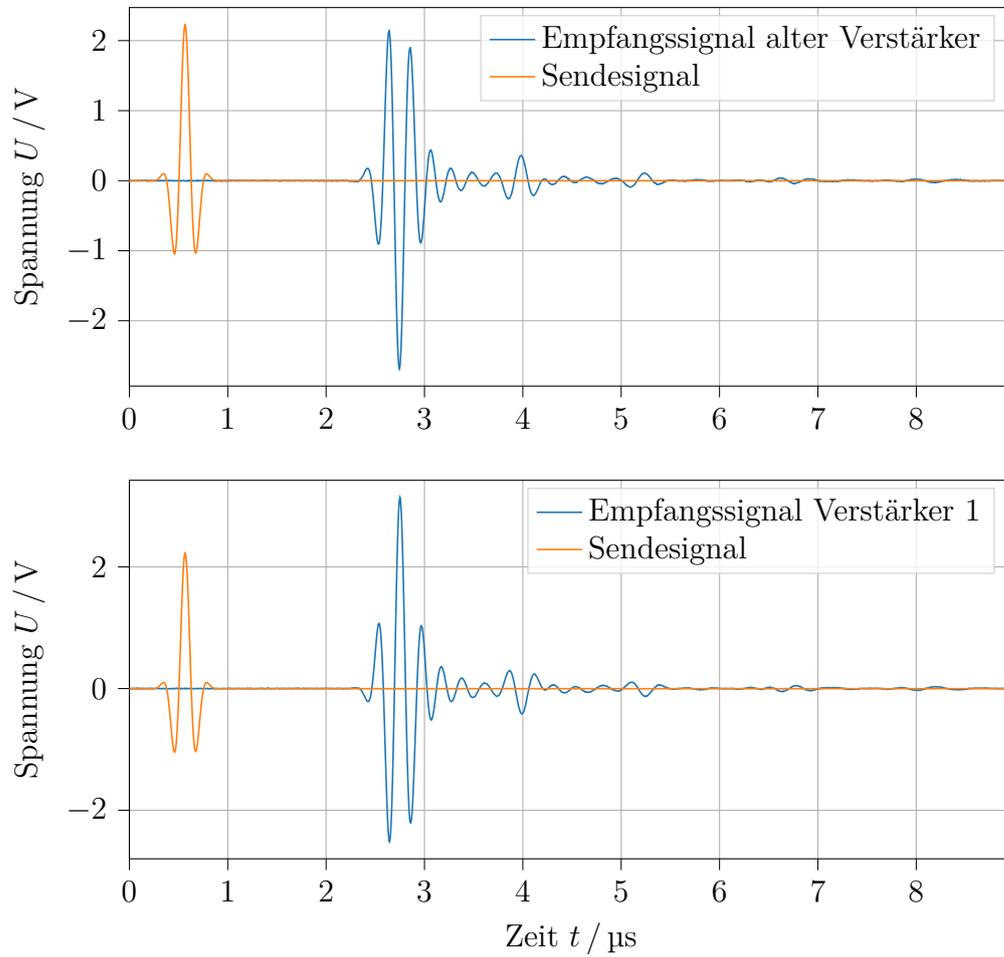


Abbildung 5.6: Darstellung eines gesendeten (orange) und empfangenen (blau) Signals am *BeKAM* Messplatz. Die obere Messung ist mit der alten und die untere mit der neuen Hardware durchgeführt worden.



# 6 Zusammenfassung und Ausblick

## 6.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit sind zwei verschiedene Ultraschall-Empfangsverstärker entwickelt und realisiert worden. Beide Varianten unterscheiden sich in den zur Umschaltung der Verstärkung verwendeten Komponenten, welche einen entscheidenden Einfluss auf das Verhalten der Schaltung haben. Im Verlauf des Entwicklungsprozesses wurden unterschiedliche Möglichkeiten, eine umschaltbare Verstärkung zu realisieren, erarbeitet und simuliert. Unter Verwendung der Simulationsergebnisse und den Überlegungen zur Eingangs- und Ausgangsanpassung, sowie einer genauen Berechnung der Übertragungsleitungen, ist eine Verstärkerhardware entwickelt worden. Bei dieser handelt sich um eine teilweise aus integrierten Bauteilen aufgebaute zweistufige Schaltung. Das Umschalten der Verstärkung erfolgt durch eine Variation der ersten Stufe, während die zweite eine feste Verstärkung besitzt und zur Entkopplung des Ausgangs dient.

In der anschließenden Auswertung wurden die Verstärker charakterisiert. Das Zugrundelegen eines Übertragungsmodells höherer Ordnung ging in der Darstellung des Verstärkers als  $PT_2$ -Glied und die anschließenden Bestimmung der Modellparameter über. Durch mehrere Testszenarien ist die Einsatzfähigkeit unter verschiedenen thermischen Bedingungen geprüft worden. Abschließend wurde anhand einer Probemessung am *BeKAM*-Messplatz die Funktionsfähigkeit der Schaltung unter Beweis gestellt.

## 6.2 Ausblick

Auf diese Arbeit aufbauend könnte das Übertragungsmodell des Verstärkers weiter verbessert oder überarbeitet werden, um den gewünschten Amplitudengang noch genauer darzustellen. Auch wenn das Modell eines  $PT_2$ -Glieds die wichtigsten Merkmale der Übertragungsfunktion abbildet, bleiben kleinere Abweichungen ungeachtet. So wird beispielsweise ein leicht abfallender Trend im unteren Frequenzbereich nicht berücksichtigt, da das Modell ein lineares Verhalten vorgibt. Außerdem ist der Übergangsbereich mit  $-40 \text{ dB / Dekade}$  gut, aber nicht perfekt modelliert. In den Algorithmus zur Charakterisierung kann zudem ein Optimierer und ein effizienter Startwertschätzer eingebaut werden.

Des Weiteren könnten verschiedene Verstärker aufgebaut werden, die durch ein präzises Abstimmen der Komponenten noch besser an andere Anwendungen angepasst sind. Ein Augenmerk kann dabei auf der Verstärkung oder der Amplitudenflachheit liegen.

Durch den modularen Aufbau mit mehreren Verstärkerpfaden besteht außerdem die Möglichkeit, weitere Verstärker mit abweichenden oder speziellen Verstärkungen zu realisieren. So können möglicherweise neue Anwendungen gefunden werden.

# Literaturverzeichnis

Die Literaturangaben sind alphabetisch nach dem Nachnamen des ersten Autors und anschließend nach dem Erscheinungsjahr sortiert.

- [AD20a] *0 Hz/dc to 14 GHz, Single-Pole, Four-Throw MEMS Switch with Integrated Driver*. ADGM1304. Rev. F. Analog Devices. Jan. 2020.
- [LT94] *140MHz Video Current Feedback Amplifier*. LT1227. Linear Technology. 1994.
- [Ach77] H. Achterberg. *Valvo Operationsverstärker Grundlagen*. Verlag Boysen & Maasch, 1977. ISBN: 387095230X.
- [AD20b] Analog Devices. *LTspice*. 2020. URL: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html> (besucht am 24.08.2020).
- [Awa14] Z. Awang. *Microwave Systems Design*. Springer Science+Business Media Singapore, 2014. ISBN: 9789814451239.
- [Bar96a] E. Barnes. „Current Feedback Amplifiers — I“. In: *Analog Dialogue* 30.3 (1996), S. 20–21.
- [Bar96b] E. Barnes. „Current Feedback Amplifiers — II“. In: *Analog Dialogue* 30.4 (1996), S. 20–21.
- [Bau12] P. Baumann. *Parameterextraktion bei Halbleiterbauelementen*. Springer Vieweg, 2012. ISBN: 9783834824943.
- [Bau16] F. Bause. „Ein ultraschallbasiertes inverses Messverfahren zur Charakterisierung viskoelastischer Materialparameter von Polymeren“. Dissertation Dr.-Ing. Universität Paderborn, 2016.
- [AD09] *Current Feedback (CFB) Op Amps*. Rev. 0. Analog Devices. 2009.
- [Tie19] *Datasheet Handyscope HS5*. Revision 1.8. TiePie Engineering. 2019.

- [DJ78] R. J. P. Douville und D. S. James. „Experimental Study of Symmetric Microstrip Bends and Their Compensation“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 26.3 (März 1978), S. 175–182.
- [DIF20] D. Dreiling, D. Itner, N. Feldmann, H. Gravenkamp und B. Henning. „Increasing the sensitivity in the determination of material parameters by using arbitrary loads in ultrasonic transmission measurements“. In: *SMSI Conference – Sensor and Measurement Science International*. 2020, S. 261–262. ISBN: 9783981937626.
- [ES16] T. C. Edwards und M. B. Steer. *Foundations for microstrip circuit design*. 4. Auflage. Wiley-IEEE Press, 2016. ISBN: 9781118936191.
- [Fed13] J. Federau. *Operationsverstärker*. 6. Auflage. Springer Vieweg, 2013. ISBN: 9783834816436.
- [FB09] T. Frey und M. Bossert. *Signal- und Systemtheorie*. 2. Auflage. Vieweg+Teubner, 2009. ISBN: 9783835102491.
- [Gee96] H. P. Geering. *Regelungstechnik*. 4. Auflage. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1996. ISBN: 9783540610793.
- [Gio18] B. Giovino. *Verwendung analoger Schalter zum dynamischen Umschalten von Audio- und Videosignalen*. 3. Okt. 2018. URL: [https://www.digikey.de/de/articles/how-to-use-analog-switches-to-dynamically-switch-audio-and-video-signals?utm\\_adgroup=Switches&utm\\_source=google&utm\\_medium=cpc&utm\\_campaign=Dynamic%20Search\\_DE\\_RLSA\\_Site%20Visitor&utm\\_term=&productid=&gclid=EAIaIQobChMI8-CG2c\\_b6gIVWu3tCh2WyACUEAAYAiAAEgK0t\\_D\\_BwE](https://www.digikey.de/de/articles/how-to-use-analog-switches-to-dynamically-switch-audio-and-video-signals?utm_adgroup=Switches&utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=Dynamic%20Search_DE_RLSA_Site%20Visitor&utm_term=&productid=&gclid=EAIaIQobChMI8-CG2c_b6gIVWu3tCh2WyACUEAAYAiAAEgK0t_D_BwE) (besucht am 24.08.2020).
- [DIN96] DIN EN 60613-2:1996. *Grafische Symbole für Schaltpläne*. Beuth Verlag, 1996.
- [Gro91] W. H. Gross. *Current Feedback Amplifier “Do’s and Don’ts”*. Design Note 46. Linear Technology. Apr. 1991.
- [Gus11] F. Gustrau. *Hochfrequenztechnik*. Carl Hanser Verlag München, 2011. ISBN: 9783446425880.
- [Hen17] B. Henning. „Messtechnische Signalanalyse mit MATLAB und Python“. Arbeitsunterlagen zum Fach. 2017.
- [Heu09] H. Heuermann. *Hochfrequenztechnik*. Hrsg. von O. Mildenerger. 3. Auflage. Vieweg+Teubner, 2009. ISBN: 9783834807694.

- [Heu20] H. Heuermann. *Mikrowellentechnik*. Springer Vieweg, 2020. ISBN: 9783658290238.
- [AD17] *High Voltage Latch-Up Proof, Quad SPST Switches*. ADG5412. Rev. D. Analog Devices. Nov. 2017.
- [Hil06] U. Hilleringmann. *Mikrosystemtechnik*. Teubner Verlag, 2006. ISBN: 3835100033.
- [Ler12] R. Lerch. *Elektrische Messtechnik*. 6. Auflage. Springer Vieweg, 2012. ISBN: 9783642226083.
- [Lun10] J. Lunze. *Regelungstechnik 1*. 8. Auflage. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010. ISBN: 9783642138072.
- [Mal14] L. G. Maloratsky. *Passive RF & Microwave Integrated Circuits*. Newnes, 2014. ISBN: 9780750676991.
- [TI93] *OA-11 A Tutorial on Applying Op Amps to RF Applications*. Revised April 2013. Texas Instruments. Sep. 1993.
- [PS13] W. Pläßmann und D. Schulz, Hrsg. *Handbuch Elektrotechnik*. 6. Auflage. Springer Vieweg, 2013. ISBN: 9783834810212.
- [Rau12] J. Rautenberg. „Ein wellenleiterbasiertes Verfahren zur Bestimmung von Materialdaten für die realitätsnahe Simulation von Schallausbreitungsphänomenen am Beispiel stark absorbierender Kunststoffe“. Dissertation Dr.-Ing. Universität Paderborn, 2012.
- [Rin13] K. Rinortner. *Tipps zur Auswahl des passenden CMOS-Analogschalters – Teil 1*. 12. März 2013. URL: <https://www.analog-praxis.de/tipps-zur-auswahl-des-passenden-cmos-analogschalters-teil-1-a-535807/> (besucht am 24. 08. 2020).
- [RB96] L. W. Ritchey und J. C. Blankenhorn. *High Speed PCB Design*. 4. Auflage. SMT Plus Inc. & Ritchek, 1996.
- [Sch19] P. Schreier. „Vorlesung Signaltheorie“. Arbeitsunterlagen zum Fach. 2019.
- [Thi13] A. Thiede. *Integrierte Hochfrequenzschaltkreise*. Springer Vieweg, 2013. ISBN: 9783834812469.
- [TI18] *THS3491 High-Power Output Current Feedback Amplifier*. Revised July 2018. Texas Instruments. März 2018.
- [TSG19] U. Tietze, C. Schenk und E. Gamm. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 16. Auflage. Springer Vieweg, 2019. ISBN: 9783662485538.

## Literaturverzeichnis

- [VZ06] F. Völklein und T. Zetterer. *Praxiswissen Mikrosystemtechnik*. 2. Auflage. Vieweg Verlag, 2006. ISBN: 3528138912.
- [Wad91] B. C. Wadell. *Transmission Line Design Handbook*. Artech House Inc, 1991. ISBN: 0890064369.
- [Web14] M. Webersen. „Identifikation von Piezokomposit-Ultraschallwandlern durch Lösen eines nichtlinearen inversen Problems“. Masterarbeit. Universität Paderborn, Okt. 2014.
- [Zei13] E. Zeidler. *Springer-Taschenbuch der Mathematik*. 3. Auflage. Springer Spektrum, 2013. ISBN: 9783835101234.
- [Zei19] H. Zeipert. „Selektive Anregung akustischer Lamb-Wellen mit elektronisch einstellbarer Wellenzahl“. Masterarbeit. Universität Paderborn, Dez. 2019.
- [ZB00] O. Zinke und H. Brunswig. *Hochfrequenztechnik 1*. Hrsg. von A. Vlcek, H. L. Hartnagel und K. Mayer. 6. Auflage. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2000. ISBN: 354066405X.

# A Mathematische Herleitungen

## A.1 Vollständiges elliptisches Integral

Im Folgenden wird die Berechnung des vollständigen elliptischen Integrals erster Art gezeigt. Das vollständige elliptische Integral  $K(k)$  ist definiert als

$$K(k) := F(k, \frac{\pi}{2}) \quad (\text{A.1})$$

mit

$$F(k, \varphi) = \int_0^\varphi \frac{d\psi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \psi}}. \quad (\text{A.2})$$

Eine Darstellung als konvergente Potenzreihe ist ebenfalls möglich wenn die komplexe Zahl  $k$  der Ungleichung  $|k| < 1$  genügt:

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\psi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \psi}} = \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{k^2}{4} + \frac{9k^4}{64} + \dots \right) \quad (\text{A.3})$$

$$= \frac{\pi}{2} \left( 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdots (2n-1)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdots 2n} \right)^2 k^{2n} \right) \quad (\text{A.4})$$



# B Frequenzgänge und Modellparameter verschiedener Verstärker

Im Folgenden werden die gemessenen Amplitudengänge, sowie die ermittelten Modellparameter der verschiedenen Verstärker aufgeführt. Die Berechnung und Herleitung ist in Abschnitt 5.2 dargestellt und wurde beispielhaft für den ersten Verstärker durchgeführt.

## B.1 ADG5412 als Schaltelement

Tabelle B.1: Ermittelte Modellparameter eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des ersten Verstärkers

Verstärkung	Parameter		
	$\omega_0$	$k_s$	$D$
20 dB	107 070 607 rad s <sup>-1</sup>	9,75	0,48
28 dB	138 101 848 rad s <sup>-1</sup>	24,1	0,63
34 dB	137 717 164 rad s <sup>-1</sup>	46,77	0,64
40 dB	140 409 957 rad s <sup>-1</sup>	95,5	0,66

## B Frequenzgänge und Modellparameter verschiedener Verstärker

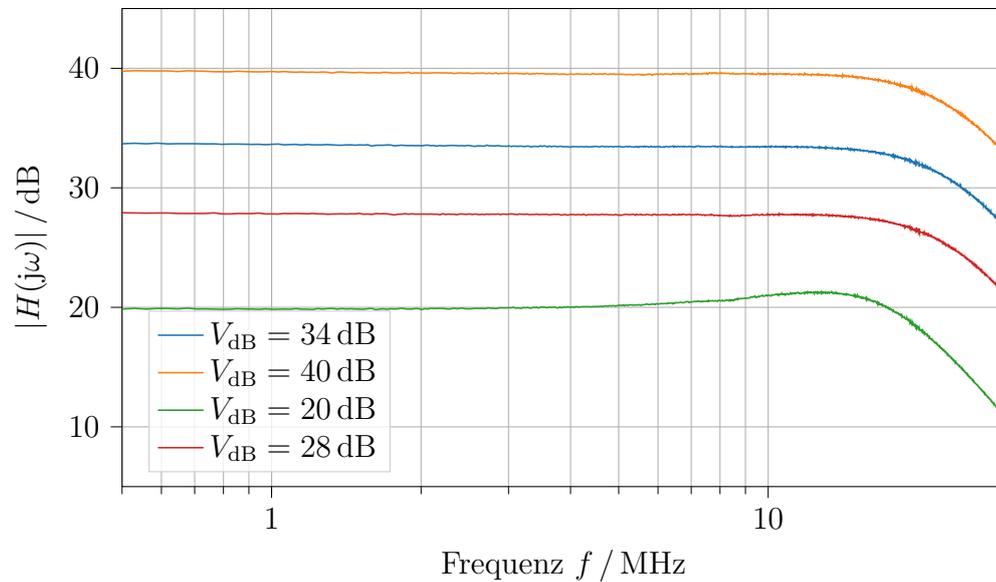


Abbildung B.1: Amplitudengang des ersten Verstärkers bei verschiedenen eingestellten Verstärkungen

Tabelle B.2: Filterkoeffizienten eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des ersten Verstärkers

Verstärkung	Koeffizienten					
	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_0$	$b_1$	$b_2$
20 dB	1	$8,966 \cdot 10^{-9}$	$8,723 \cdot 10^{-17}$	9,75	0	0
28 dB	1	$9,124 \cdot 10^{-9}$	$5,243 \cdot 10^{-17}$	24,1	0	0
34 dB	1	$9,294 \cdot 10^{-9}$	$5,273 \cdot 10^{-17}$	46,77	0	0
40 dB	1	$9,401 \cdot 10^{-9}$	$5,072 \cdot 10^{-17}$	95,5	0	0

Tabelle B.3: Prozentuale Abweichung zwischen der Messung und der Simulation eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des ersten Verstärkers

Verstärkung	$f_{\text{rel,max}}$	$\bar{f}_{\text{rel}}$
20 dB	0,83 %	0,052 %
28 dB	0,94 %	-0,029 %
34 dB	0,996 %	0,009 %
40 dB	0,655 %	0,076 %

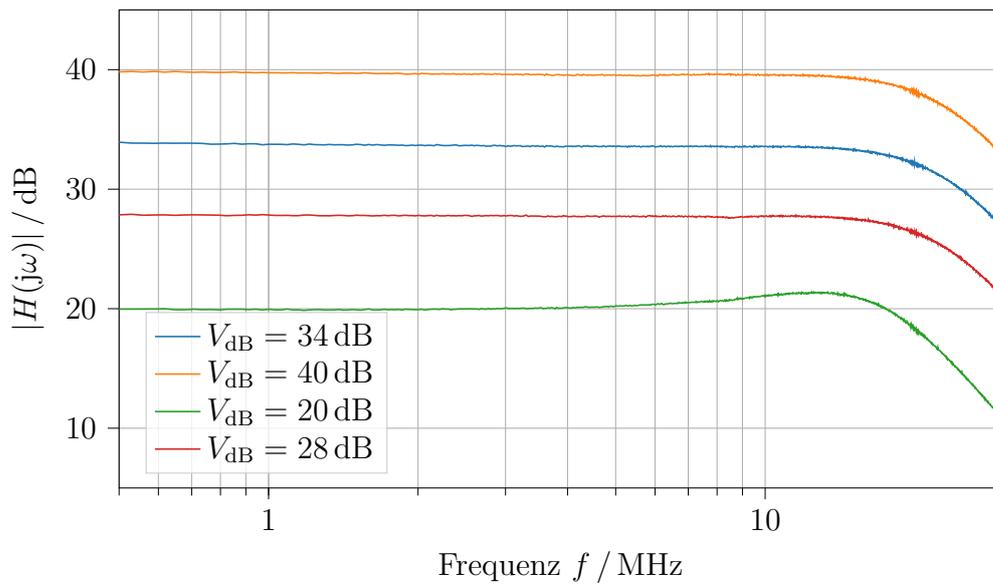


Abbildung B.2: Amplitudengang des zweiten Verstärkers bei verschiedenen eingestellten Verstärkungen

B Frequenzgänge und Modellparameter verschiedener Verstärker

Tabelle B.4: Ermittelte Modellparameter eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des zweiten Verstärkers

Verstärkung	Parameter		
	$\omega_0$	$k_s$	$D$
20 dB	107 070 607 rad s <sup>-1</sup>	9,78	0,48
28 dB	137 332 479 rad s <sup>-1</sup>	24,05	0,63
34 dB	139 255 903 rad s <sup>-1</sup>	47,65	0,65
40 dB	140 409 957 rad s <sup>-1</sup>	95,72	0,66

Tabelle B.5: Filterkoeffizienten eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des zweiten Verstärkers

Verstärkung	Koeffizienten					
	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_0$	$b_1$	$b_2$
20 dB	1	$8,966 \cdot 10^{-9}$	$8,723 \cdot 10^{-17}$	9,78	0	0
28 dB	1	$9,175 \cdot 10^{-9}$	$5,302 \cdot 10^{-17}$	24,05	0	0
34 dB	1	$9,335 \cdot 10^{-9}$	$5,157 \cdot 10^{-17}$	47,65	0	0
40 dB	1	$9,401 \cdot 10^{-9}$	$5,702 \cdot 10^{-17}$	95,72	0	0

Tabelle B.6: Prozentuale Abweichung zwischen der Messung und der Simulation eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des zweiten Verstärkers

Verstärkung	$f_{\text{rel,max}}$	$\bar{f}_{\text{rel}}$
20 dB	0,831 %	-0,097 %
28 dB	0,999 %	-0,038 %
34 dB	1,009 %	0,005 %
40 dB	0,671 %	0,052 %

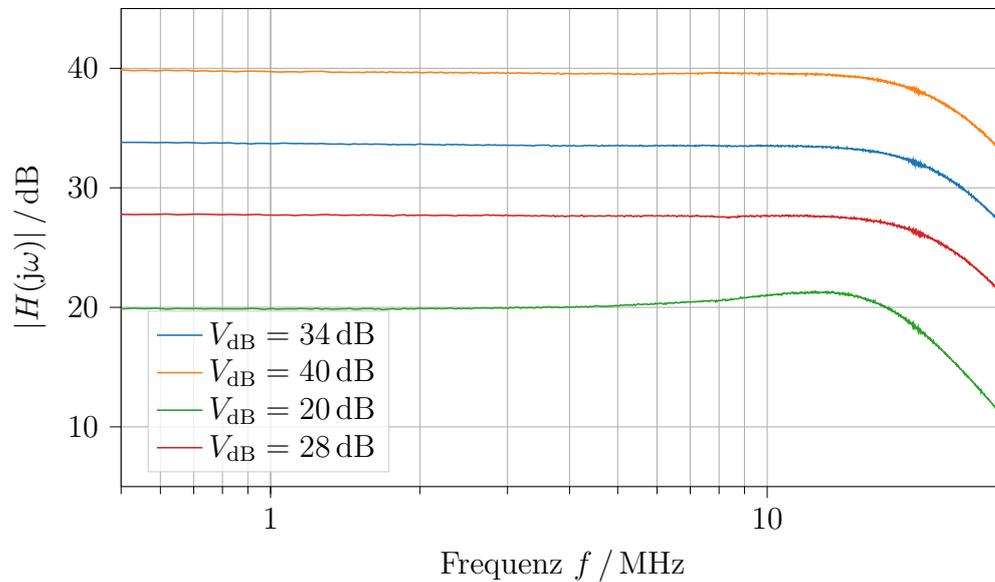


Abbildung B.3: Amplitudengang des dritten Verstärkers bei verschiedenen eingestellten Verstärkungen

Tabelle B.7: Ermittelte Modellparameter eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des dritten Verstärkers

Verstärkung	Parameter		
	$\omega_0$	$k_s$	$D$
20 dB	107 455 292 $\text{rad s}^{-1}$	9,69	0,48
28 dB	137 332 479 $\text{rad s}^{-1}$	23,82	0,63
34 dB	138 871 218 $\text{rad s}^{-1}$	47,37	0,65
40 dB	141 564 012 $\text{rad s}^{-1}$	96,29	0,67

Tabelle B.8: Filterkoeffizienten eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des dritten Verstärkers

Verstärkung	Koeffizienten					
	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_0$	$b_1$	$b_2$
20 dB	1	$8,934 \cdot 10^{-9}$	$8,661 \cdot 10^{-17}$	9,69	0	0
28 dB	1	$9,175 \cdot 10^{-9}$	$5,302 \cdot 10^{-17}$	23,82	0	0
34 dB	1	$9,361 \cdot 10^{-9}$	$5,185 \cdot 10^{-17}$	47,37	0	0
40 dB	1	$9,466 \cdot 10^{-9}$	$4,990 \cdot 10^{-17}$	96,29	0	0

Tabelle B.9: Prozentuale Abweichung zwischen der Messung und der Simulation eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des dritten Verstärkers

Verstärkung	$f_{\text{rel,max}}$	$\bar{f}_{\text{rel}}$
20 dB	0,951 %	-0,107 %
28 dB	0,925 %	-0,04 %
34 dB	0,938 %	0,004 %
40 dB	0,76 %	0,083 %

## B.2 ADGM1304 als Schaltelement

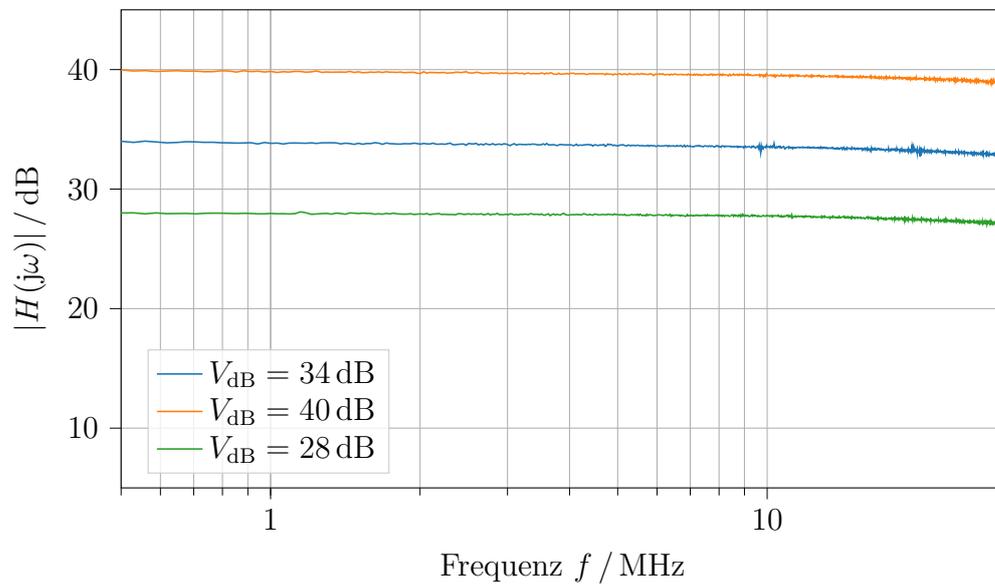


Abbildung B.4: Amplitudengang des dritten Verstärkers bei verschiedenen eingestellten Verstärkungen

B Frequenzgänge und Modellparameter verschiedener Verstärker

Tabelle B.10: Ermittelte Modellparameter eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des Verstärkers, mit einem ADGM1304 als Umschalter

Verstärkung	Parameter		
	$\omega_0$	$k_s$	$D$
20 dB	-	-	-
28 dB	567 281 873 rad s <sup>-1</sup>	24,72	0,99
34 dB	516 247 021 rad s <sup>-1</sup>	48,4	0,99
40 dB	495 089 357 rad s <sup>-1</sup>	97,31	0,99

Tabelle B.11: Filterkoeffizienten eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des Verstärkers, mit einem ADGM1304 als Umschalter

Verstärkung	Koeffizienten					
	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_0$	$b_1$	$b_2$
20 dB	-	-	-	-	-	-
28 dB	1	$3,49 \cdot 10^{-9}$	$3,107 \cdot 10^{-18}$	24,72	0	0
34 dB	1	$3,835 \cdot 10^{-9}$	$3,752 \cdot 10^{-18}$	48,4	0	0
40 dB	1	$3,999 \cdot 10^{-9}$	$4,08 \cdot 10^{-18}$	97,31	0	0

Tabelle B.12: Prozentuale Abweichung zwischen der Messung und der Simulation eines  $PT_2$ -Gliedes für verschiedene Verstärkungen des Verstärkers, mit einem ADGM1304 als Umschalter

Verstärkung	$f_{\text{rel,max}}$	$\bar{f}_{\text{rel}}$
20 dB	-	-
28 dB	1,452 %	-0,013 %
34 dB	4,948 %	0,007 %
40 dB	0,794 %	0,106 %

# C Schaltpläne und Layout

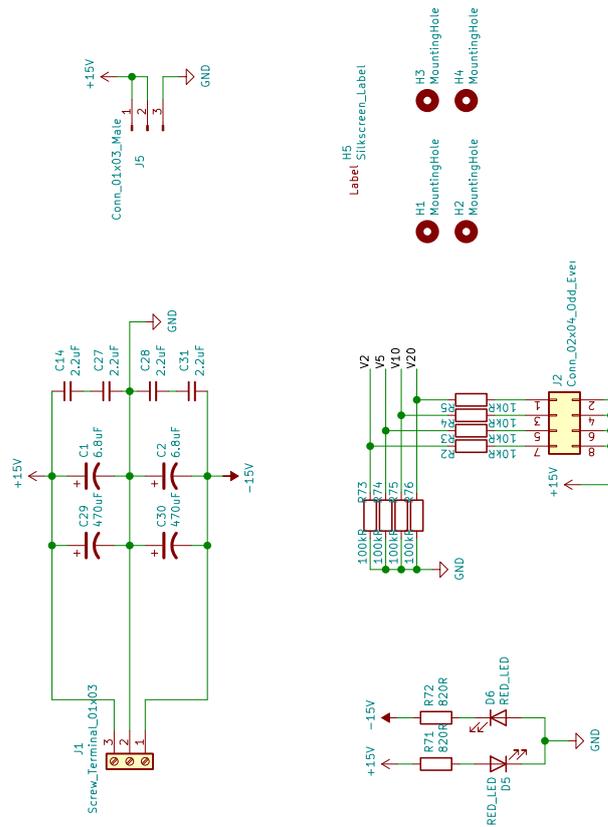


Abbildung C.1: Schaltplan des ersten Verstärkers mit einem ADG5412 als Schaltelement. Seite 1.

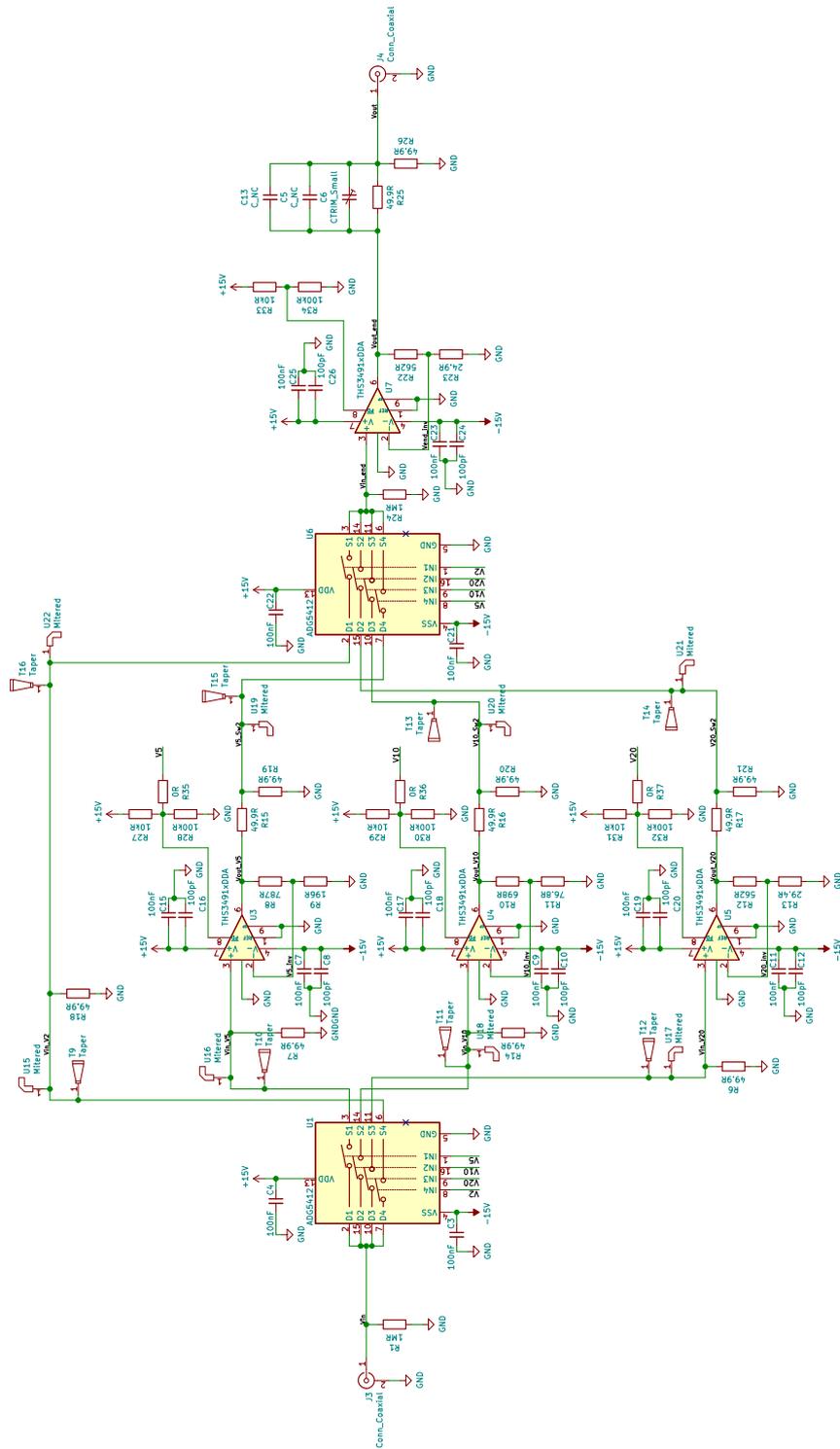


Abbildung C.2: Schaltplan des ersten Verstärkers mit einem ADG5412 als Schaltelement. Seite 2.

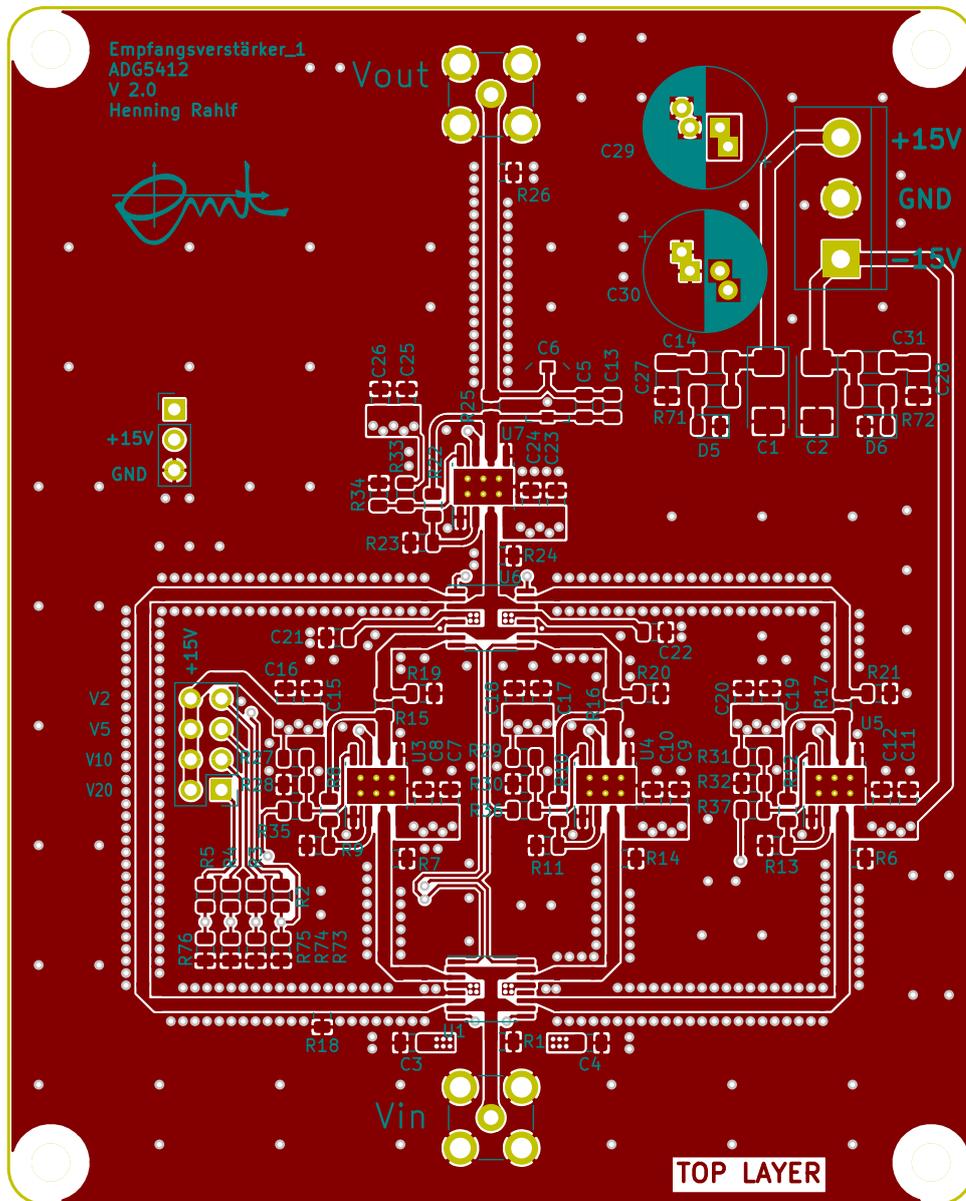


Abbildung C.3: Top Layout des ersten Verstärkers mit einem ADG5412 als Schaltelement

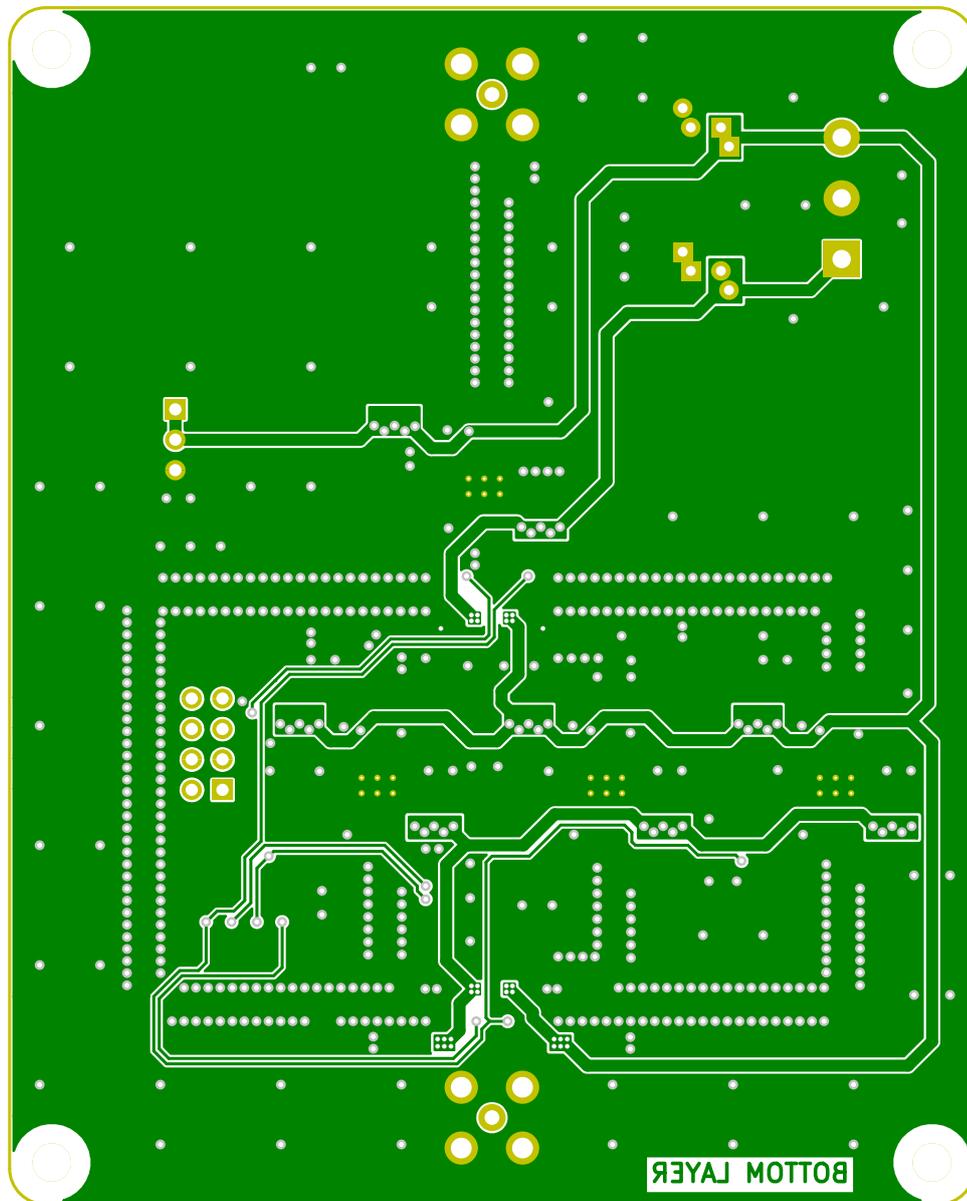


Abbildung C.4: Bottom Layout des ersten Verstärkers mit einem ADG5412 als Schaltelement

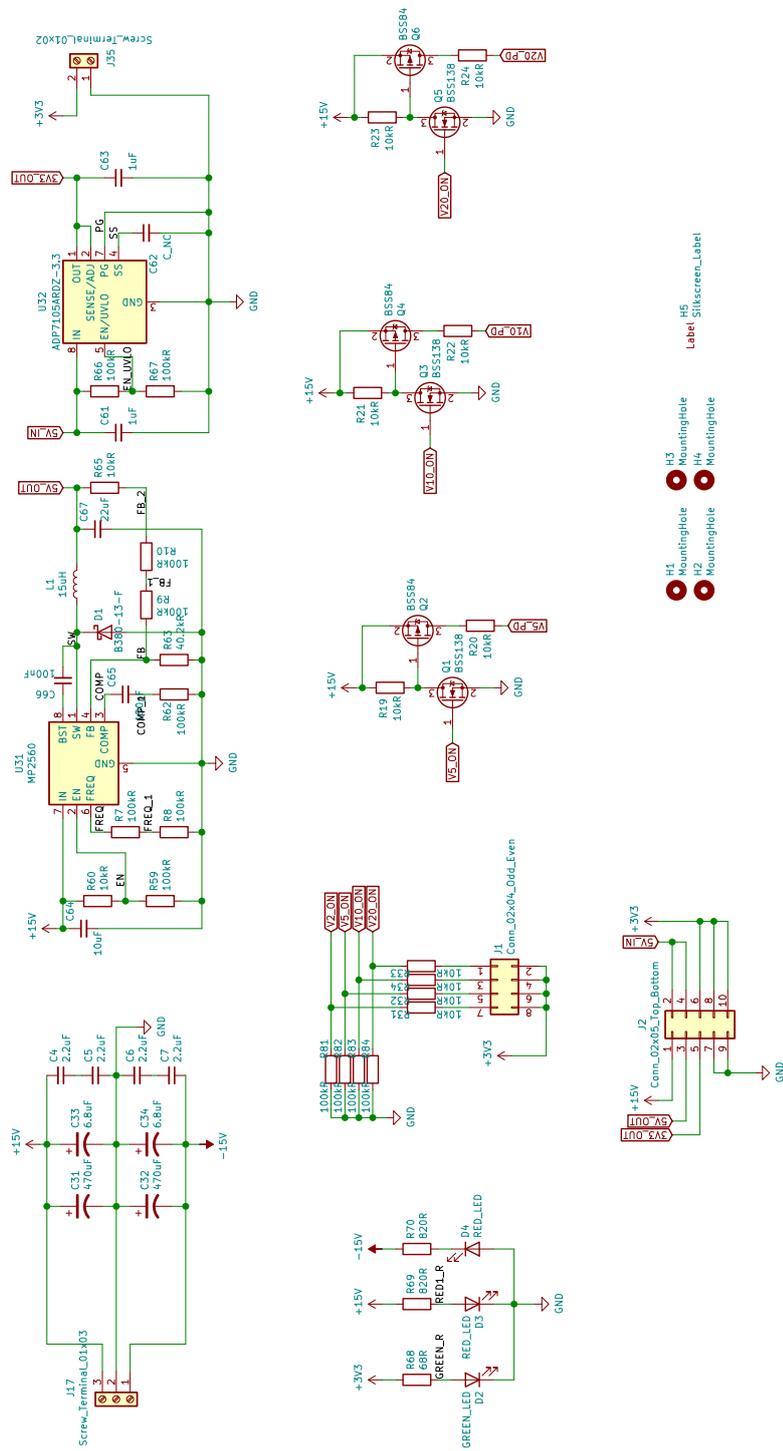


Abbildung C.5: Schaltplan des zweiten Verstärkers mit einem ADGM1304 als Schaltelement. Seite 1.

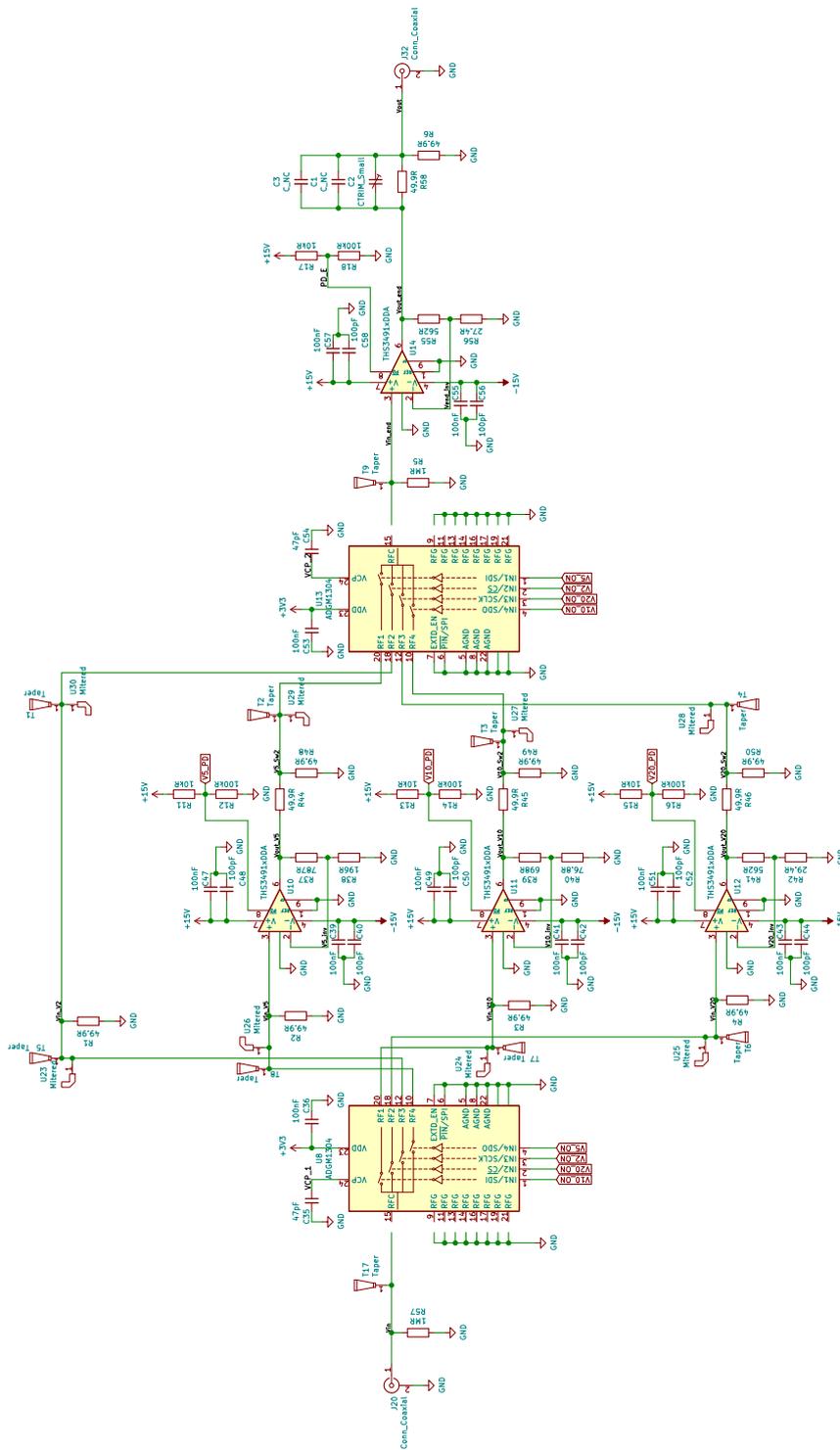


Abbildung C.6: Schaltplan des zweiten Verstärkers mit einem ADGM1304 als Schaltelement. Seite 2.

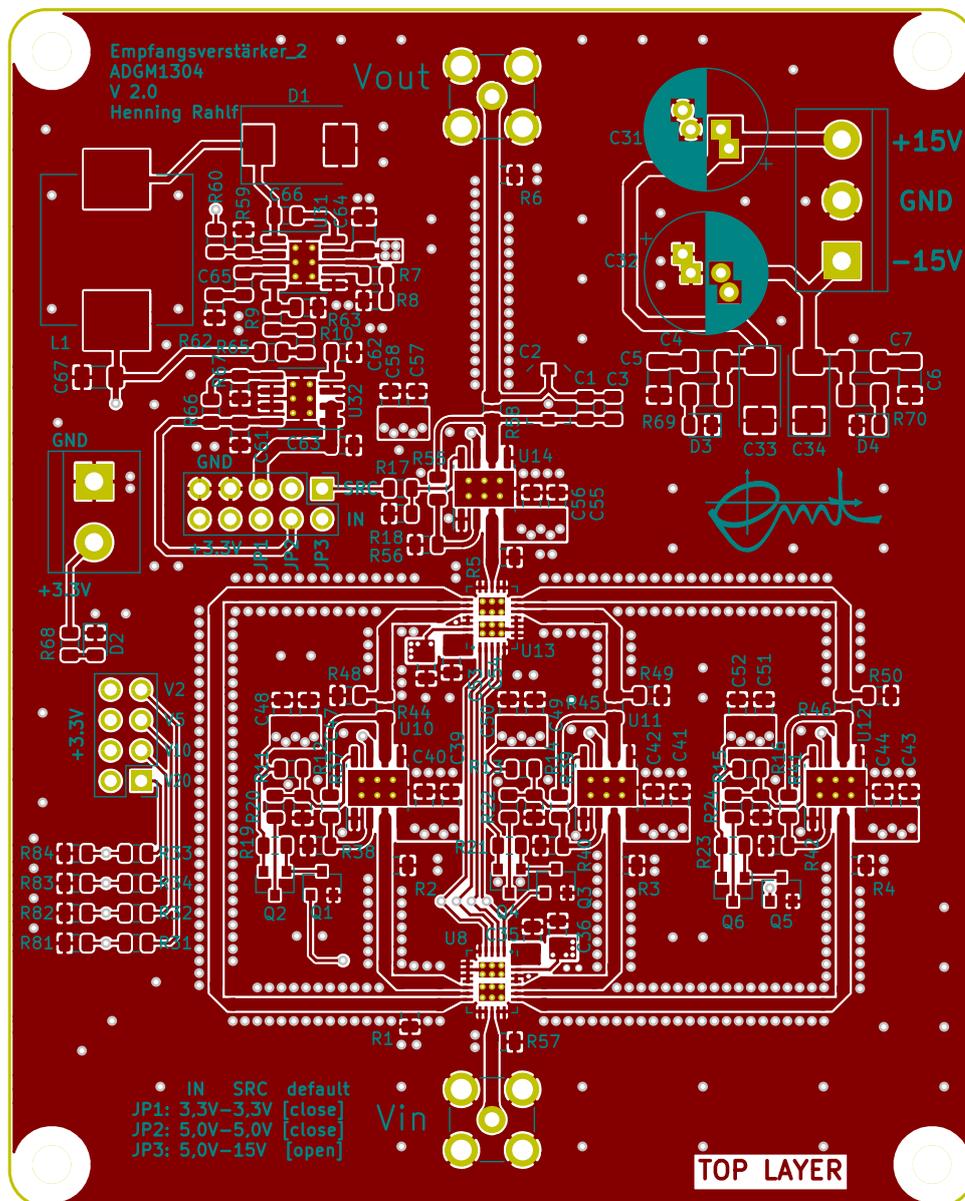


Abbildung C.7: Top Layout des zweiten Verstärkers mit einem ADGM1304 als Schaltelement

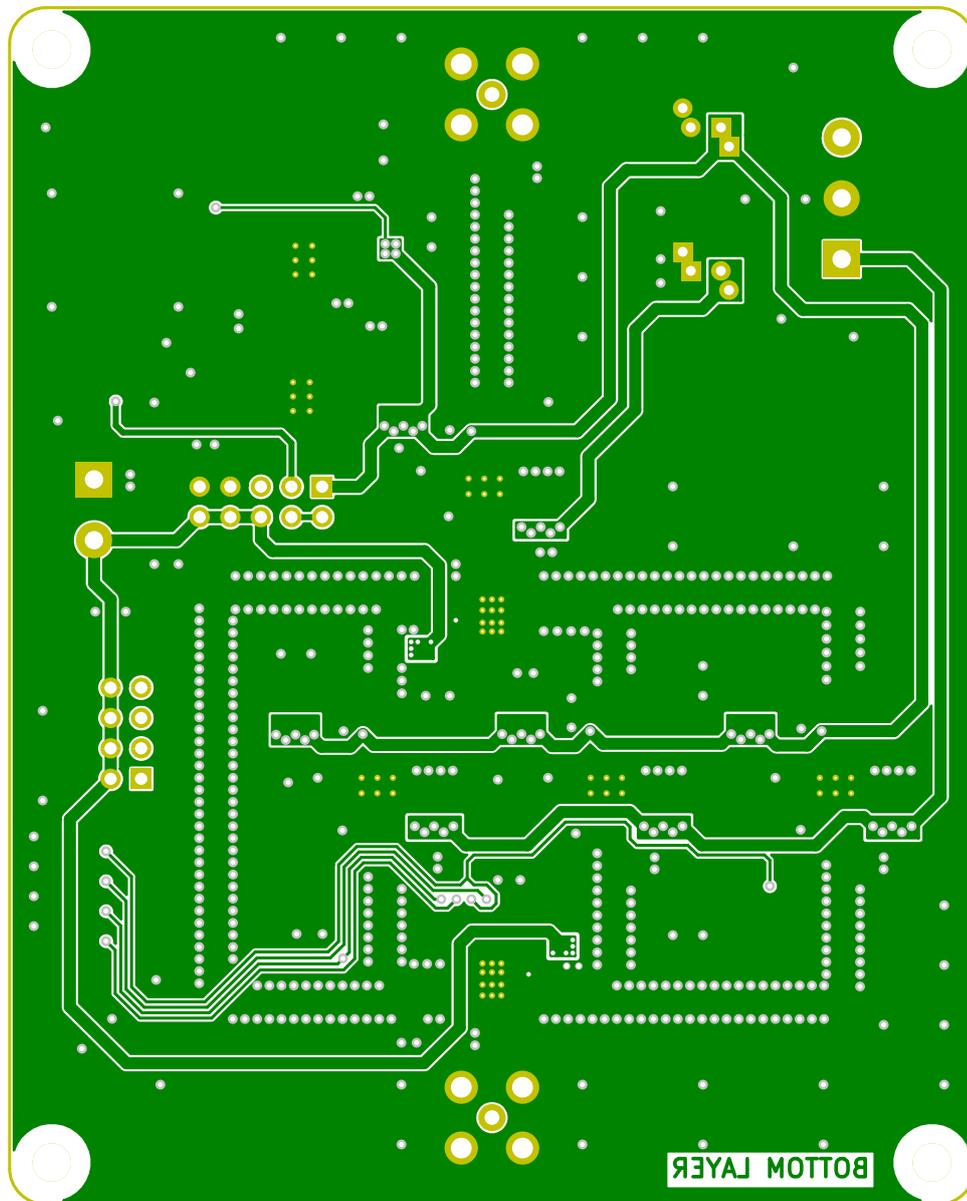


Abbildung C.8: Bottom Layout des zweiten Verstärkers mit einem ADGM1304 als Schaltelement

# D Testsignale am BeKAM

## Messplatz

Im Folgenden ist die Messung eines Testsignals mit den drei realisierten Verstärkern am *BeKAM* Messplatz in Abbildung D.1 dargestellt. Außerdem ist die Abweichung  $U_{\text{diff}}$  zwischen dem zweiten beziehungsweise dritten Empfangssignal und dem ersten in Abbildung D.2 dargestellt. Die maximale absolute Abweichung zwischen dem ersten und zweiten Empfangssignal beträgt  $e_{\text{abs,max}} = 107,91 \text{ mV}$ , während die durchschnittlichen absoluten Abweichung  $\bar{e}_{\text{abs}} = 7,87 \text{ mV}$  beträgt. Zwischen dem ersten und dritten Empfangssignal liegt eine maximale absolute Abweichung von  $e_{\text{abs,max}} = 161,52 \text{ mV}$ , bei einer durchschnittlichen absoluten Abweichung von  $\bar{e}_{\text{abs}} = 11,24 \text{ mV}$ . Die maximale relative Abweichung im Bezug zur maximalen Amplitude des ersten Empfangssignales beträgt beim zweiten Verstärker  $f_{\text{rel,max}} = 3,44 \%$  und beim dritten Verstärker  $f_{\text{rel,max}} = 5,14 \%$ . Im Vergleich dazu liegt die durchschnittliche relative Abweichung beim zweiten Verstärker bei  $\bar{f}_{\text{rel}} = -0,0044 \%$  und beim dritten Verstärker bei  $\bar{f}_{\text{rel}} = -0,0093 \%$ .

#### D Testsignale am BeKAM Messplatz

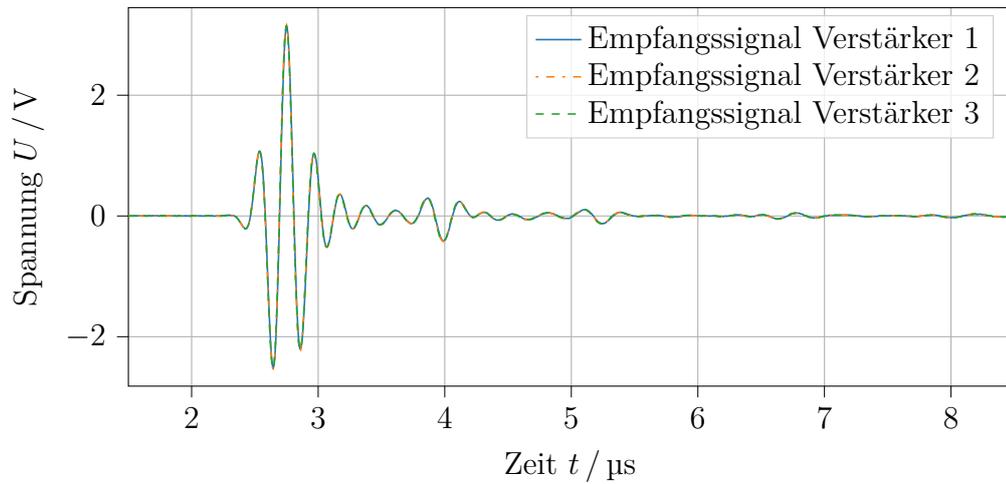


Abbildung D.1: Darstellung von drei realen Messsignalen am *BeKAM* Messplatz welche mit den drei realisierten Verstärkern, mit einem ADG5412 als Schaltelement aufgenommen worden sind

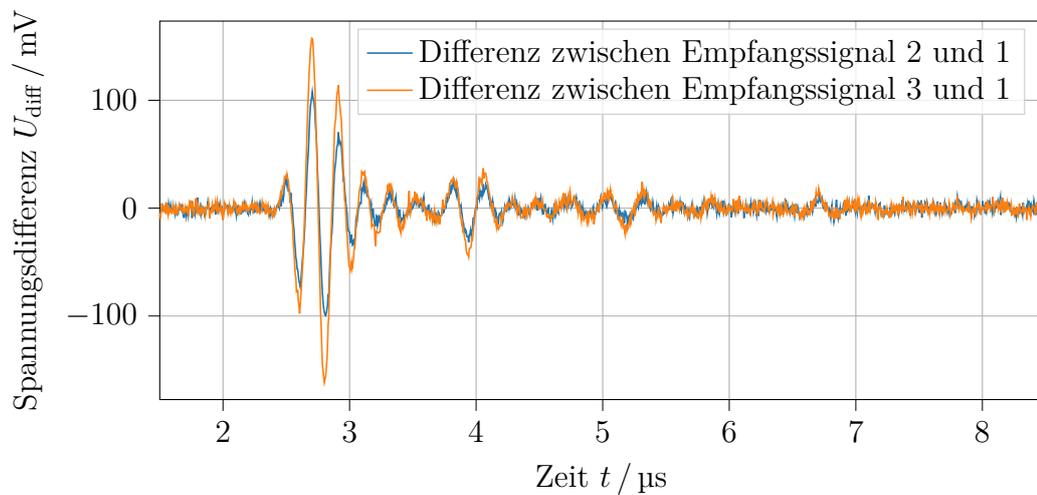


Abbildung D.2: Darstellung der Abweichungen  $U_{\text{diff}}$  zwischen dem zweiten und ersten, sowie dem dritten und ersten Empfangssignal

# Erklärung

Ich versichere, diese Arbeit selbstständig angefertigt, alle verwendeten Hilfsmittel vollständig und genau angegeben sowie kenntlich gemacht zu haben, was aus Arbeiten anderer unverändert oder mit Abänderungen entnommen wurde.

Paderborn, den \_\_\_\_\_  
(Datum) (Unterschrift)