



Hochschule für angewandte Wissenschaften Coburg
Fakultät Elektrotechnik und Informatik

Studiengang: Elektro- und Informationstechnik

Bachelorarbeit

Entwicklung einer Sende-/Empfangsschaltung für Puls-Echo-Ultraschallmessungen

Seithe, Felix

Abgabe der Arbeit: 01.08.2026

Betreut durch:

Prof. Dr. Hans-Martin Tröger, Hochschule Coburg

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt verschiedene Konzepte zur Empfangsverstärkung und Sende-/Empfangstrennung im Kontext von Impuls-Echo-Messungen im Ultraschallbereich unter Verwendung piezoelektrischer Schallwandler. Die untersuchten Schaltungsvarianten werden hierbei hinsichtlich ihrer Eignung für verschiedene Frequenzen, Anregespannungen und Schallwandler bewertet und in einer breit anwendbaren Laborelektronik umgesetzt.

Die Laborelektronik und vorgestellten Schaltungen werden für den Frequenzbereich von 20 kHz bis 20 MHz, Schalt- bzw. Blindzeit von $2\text{ }\mu\text{s}$, Anregeamplituden von bis zu 100 V_{pp} und Empfangspegel im unteren Millivolt-Bereich analysiert, entworfen und überprüft. Als Ansätze der Empfangsverstärkung werden Ladungs- und Spannungsverstärkung beschrieben, sowie zwei ausgewählte Topologien ausgelegt und getestet. Die Ergebnisse sind, dass der betrachtete Ladungsverstärker vornehmlich für geringe Frequenzen und Messung der absolut auf den Sensor wirkenden Kraft geeignet ist. Wohingegen der Spannungsverstärker für breitbandige, hochfrequente Messungen von Vorteil ist, bei welchen der relative Unterschied zwischen mehreren Messwerten erfasst werden soll. Im Gebiet der Sende-/Empfangstrennung wurden mehrere automatisch und aktiv schaltende Schaltungslösungen untersucht. Durch Messung und Schaltungsanalyse wurde hierbei festgestellt, dass auf Dioden und MOSFET basierende, automatisch trennende Netzwerke gut für breitbandige Anwendungen geeignet sind, in welchen schnelle Schaltzeiten und hohe Anregeamplituden bei geringen Empfangspegeln zu erwarten sind. Ihre Nachteile liegen vor allem in ihrer großen Nichtlinearität, welche insbesondere bei geringen Anregeamplituden zu großen Verzerrungen des Anregesignals sowie erhöhter Einfügedämpfung im Anregefall führt. Aktive geschaltete Sende-/Empfangsschalter, wie der betrachtete Analogschalter, können dahingegen äußerst geringe Verzerrung bei geringer Einfügedämpfung erreichen. Jedoch lassen sich mit den betrachteten aktiv gesteuerten Schaltern, schnelle Schaltzeiten kaum mit hohen Anregeamplituden vereinen. Außerdem bringen Sie während des Umschaltprozesses Störungen in den Sende- und Empfangspfad ein. Die entwickelte general-purpose Laborelektronik wurde auf Basis der erarbeiteten Erkenntnisse mit Dioden-Brücken als Sende-/Empfangstrennung sowie einem Instrumentenverstärker als Empfangsverstärker realisiert. In dieser Konfiguration kann ein breiter Frequenz- und Spannungsbereich für eine große Variation an Schallwandlern realisiert werden, was für den Betrieb der Schaltung in einer Laborumgebung von Vorteil ist.

Abstract

Subjects of this thesis are the analysis of different methods for amplification and transmit-receive-switching for pulse-echo measurements using piezoelectric transducers in the ultrasonic range. The analysed circuits are furthermore evaluated for different frequencies and transmit-voltages and are applied in the development of a general-purpose circuitry.

The general-purpose-electronic and analysed circuits are designed and tested for a bandwidth of 20 kHz to 20 MHz, switching-times of $2\mu\text{s}$, transmit voltages of 100 V_{pp} and receive voltages in the millivolt range. As variants of amplification, charge-amplification and voltage-amplification have been considered and one amplifier for each concept has been developed and tested. The experimental results lead to the conclusion that the analysed charge amplifier is best suited for low-bandwidth applications with the objective of measuring the absolute force on the piezoelectric transducer, whereas voltage amplifiers are better suited for high-frequency broadband use where relative measurements are of concern. As methods for transmit-receive-switching multiple automatic switching and active switching networks have been considered. As a result automatic networks using diodes and MOSFETs were best suited for broadband switching requiring low switching-times and high voltages, their disadvantage, however, is that they have a high-harmonic distortion and a voltage-level-dependent isolation and insertion loss. Active networks can achieve much less distortion and have voltage-level-independent isolation, but are at a disadvantage when it comes to switching high voltages combined with fast switching-times. Another disadvantage of actively controlled switches is the distortion introduced to receiver and transducer while switching. The developed general-purpose circuitry was designed using diode-bridges as transmit-receive switch and an instrumentation amplifier as receive amplifier with the goal of supporting a wide range of transducers over a broad frequency and voltage ranges.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	2
Abstract	3
Abbildungsverzeichnis	7
Tabellenverzeichnis	10
Symbolverzeichnis	11
Abkürzungsverzeichnis	15
1 Einleitung	16
1.1 Kontext der Arbeit	16
1.2 Rahmenbedingungen und Zielsetzung	17
1.3 Aufgabenstellung	19
1.4 Aufbau der Arbeit	19
2 Grundlagen	20
2.1 Schallausbreitung	20
2.2 Piezoelektrische Schallwandler	21
2.2.1 Piezoelektrischer Effekt	21
2.2.2 Dynamisches Verhalten und elektrische Modellierung	24
2.3 PIN-Dioden	26
3 Varianten von Empfangsverstärkern	28
3.1 Anforderungen an die Operationsverstärker	28
3.2 Spannungsverstärker	29
3.2.1 Theoretisches Funktionsprinzip	29
3.2.2 Topologie und Vorüberlegungen	30
3.2.3 Design	32
3.2.4 Validierung im Frequenzbereich	33
3.3 Ladungsverstärker	36
3.3.1 Theoretisches Funktionsprinzip	36
3.3.2 Topologie und Vorüberlegungen	38
3.3.3 Design	41
3.3.4 Validierung im Frequenzbereich	42
3.4 Zusammenfassung der Erkenntnisse	46

4	Varianten der Sende-/Empfangstrennung	48
4.1	Mindestanforderungen	49
4.2	Automatisch schaltende Diodenschaltungen	50
4.2.1	Funktionsprinzip	50
4.2.2	Diodenauswahl	50
4.2.3	Design	52
4.2.4	Erweiterung durch Diodenbrücken	53
4.3	Automatische schaltende MOSFET-Schaltungen	54
4.3.1	Funktionsprinzip	54
4.3.2	Design	57
4.4	PIN-Dioden-Schalter	60
4.4.1	Funktionsprinzip	60
4.4.2	Isolation und Umschaltgeschwindigkeit	62
4.4.3	Design	63
4.5	MOSFET Analogschalter	66
4.5.1	Funktionsprinzip	66
4.5.2	Design	67
4.6	Validierung ausgewählter Methoden	70
4.6.1	Betrachtung der Expander im Zeitbereich	70
4.6.2	Einfügedämpfung und THD der Expander	72
4.6.3	Isolation der Expander	77
4.6.4	Betrachtung der Limiter im Zeitbereich	80
4.6.5	Einfügedämpfung der Limiter	83
4.6.6	THD der Limiter	86
4.7	Zusammenfassung der Erkenntnisse	87
5	Entwicklung der Gesamtschaltung	90
5.1	Sende-/Empfangstrennung	90
5.2	Empfangsschaltung	94
6	Fazit und Ausblick	95
	Literaturverzeichnis	96
	Glossar	101
Anhang A1	Schaltplan und Layout der Sende-/Empfangsschalter Prototypen	102
Anhang A2	Vergleichsmessungen zur Bestimmung der THD-Änderung durch Expander und Limiter	110

Anhang A3	Python Messskript für die Messung von Einfügedämpfung und THD	111
Anhang A4	Schaltplan und Layout der entwickelten General-Purpose-Schaltung	124
Ehrenwörtliche Erklärung		137

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1:	Prinzip des Impulsechoverfahrens, Abbildung aus [KK86, S.176]	17
Abb. 2:	Schematischer Messaufbau bei Impulsecho-Messungen im ISAT	18
Abb. 3:	Schematische Darstellung positiver Si-Ion und negativer O-Ionen in einer Quarz-Elementarzelle. Ohne Krafteinwirkung in a) sind positiver u. negativer Ladungsschwerpunkt im Zentrum. Unter gerichteter Krafteinwirkung in b) wandern die Ladungsschwerpunkte auseinander, es entsteht ein elektrischer Dipol. Abbildungen aus [Pau22, S.228]	22
Abb. 4:	Darstellung von a) Längseffekt, b) Quereffekt und c) Schereffekt bei gerichtet polarisierter piezoelektrischer Keramik und in d) Beispiel der Hysteresekurve einer Solchen. Abbildung aus: [Cze25, S.257]	23
Abb. 5:	Beispiel des Impedanzverlaufs einer freischwingenden, kreisförmigen piezoelektrischen Keramik mit 10 mm Durchmesser und 1 mm Dicke	24
Abb. 6:	Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Wandlers außerhalb der Resonanzstellen, [SRZ22, S.164]	25
Abb. 7:	Ersatzschaltbilds eines piezoelektrischen Wandlers inklusive der Resonanzstellen, abgeändert von [Pau22, S.237]	25
Abb. 8:	Beispielhafte Einfügewiderstände für unterschiedliche PIN-Diodentypen und Vorwärtsströme, Abbildung aus: [Str00, S.2]	27
Abb. 9:	Prinzipschaltbild des Elektrometerverstärkers beim Verstärken piezoelektrischer Signale, abgeändert von [Alt95, S.144]	29
Abb. 10:	Klassischer Instrumentenverstärker aus drei Operationsverstärkern, nach [HH24, S.357]	31
Abb. 11:	Messaufbau verwendet für die Bode-Messungen bei den Empfangsverstärkern	34
Abb. 12:	Bode-Diagramm des Instrumentenverstärkers ohne C_{mess}	35
Abb. 13:	Bode-Diagramm des Instrumentenverstärkers mit Reihenkondensator C_{mess} .	36
Abb. 14:	Prinzipschaltbild des Ladungsverstärkers, abgeändert von [Gau02, S.219] . .	37
Abb. 15:	Ladungsverstärker umgesetzt mit Operationsverstärker in invertierender Grundschaltung	38
Abb. 16:	Bode-Diagramm des Ladungsverstärkers für unterschiedliche Rückkoppelkapazitäten C_f , gemessen bei $C_{mess} = 220\text{ pF}$, $R_f = 1\text{ M}\Omega$	43
Abb. 17:	Bode-Diagramm des Ladungsverstärkers für unterschiedliche Messkapazitäten C_{mess} bei $C_f = 1\text{ nF}$, $R_f = 1\text{ M}\Omega$	44
Abb. 18:	Ladungsverstärkungsverlauf des Ladungsverstärkers für unterschiedliche Messkapazitäten C_{mess} bei $C_f = 1\text{ nF}$, $R_f = 1\text{ M}\Omega$	44
Abb. 19:	Optimierung des Frequenzgangs des Ladungsverstärkers durch unterschiedliche Rückkoppelwiderstände R_f und Reihewiderstände R_r	45

Abb. 20:	Automatische Sende/- Empfangstrennung mit Schottky-Dioden	50
Abb. 21:	Automatische Sende/- Empfangstrennung mit Diodenbrücke, angepasst aus [VPS ⁺ 03]	54
Abb. 22:	Automatische Sende- Empfangstrennung mit NMOS, Eigene modifizierte Darstellung von Limiter aus [CF08] und Expander aus [CS14]	55
Abb. 23:	Ausgangskennlinie eines MOSFET Abbildung aus: [HH24, S.137]	56
Abb. 24:	Simpler breitband T/R-Switch mit PIN-Dioden nach [DJ98, S.12]	61
Abb. 25:	Entwurf eines Bias-Treibers für PIN-Dioden, abgeändert von [Ard10]	64
Abb. 26:	CMOS Analogschalter nach [HH24, S.172]	67
Abb. 27:	Messaufbau für die Zeitverlaufs-Messungen mit den Expandern	70
Abb. 28:	Spannungsverlauf über Last mit Dioden-Expander bei $2V_{pp}$ und $10V_{pp}$ Eingangsspannung. Gelb: Spannung vor Expander, Blau: Spannung nach Expander.	71
Abb. 29:	Spannungsverlauf über Last mit MOSFET-Expander bei $2V_{pp}$ und $10V_{pp}$ Eingangsspannung. Gelb: Spannung vor Expander, Blau: Spannung nach Expander.	71
Abb. 30:	Spannungsverlauf über Last mit Analogschalter bei $2V_{pp}$ und $10V_{pp}$ Eingangsspannung. Gelb: Spannung vor Expander, Blau: Spannung nach Expander.	72
Abb. 31:	Messaufbau zur Bestimmung der Einfügedämpfung und THD der Expander	72
Abb. 32:	Einfügedämpfung des Dioden-Expander	74
Abb. 33:	Einfügedämpfung des MOSFET-Expander	74
Abb. 34:	Einfügedämpfung des Analogschalter TMUX8109	75
Abb. 35:	THD Veränderung durch Dioden-Expander	76
Abb. 36:	THD Veränderung durch MOSFET-Expander	76
Abb. 37:	THD Veränderung durch Analogschalter TMUX8109	77
Abb. 38:	Messaufbaus zur Messung der Isolation des Senders durch die Expander für geringe Spannungspegel	78
Abb. 39:	Dämpfung des Empfangssignals durch die automatisch schaltenden Expander für verschiedene Amplituden und Frequenzen, gepunktete Linie: MOSFET-Expander, gestrichelte Linie: Dioden-Expander	79
Abb. 40:	Dämpfung des Empfangssignals durch den Analogschalters für verschiedene Amplituden und Frequenzen	79
Abb. 41:	Messaufbau für die Überprüfung der Schutzwirkung der Limiter	80
Abb. 42:	Spannung am Ausgang des Dioden-Limiter für eine Spitze-Spitze-Eingangsspannung von $300mV_{pp}$ links und $100V_{pp}$ rechts	81
Abb. 43:	Spannung am Ausgang des MOSFET-Limiter für eine Spitze-Spitze-Eingangsspannung von $300mV_{pp}$ links und $100V_{pp}$ rechts. Gelb: Spannung am Ausgang des Verstärkers, Blau: Spannung am Eingang des Limiters, Violett: Spannung am Ausgang des Limiters	82

Abb. 44:	Spannung am Ausgang des Diodenbrücken-Limiter TX810 für eine Spitze-Spitze-Eingangsspannung von $300\text{ mV}_{\text{pp}}$ links und 100 V_{pp} rechts. Gelb: Spannung am Ausgang des Verstärkers, Blau: Spannung am Eingang des Limiters, Violett: Spannung am Ausgang des Limiters	82
Abb. 45:	Spannung am Ausgang des Analogschalters für eine Spitze-Spitze-Eingangsspannung von $300\text{ mV}_{\text{pp}}$ im geschlossenen Zustand links und 100 V_{pp} im geöffneten Zustand rechts. Gelb: Spannung am Ausgang des Verstärkers, Blau: Spannung am Eingang des Limiters, Violett: Spannung am Ausgang des Limiters . . .	83
Abb. 46:	Messaufbau zum Erfassen der Einfügedämpfung der Limiter	83
Abb. 47:	Einfügedämpfung des Dioden- und MOSFET-Limiter	84
Abb. 48:	Einfügedämpfung des Diodenbrücken-Limiter TX810	85
Abb. 49:	Einfügedämpfung des Analogschalter TMUX8109 mit 100Ω Reihenwiderstand	85
Abb. 50:	THD Veränderung am Empfänger durch den Dioden-Limiter	86
Abb. 51:	THD Veränderung am Empfänger durch den MOSFET-Limiter	87
Abb. 52:	THD Veränderung am Empfänger durch die TX810 Diodenbrücke	87
Abb. 53:	Position des Bias-Treibers im Expander	91
Abb. 54:	OPV-Schaltung zur Umwandlung eines unsymmetrischen Eingangssignals U_e zu einem symmetrischen Ausgangssignal U_a , abgeändert aus [Ard10]	92
Abb. 55:	Bias-Treiber-Schaltung für den Dioden-Expander	93
Abb. 56:	Verstärkungskette der Endschaltung	94
Abb. 57:	THD des verwendeten Verstärkers über Frequenz und Amplitude, welches für die THD-Messungen beim Expander als Referenz verwendet wurde	110
Abb. 58:	THD des verwendeten Funktionsgenerators über Frequenz und Amplitude, welches für die THD-Messungen beim Limiter als Referenz verwendet wurde	110

Tabellenverzeichnis

Tab. 2:	Anforderungen an die zu entwickelnde Elektronik	19
Tab. 3:	Schallgeschwindigkeiten in verschiedenen Medien, aus [HMS ⁺ 17, S.556] . .	21
Tab. 4:	Auswahl an Dioden, Daten aus: [Inf18], [Dio25], [Nex22], [Inf15a], [ROH24]	51
Tab. 5:	Auswahl an Anreicherungs-Typ NMOS, Daten aus: [Sem24], [Inf12c], [Mic], [STM22], [Inf16], [Inf12b], [Mic20]	59
Tab. 6:	Auswahl an Verarmungs-Typ NMOS, Daten aus: [Inf09], [Inf12a], [Inf15b] .	59
Tab. 7:	Auswahl an Analogschalter-ICs, Kennwerte aus [Tex25a], [Tex25b], [Tex25c], [Sup], Falls kein Wert angegeben mit '-' gekennzeichnet, (*) Für die höchste spezifizierte symmetrische Versorgungsspannung, (**) Für $R_L = 1\text{ k}\Omega$, $C_L =$ 5 pF , $V_{pp} = 5\text{ V}$, $f = 20\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$	69

Symbolverzeichnis

Symbol	Bedeutung	[phys. Einheit]
C_K	Kabelkapazität	[F]
C_f	Rückkoppel-Kapazität	[F]
$C_{1,OPV,max}$	Maximal sinnvolle Parallelkapazität des Bias-Treibers, bedingt durch den maximalen Ausgangsstrom des OPV	[F]
$C_{1,iso,max}$	Maximal sinnvolle Parallelkapazität des Bias-Treibers, um die Isolation von Bias-Kreis zu Nutzsignal nicht zu verschlechtern	[F]
C_p	Kapazität des piezoelektrischen Sensors	[F]
C_{ds}	Kapazität zwischen Drain und Source-Anschluss des MOSFET	[F]
C_{f,min,U_a}	Minimale Rückkoppelkapazität des Ladungsverstärkers, bedingt durch die maximale Ausgangsspannung des Operationsverstärkers	[F]
$C_{f,min,A_{oL}}$	Minimale Rückkoppelkapazität des Ladungsverstärkers, bedingt durch die Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	[F]
C_{gs}	Kapazität zwischen Gate- und Source-Anschluss des MOSFET	[F]
C_{in}	Eingangskapazität	[F]
C_{iss}	Eingangskapazität des MOSFETs	[F]
C_{mess}	Vor den Verstärkereingang geschaltete Reihenskapazität um unterschiedliche Schallwandler-Kapazitäten zu emulieren	[F]
C_{oss}	Ausgangskapazität des MOSFETs	[F]
C_{rss}	Rückkoppelkapazität des MOSFETs	[F]
C_x	Kapazitäten in den beschriebenen Schaltungen mit 'x' als Zählindex	[F]
E	Elastizitätsmodul	$[\frac{N}{m^2}]$
E_{r,R_f}	Thermisches Rauschen des Widerstands R_f	[V]
$E_{r,V}$	Eingangsseitige Rausch-Spannungsquelle des Verstärkers	[V]
I_D	Strom in den Drain-Anschluss eines FET	[A]
I_Q	Kurzschlussstrom der Stromquelle	[A]
I_{Bias}	Vorwärtsstrom durch die Diode um diese in den leitenden Betrieb vorzuspannen	[A]
$I_{D,Iso}$	Durchlassstrom des Expanders im Empfangsfall	[A]
$I_{DC,max}$	Maximal erlaubter Gleichstrom	[A]
$I_{Loss,Ex}$	Einfügedämpfung des Expanders	[dB]

Symbol	Bedeutung	[phys. Einheit]
I_{Nutz}	Nutzsignal-Strom	[A]
$I_{OPV,in}$	Eingangsstrom in die Eingänge des OPV	[A]
I_{RC}	Strom durch das RC-Glied	[A]
$I_{a,max}$	Maximaler Ausgangsstrom	[A]
I_f	Vorwärtsstrom durch die Diode	[A]
$I_{r,V}$	Eingangsseitige Rausch-Stromquelle des Verstärkers	[A]
I_{rev}	Rückwärts-Entladestrom durch die Diode	[A]
K	Kompressionsmodul, Verhältnis Volumen- zu Druckänderung	$[\frac{N}{m^2}]$
P	Leistung	[W]
Q_{PIN}	In I-Schicht gespeicherte Ladung einer PIN-Diode	[C]
Q_P	Freigesetzte Ladung des piezoelektrischen Sensors	[C]
Q_{mess}	Ladung gespeichert in der Messkapazität	[C]
R_f	Rückkoppel-Widerstand	$[\Omega]$
R_i	Isolationswiderstand	$[\Omega]$
R_p	Entladewiderstand parallel zum Verstärkereingang	$[\Omega]$
R_r	Zum Ladungsverstärker-Eingang in Serie geschalteter Widerstand	$[\Omega]$
R_f	Rückkoppelwiderstand des Ladungsverstärkers	$[\Omega]$
$R_{lim,min}$	Minimalwert für den stromlimitierenden Widerstand	[V]
R_{lim}	Stromlimitierender Widerstand	$[\Omega]$
R_{xmax}	Maximal sinnvoller Widerstand in den beschriebenen Schaltungen mit 'x' als Zählindex	$[\Omega]$
R_{xmin}	Minimal sinnvoller Widerstand in den beschriebenen Schaltungen mit 'x' als Zählindex	$[\Omega]$
R_x	Widerstand in den beschriebenen Schaltungen mit 'x' als Zählindex	$[\Omega]$
SR	Slew Rate des OPV	[V/sec]
S_O	Spektrale Leistungsdichte des Ausgangsrauschens	$[\frac{V^2}{Hz}]$
T	Temperatur	[K]
$THD_{Ex,dB}$	Harmonische Verzerrung gemessen mit eingebauten Expander	[dB]
$THD_{Lim,dB}$	Harmonische Verzerrung gemessen mit eingebauten Limiter	[dB]
THD_{dB}	Harmonische Verzerrung in dB	[dB]

Symbol	Bedeutung	[phys. Einheit]
$THD_{ref, dB}$	Harmonische Verzerrung gemessen ohne zu prüfende Schaltung als Referenz	[dB]
$THD_{vgl, Ex}$	Harmonische Verzerrung, verwendet zum Vergleich der Verzerrung verschiedener Expander	[dB]
$THD_{vgl, Lim}$	Harmonische Verzerrung, verwendet zum Vergleich der Verzerrung verschiedener Limiter	[dB]
U_D	Spannung über die Diode	[V]
U_a	Ausgangsspannung	[V]
U_e	Eingangsspannung	[V]
U_i	Amplituden der verschiedenen Harmonischen, mit 'i' als Zählindex	[V]
$U_{Bias, Ktrl}$	Spannung die den Bias über die Dioden des Expanders kontrolliert	[V]
U_{Bias}	Über die Dioden eingestellte Spannung um sie in den Vorwärts-betrieb vorzuspannen	[V]
$U_{Bode, OUT}$	Ausgangsspannung des Bode100 Messgeräts	[V]
U_S	Versorgungsspannung	[V]
$U_{a, max}$	Maximale Ausgangsspannung	[V]
$U_{e, max}$	Maximale Eingangsspannung	[V]
$U_{lim, grenz, u}$	Minimale Spannung ab welcher der Limiter begrenzen darf	[V]
$U_{lim, grenz}$	Maximale Spannung auf welcher der Limiter begrenzen muss	[V]
$U_{off, max}$	Maximale Offset-Spannung über den Schallwandler	[V]
$V_{DS, sat}$	Spannung vom Drain- zum Source- Anschluss ab welcher der FET in den Sättigungsbereich übergeht	[V]
V_{DS}	Spannung vom Drain- zum Source-Anschluss eines FET	[V]
V_{th}	Gate-Source-Schwellspannung eines FET	[V]
ΔI_D	Änderung des Stroms durch die Diode	[A]
ΔU_D	Änderung der Spannung über die Diode	[V]
ρ	Dichte	$[\frac{kg}{m^3}]$
$\tau_{B, Stahl}$	Laufzeit einer Schallwelle in Stahl	[s]
$\tau_{B, ring}$	Durch Nachschwingen bedingte Blindzeit des piezoelektrischen Schallwandlers	[s]
τ_{PIN}	Minoritätsladungsträger-Lebenszeit der PIN-Diode	[s]
τ_{off}	Ausschaltzeit	[s]

Symbol	Bedeutung	[phys. Einheit]
c_{fest}	Schallgeschwindigkeit in Festkörpern	$[\frac{m}{s}]$
c_{kompr}	Schallgeschwindigkeit in komprimierbaren Medien	$[\frac{m}{s}]$
dF	Kraftänderung	[N]
f	Frequenz	[Hz]
$f_{go,Nutz}$	Obere Grenzfrequenz des Nutzsignal-Frequenzbereichs	[Hz]
f_{go}	Obere Grenzfrequenz	[Hz]
$f_{gu,Nutz}$	Untere Grenzfrequenz des Nutzsignal-Frequenzbereichs	[Hz]
$f_{gu,PIN}$	Untere Grenzfrequenz der PIN-Diode	[Hz]
f_{gu}	Untere Grenzfrequenz	[Hz]
k_P	Empfindlichkeit des piezoelektrischen Sensors	$[\frac{A}{m}]$
$r_{diff,max}$	Maximaler differentieller Widerstand der Dioden	$[\Omega]$
$r_{diff,min}$	Minimaler differentieller Widerstand der Dioden	$[\Omega]$
$r_{diff,n}$	Normierte Änderung des differentiellen Widerstands der Dioden	$[\Omega]$
r_{diff}	Differentieller Widerstand der Dioden	$[\Omega]$
v	Spannungsverstärkungsfaktor	[o.E.]
$v_{Q_{ideal}}$	idealer Ladungsverstärkungsfaktor	$[\frac{V}{C}]$
v_Q	Realer Ladungsverstärkungsfaktor	$[\frac{V}{C}]$
v_{diff}	Differenzverstärkungsfaktor	[o.E.]
v_{gleich}	Gleichtaktverstärkungsfaktor	[o.E.]

Abkürzungsverzeichnis

CMRR	Gleichtaktunterdrückung engl.: Common-Mode-Rejection-Ratio
FET	Feldeffekttransistor
HF	Hochfrequenz
IC	Integrierte Schaltung, engl.: Integrated Circuit
ISAT	Institut für Sensor- und Aktortechnologie
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor, engl.: metal-oxide semiconductor
NMOS	N-Kanal-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
OPV	Operationsverstärker
PMOS	P-Kanal-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
SNR	Signal-zu-Rausch Verhältnis, engl.: Signal-to-Noise ratio
THD	Klirrfaktor, engl.: Total Harmonic Distortion

1 Einleitung

1.1 Kontext der Arbeit

Wenn Schallwellen durch ein Medium propagieren, werden ihre Eigenschaften wie Amplitude und Ausbreitungsgeschwindigkeit abhängig von Schallfrequenz und den Eigenschaften des Mediums beeinflusst [HMS⁺ 17, S.554-559]. Durch Auswertung der von dem Medium bedingten Veränderung können Rückschlüsse auf dessen Beschaffenheit und Zustand gezogen und entsprechende Messverfahren entwickelt werden. Das Institut für Sensor- und Aktortechnologie (ISAT) der Hochschule Coburg beschäftigt sich in seiner Sparte Ultraschallaktorik und -sensorik mit der Erforschung und Entwicklung solcher Messprinzipien.

Um Veränderung in den Schallwellen erfassen zu können, wird zunächst eine definierte mechanische Anregung erzeugt. Anschließend wird der Schalldruck, nachdem die Welle das Medium passiert hat, wieder in ein elektrisches Signal gewandelt. Im ISAT werden hierzu piezoelektrische Schallwandler verwendet, welche als Sender und Empfänger von mechanischen Schwingungen dienen. Es gibt zahlreiche vom Messverfahren abhängige Varianten wie die Schallwandler am Prüfobjekt positioniert werden können, um verschiedenste Messwerte zu erheben. Bei dem für diese Arbeit relevanten Impulsechoverfahren wird zumeist ein Wandler für Anregung und Empfang verwendet. Das Verfahren ist Grundlage für die vorliegende Arbeit und soll daher nachfolgend erläutert werden.

Beim Impulsechoverfahren wird ein Ultraschallimpuls in das Prüfstück abgestrahlt, welcher sich fortan mit einer charakteristischen Schallgeschwindigkeit in diesem ausbreitet. Sobald der Impuls auf Hindernisse wie Inhomogenitäten oder Grenzflächen des Ausbreitungsmediums trifft, wird ein Teil des Impulses zurück reflektiert. Diese Reflexionen werden anschließend wieder empfangen und als Echos bezeichnet. Durch Analyse der Echos lassen sich einige Eigenschaften des Prüfobjekts bestimmen. Wird der zeitliche Versatz und Anzahl der Echos ausgewertet, kann der Abstand von den Reflexionsstellen zum Wandler bestimmt werden. Bei Analyse der Echo-Amplituden können weitergehende Informationen gewonnen werden, wie beispielsweise Größe, Lage und Beschaffenheit der Reflexionsstelle sowie Absorption und Streuung der Schallwelle im Material [KK86, S.176ff].

Wird das Verfahren mit Anregeimpulsen unterschiedlicher Frequenz wiederholt, können weitergehend die frequenzabhängigen Eigenschaften des Materials analysiert werden. Das Verfahren findet vielfache Anwendung in unterschiedlichen Fachbereichen wie der Werkstoffprüfung oder bildgebenden Verfahren der Medizin. Im ISAT wird es für verschiedenste Messaufgaben verwendet, um Messprinzipien für medizinische sowie industrielle Anwendungen zu erforschen. Das Prinzip ist, für den Fall, dass nur mit einem sehr kurzen Puls angeregt wird, in Abbildung 1 abgebildet. Im ISAT wird jedoch zumeist mit einem Sinus-Burst, also einem gefensterten Sinus-Signal,

angeregt um die Schallwandler an einem definierten Arbeitspunkt ihrer frequenzabhängigen Kennlinie zu betreiben.

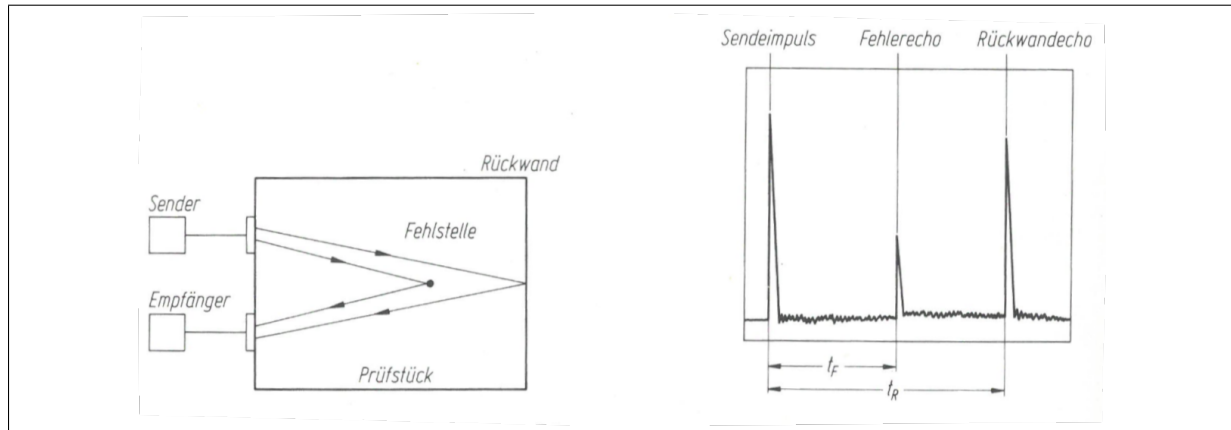


Abb. 1: Prinzip des Impulsechoverfahrens, Abbildung aus [KK86, S.176]

Die Durchführung einer Impulsecho-Messung erfordert insbesondere bei Verwendung lediglich eines Wandlers eine Lösung um den Wandler abwechselnd mit Sende- und Empfangselektronik zu verbinden, bzw. Sende- und Empfangspfad voneinander zu isolieren. Des Weiteren ist eine Vorverstärkung notwendig, da die Echos geringe Amplituden aufweisen können. Die Analyse unterschiedlicher Ansätze, diese Trennung und Verstärkung zu erwirken sowie die Entwicklung einer entsprechenden Elektronik ist Gegenstand dieser Arbeit, wie im Folgekapitel weiter ausgeführt.

1.2 Rahmenbedingungen und Zielsetzung

Beim ISAT müssen häufig Impulsecho-Messungen ausgeführt werden, um ein theoretisches Messprinzip praktisch zu überprüfen. An diesem Punkt der Entwicklung steht hierzu jedoch noch keine projektspezifisch angepasste Elektronik zur Verfügung. Zu diesem Zweck benötigt das ISAT Laborelektroniken, welche mit einer Vielzahl von piezoelektrischen Schallwandlern kompatibel sowie über einen möglichst großen Frequenz- und Spannungsbereich einsetzbar sind. Das Ziel dieser Arbeit ist es, eine solche Elektronik für die Sende-/Empfangstrennung im Fall von Impulsecho-Messungen, wie sie im vorherigen Kapitel beschrieben sind, zu entwickeln. Des Weiteren soll Wissen zur Verstärkung piezoelektrischer Signale sowie Möglichkeiten zur Sende-/Empfangstrennung für nachfolgende Entwicklungen gesammelt werden. Die Anforderung an die Elektronik sind folgend qualitativ beschrieben, bevor sie in Abschnitt 1.3 detailliert spezifiziert werden.

Die Schaltung wird hauptsächlich in den Laboren des ISAT von wissenschaftlichen Mitarbeitern und Studenten verwendet und soll mit der dort zur Verfügung stehenden Laborausstattung betreib-

bar sein. Dabei handelt es sich um Laborspannungsversorgungen, Funktionsgeneratoren, welche zur Anregung der Schallwandler dienen, sowie Oszilloskope zur Auswertung des Empfangssignals. Der typische Messaufbau einer Impulsecho-Messung beim ISAT und Einbauposition der zu entwickelnden Sende-/Empfangsschaltung und des Empfangsverstärkers ist in Abbildung 2 vereinfacht dargestellt.

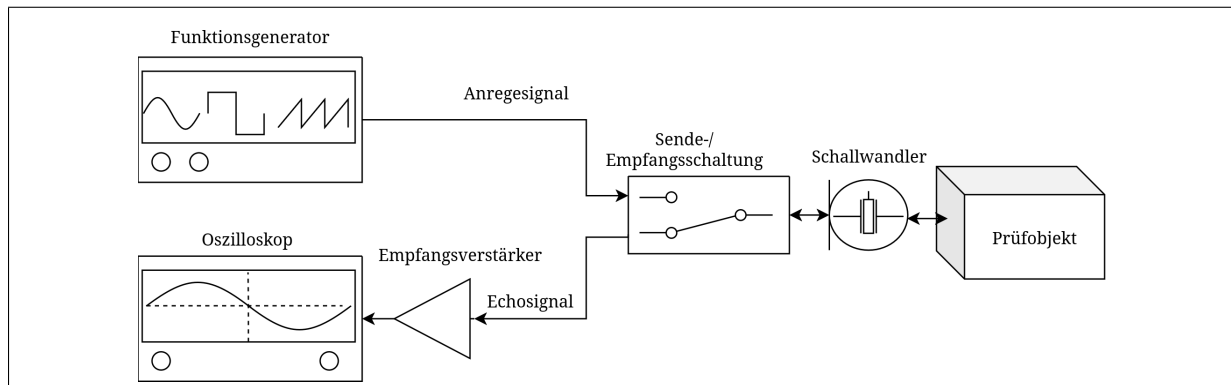


Abb. 2: Schematischer Messaufbau bei Impulsecho-Messungen im ISAT

Die Anregung des Schallwandlers erfolgt über einen Funktionsgenerator und optional nachgeschaltetem Verstärker und kann mit Spannungen in der Größenordnung von 100 V_{pp} erfolgen. Das Echosignal ruft dahingegen meist nur Empfangspegel im unteren Millivolt-Bereich hervor. Es muss folglich eine auf Kleinstamplituden ausgelegte Empfangsschaltung verwendet werden, die im Sendefall vor den hohen Spannungen der Anregung geschützt werden muss. Andererseits muss der Funktionsgenerator im Empfangsfall hochohmig vom Empfangspfad isoliert werden, um den Eingangswiderstand des Empfängers aufrechtzuerhalten und somit Empfangspegelverlust zu verhindern. Des Weiteren muss das Echo von der Schaltung vorverstärkt werden, damit das Verfahren auch mit Oszilloskopen kleinerer Auflösung bei sehr kleinen Empfangspegeln ausführbar ist. Besonders wichtig ist hierbei, dass das Messergebnis durch die Schaltung geringstmöglich bzw. konstant beeinflusst wird. Konkreter bedeutet dies einerseits, dass die Schaltung einen möglichst ebenen Phasen- und Betragsfrequenzgang aufweisen soll. Andererseits ist ein geringer Klirrfaktor, engl.: Total Harmonic Distortion (THD) vonnöten um den Schallwandler bei definierter Frequenz anregen sowie die Echos verzerrungsfrei empfangen zu können. Intermodulationsprodukte sind zu vernachlässigen, da die Anregung hauptsächlich mit sinusförmigen, also eintönigen, Signalen erfolgt. Die Schaltung soll ferner im Frequenzbereich von 20 kHz bis 20 MHz einsetzbar sein.

1.3 Aufgabenstellung

Die Aufgabenstellung welche in dieser Arbeit behandelt wird umfasst folgende Punkte:

- Recherche zum elektrischen Verhalten piezoelektrischer Elemente.
- Untersuchung und Vergleich verschiedener Methoden der Eingangsverstärkung.
- Untersuchung und Vergleich verschiedener Methoden der Sende-/Empfangstrennung.
- Praktischer Aufbau und Test ausgewählter Methoden.
- Entwicklung einer General-Purpose Schaltung auf Basis der erworbenen Erkenntnissen.

An die zu entwickelnde Elektronik werden durch das ISAT folgende Anforderungen gestellt:

Anforderung	Wert
Sendeseitige Eingangsamplitude	mindestens 5 – 100 V_{PP}
Aufzulösende Empfangsamplitude	mindestens bis 300 mV
Bandbreite (-3dB):	20 kHz - 20 MHz
Phasengang:	möglichst konstant von 20 kHz - 20 MHz
Verstärkung	20 dB Spannungsverstärkung oder mehr
Signalform	Möglichst geringe harmonische Verzerrung bei Anregung und Empfang
Kompatibilität	Mit Oszilloskop, Funktionsgenerator und verschiedenen Schallwandlern

Tab. 2: Anforderungen an die zu entwickelnde Elektronik

1.4 Aufbau der Arbeit

Die Arbeit ist in vier Kapitel gegliedert. Zunächst werden die Grundlagen zu Schallausbreitung, Schallwandlern und PIN-Dioden erläutert, um auf ihnen fußende Schaltungsentwürfe sowie Designentscheidungen verständlich zu machen. Anschließend werden die zwei gängigen Ansätze zum Erfassen piezoelektrischer Signale, Ladungs- und Spannungsverstärkung, beschrieben sowie zwei Testverstärker entworfen und ihr Verhalten im relevanten Frequenzbereich vermessen. Das dritte Kapitel beschäftigt sich mit verschiedenen Methoden zur Sende-/Empfangstrennung, von denen einige Schaltungen ausgelegt und ausgewählte Eigenschaften experimentell überprüft werden. Im vorletzten Kapitel wird die Entwicklung der Laborelektronik behandelt, wobei auf die Wahl der zuvor vorgestellten Schaltungslösungen sowie deren Erweiterung für den vorliegenden Anwendungsfall eingegangen wird. Abschluss der Arbeit bildet das Fazit, welches die erreichten Ziele sowie sinnvolle Folgeentwicklungen aufzeigt.

2 Grundlagen

2.1 Schallausbreitung

Werden die Moleküle eines Mediums durch eine äußere Kraft zusammen geschoben entsteht an der Stelle, an welcher sie sich stauen ein Über- und davor ein Unterdruck. Der Druckunterschied übt eine Kraftwirkung auf die anliegenden Moleküle aus, welcher die Trägheitskraft entgegensteht und die Geschwindigkeit des Druckausgleichs bremst. Die Folge ist eine zeitliche und örtliche Schwankung des Drucks sowie der Dichte bzw. des Volumens, die sich im Medium ausbreitet und als (Schall-)Welle bezeichnet wird. Generell ist Schall somit die Ausbreitung lokaler Druckänderungen innerhalb eines Mediums [HMS⁺17, S.554ff].

Die Phasengeschwindigkeit der Welle wird in der Akustik Schallgeschwindigkeit genannt. Sie bezeichnet die Geschwindigkeit, mit welcher sich die Druckwelle im Medium ausbreitet. Bei kompressionsfähigen Medien, wie Gasen, treten lediglich Längswellen auf. Ihre Geschwindigkeit ist durch die Dichte ρ sowie dem Kompressionsmodul K , welches das Verhältnis von Volumen- zu Druckänderung darstellt, bestimmt [HMS⁺17, S.555] [SS20, S.21-23].

$$c_{\text{kompr}} = \sqrt{\frac{K}{\rho}} \quad (2.1)$$

Bei Festkörpern können die Teilchen auch abseits der Ausbreitungsrichtung schwingen. Es können also neben Längswellen auch Schub-, Biege- und Torsionswellen auftreten. Im Fall, dass die Querabmessungen klein gegenüber der Wellenlänge sind, kann die Ausbreitungsgeschwindigkeit in Festkörpern über das Elastizitätsmodul E bestimmt werden. Der Zusammenhang ist in Gleichung 2.2 sichtbar [SS20, S.23ff]. Kompressionsmodul und Elastizitätsmodul sind materialabhängig. Die Schallgeschwindigkeit unterscheidet sich somit abhängig vom Medium, der Temperatur sowie dem vorherrschenden Druck.

$$c_{\text{fest}} = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (2.2)$$

In Tabelle 3 sind einige Werte für die Schallgeschwindigkeit in verschiedenen Medien bei Normdruck (1013 hPa) aus [HMS⁺17, S.556] gelistet.

Medium	Dichte in $\frac{kg}{m^3}$	Schallgeschwindigkeit in $\frac{m}{s}$
Luft 20 °C trocken	1,21	344
Luft 100 °C trocken	0,947	387
Wasser 20 °C trocken	998	1480
Holz	600	4500
Glas	2500	5300
Beton	2100	4000
Stahl	7700	5050

Tab. 3: Schallgeschwindigkeiten in verschiedenen Medien, aus [HMS⁺17, S.556]

2.2 Piezoelektrische Schallwandler

2.2.1 Piezoelektrischer Effekt

Der piezoelektrische Effekt beschreibt das Phänomen, dass ein Material unter mechanischer Krafteinwirkung elektrische Ladung bzw. Spannung erzeugt. Umgekehrt reagieren piezoelektrische Materialien auf eine externe Spannung mit einer Geometrieänderung, was als reziproker oder inverser piezoelektrischer Effekt bezeichnet wird [Pau22, S.214-229]. Piezoelektrizität tritt natürlich bei Materialien mit asymmetrischer Kristallstruktur auf, wie sie bspw. bei Quarz vorhanden sind. In modernen Anwendungen kommen jedoch technische Keramiken zum Einsatz, welche ausgeprägtere piezoelektrische Eigenschaften aufweisen [PI a].

Die Ursache des piezoelektrischen Effektes liegt qualitativ beschrieben in der geometrischen Verteilung von positiven und negativen Ladungen im molekularen Aufbau piezoelektrischer Materialien. Bei gerichteter Verformung führt diese zu einer Trennung des positiven und negativen Ladungsschwerpunkts innerhalb einer Elementarzelle (siehe Abbildung 3), durch welche ein elektrischer Dipol entsteht und das Material polarisiert wird. Die elektrischen Dipolmomente summieren sich über die gesamte Struktur auf, wodurch eine zur wirkenden Kraft proportionale elektrische Spannung entsteht bzw. Oberflächenladung an den Seiten des Materials freigegeben wird. Umgekehrt kann durch Zuführen einer Ladung eine Dehnung der Zellen und somit eine Längenänderung des Materials hervorgerufen werden [Pau22, S.214-229].

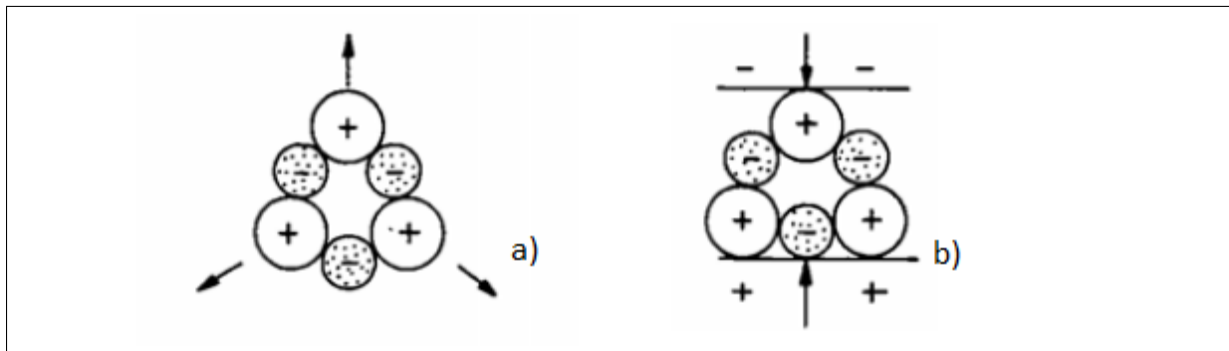


Abb. 3: Schematische Darstellung positiver Si-Ion und negativer O-Ionen in einer Quarz-Elementarzelle. Ohne Krafteinwirkung in a) sind positiver u. negativer Ladungsschwerpunkt im Zentrum. Unter gerichteter Krafteinwirkung in b) wandern die Ladungsschwerpunkte auseinander, es entsteht ein elektrischer Dipol. Abbildungen aus [Pau22, S.228]

Bei technischen ferroelektrischen Keramiken weisen die Elementarzellen unterhalb der Curie-Temperatur bereits ohne mechanische Belastung ein mikroskopisches Dipolmoment auf, wodurch das Material bereits in Ruhe spontan polarisiert. Es bilden sich ferroelektrische Domänen gleich orientierter Dipole, ähnlich der weißchen Bezirke im Ferromagnetismus, welche mittels eines starken elektrischen Feldes einheitlich ausgerichtet werden können. Nach diesem Polungsprozess weist die Keramik neben einer makroskopisch messbaren permanenten Polarisation auch eine mechanische Dehnung in Polarisationsrichtung auf und zeigt deutlich ausgeprägtere piezoelektrische Eigenschaften als natürliche Kristalle [PI a].

In Abhängigkeit der Richtung der mechanischen Beanspruchung bzw. Ausdehnung werden in Bezug auf die Polarisationsachse der Keramik Längs-, Quer- und Schereffekt unterschieden, wie in Abbildung 4 links dargestellt. Der Längseffekt beschreibt die Dehnung entlang des elektrischen Feldes, der Quereffekt senkrecht zum elektrischen Feld und der Schereffekt die Scherverformung, welche entsteht, wenn das elektrische Feld senkrecht zur Polarisation angelegt wird [Cze25, S.256]. Bei ferroelektrischen Materialien ist jedoch neben ihren Vorteilen zu beachten, dass der Zusammenhang zwischen mechanischer Kraft bzw. Dehnung und Polarisation bzw. Spannung hysteresenbehaftet und somit nichtlinear ist [Pau22, S.227], wie in Abbildung 4 rechts an der Hystereskurve zu sehen ist. Somit kann im Großsignalbetrieb keine lineare Dehnung zur angelegten Spannung erwartet werden. Im Kleinsignalbetrieb ist diese Vereinfachung jedoch möglich, wie in der Kennlinie ersichtlich [Cze25, S.257-259].

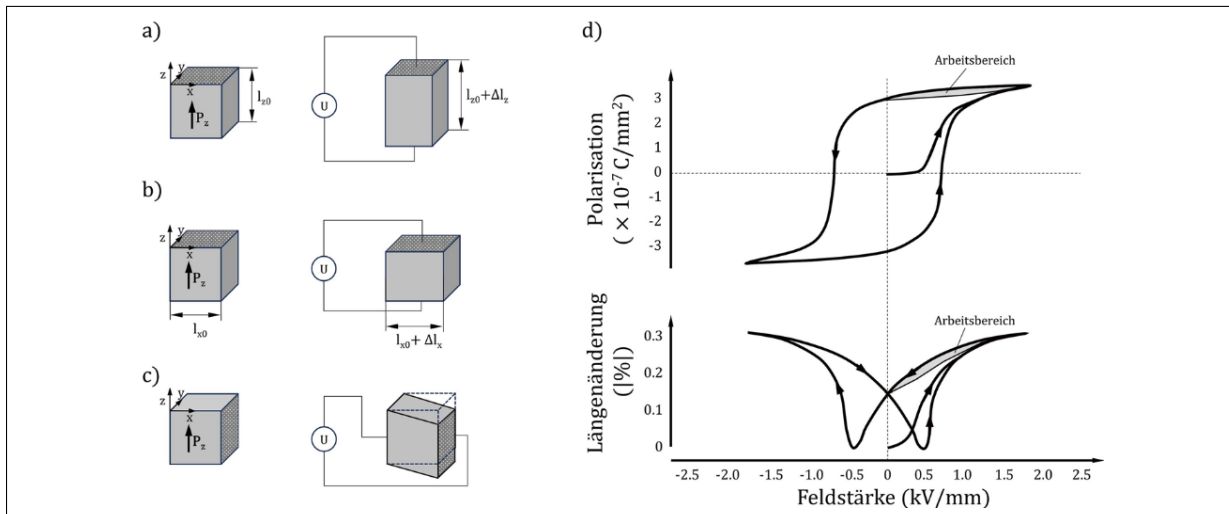


Abb. 4: Darstellung von a) Längseffekt, b) Quereffekt und c) Schereffekt bei gerichtet polarisierter piezoelektrischer Keramik und in d) Beispiel der Hysteresekurve einer Solchen. Abbildung aus: [Cze25, S.257]

2.2.2 Dynamisches Verhalten und elektrische Modellierung

Physikalisch wird ein piezoelektrische Wandler als Ladungsquelle betrachtet, bzw. anschaulicher als Kapazität die Ihre Ladung abhängig von der auf sie wirkenden Kraft ändert [Alt95, S.144]. Da piezoelektrische Wandler für die zu entwerfende Elektronik als Last und Quelle betrachtet werden, soll ihre elektrische Modellierung hier kurz erörtert werden.

Wird ein piezoelektrisches Material als elektromechanischer Wandler zur Schwingungserzeugung verwendet, zeigt sich, dass die Schwingungsamplitude und elektrische Impedanz frequenzabhängig ist. In Abbildung 5 ist zur Veranschaulichung der Impedanzbetrag einer wenige Millimeter großen piezoelektrischen Keramik dargestellt, welcher mit dem Bode100 von Omicron-Lab aufgenommen wurde.

Man sieht einen generell kapazitiven Trend, welcher durch die zwei großen mechanischen Eigenresonanzen bei 200 kHz und 2 MHz unterbrochen wird. Ein piezoelektrischer Schallwandler besitzt für jede Schwingungsmode eine mechanische Resonanz, welche unter anderem abhängig von den Abmessungen in die entsprechende Schwingungsrichtung ist. Bei den hier vermessenen rund- und scheibenförmigen Wandler handelt es sich um die Dicken- und Radialresonanz. An den mechanischen Eigenresonanzen zeigt der Piezo seine maximale mechanische Auslenkung. Außerdem neigt er zu einer gedämpften Nachschwingung, welche, ebenso wie die Position der Resonanzen abhängig von der Lastmasse ist [Cze25, S.264ff]. Da piezoelektrische Materialien reziprok funktionieren, lässt sich aus der Impedanzmessung auch auf das Verhalten als Quelle bzw. Sensor Rückschließen.

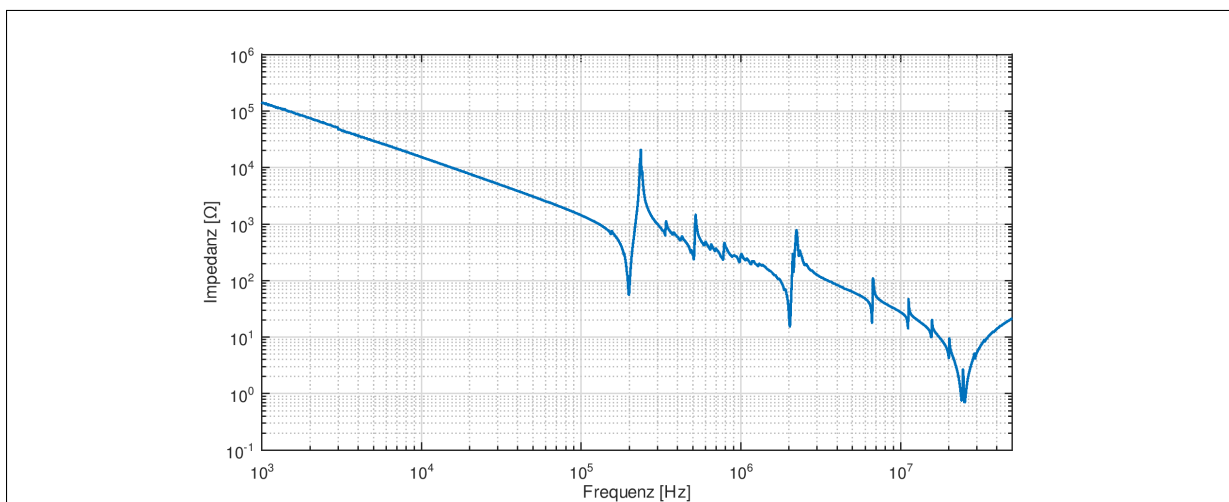


Abb. 5: Beispiel des Impedanzverlaufs einer freischwingenden, kreisförmigen piezoelektrischen Keramik mit 10 mm Durchmesser und 1 mm Dicke

Bei Betrieb außerhalb der Resonanzfrequenzen verhält sich der Wandler, wie im Frequenzgang ersichtlich, zunächst kapazitiv und die Ausdehnung des Materials kann als proportional zur

gespeicherten Ladung angenommen werden [PI b]. Aus diesem Grund werden piezoelektrische Sensoren häufig als kapazitive Stromquelle modelliert, wie in Abbildung 6 dargestellt. Die Kapazität ergibt sich in dieser Darstellung aus den Abmessungen der Keramik. Der Kurzschlussstrom I_Q der Stromquelle wird als proportional zur auf den Sensor wirkenden Kraftänderung dF modelliert, wobei die materialabhängige Empfindlichkeit k_P die Proportionalitätskonstante darstellt [SRZ22, S.164f].

$$I_Q = k_P \frac{dF}{dt} \quad (2.3)$$

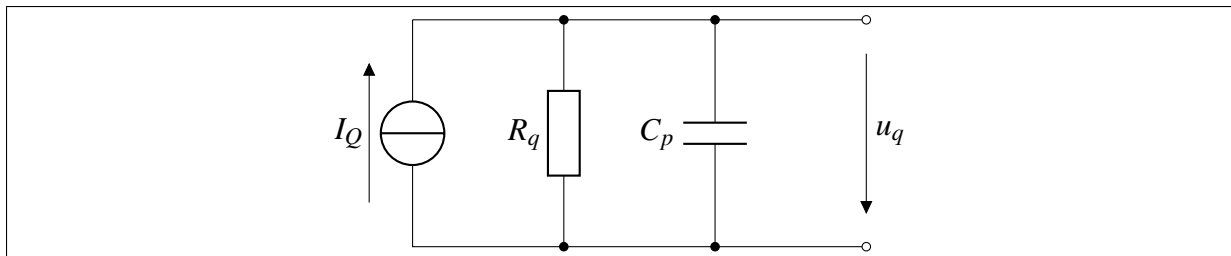


Abb. 6: Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Wandlers außerhalb der Resonanzstellen, [SRZ22, S.164]

Wird ein Piezo jedoch nahe seiner Eigenfrequenzen betrieben, ist dieses Ersatzschaltbild nicht weiter anwendbar. Nahe dieser zeigt der Sensor wie im Impedanzverlauf sichtbar eine positive und negative Resonanz aufgrund derer sich der Wandler für Frequenzen nahe der mechanischen Eigenfrequenz als Reihen-Parallelschwingkreis modellieren lässt, wie in Abbildung 7 nach [Pau22, S.237ff] dargestellt. C_p modelliert hierbei die Kapazität des Dielektrikums und die Reihenschaltung aus C_s , L_s und R_s die Änderung der mechanischen Eigenschaften wie Deformation, Trägheit und Reibungsverluste. Die Werte können hierbei in guter Näherung aus Serien- und Parallelresonanz bestimmt werden [PI a].

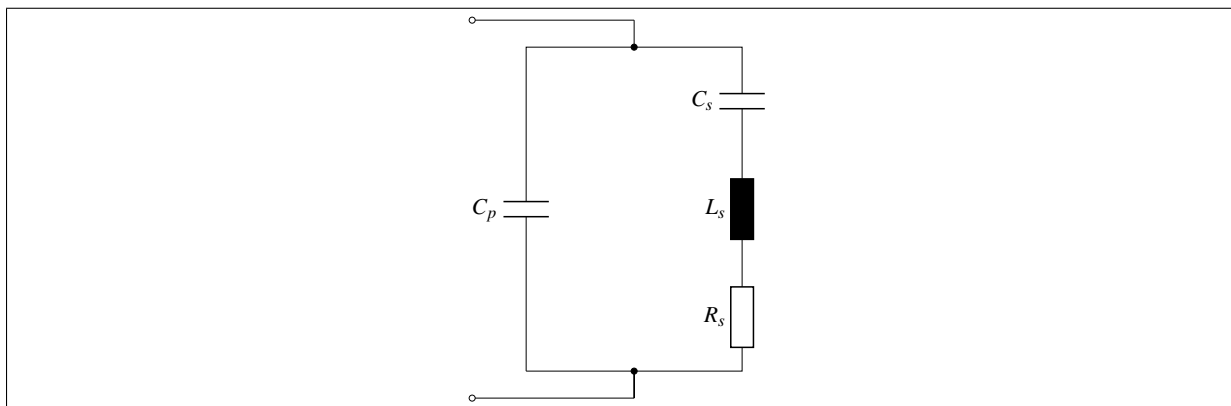


Abb. 7: Ersatzschaltbilds eines piezoelektrischen Wandlers inklusive der Resonanzstellen, abgeändert von [Pau22, S.237]

2.3 PIN-Dioden

Eine PIN-Diode unterscheidet sich im Aufbau von einer herkömmlichen PN-Diode durch eine undotierte zwischen der p- und n-dotierten liegenden Halbleiterschicht, welche als I-Schicht (=Intrinsic Layer) bezeichnet wird. Die I-Schicht erweitert die Diode um eine Art Ladungsspeicher, welcher das Schaltverhalten der Diode verzögert und sie länger im leitenden bzw. sperrenden Zustand festhält. Resultat ist, dass ihre Durchlasskennlinie für ausreichend hochfrequente Signale linearisiert wird, wodurch sich die Diode für die Anwendung als elektronischer Hochfrequenzschalter eignet. Die nachfolgende Erklärung fußt auf [Str00, S.1ff].

Ist die Diode im Sperrzustand, ist die I-Schicht ladungsfrei und isoliert die angrenzenden Dotierungsschichten. In diesen Zustand ist die Diode bidirektional stark resistiv. Wird nun ein Vorwärtsstrom über die Diode eingestellt, können die Ladungsträger aufgrund der I-Schicht nicht direkt rekombinieren, wie es bei einer PN-Diode der Fall wäre. Stattdessen sammelt sich zunächst die Ladung Q_{PIN} in der undotierten I-Schicht und bleibt dort für die Dauer der Minoritätsladungsträger-Lebenszeit τ_{PIN} erhalten. Mit steigender Ladungsträgeranzahl wird die I-Schicht nun zunehmend leitend und die Diode wechselt in den Vorwärtsbetrieb. Die Beziehung von Ladung zu DC-Vorwärtsstrom I_f ist hierbei nach [Str00, S.1] durch Gleichung 2.4 gegeben.

$$Q_{PIN} = I_f \tau_{PIN} \quad (2.4)$$

Soll die Diode wieder in Sperrichtung gepolt werden, müssen die gespeicherten Ladungen zunächst ausgeräumt werden. Bis dahin bleibt die Diode bidirektional leitend. Somit erscheint die Diode für Impulse deutlich kürzer als die Minoritätsladungsträger-Lebenszeit, bzw. für Frequenzen größer als ihre Grenzfrequenz $f_{gu,PIN}$ (Gleichung 2.5 nach [Str00, S.2]) nicht mehr als klassische Diode. Stattdessen kann Sie für diesen Frequenzbereich als durch den DC-Vorwärtsstrom gesteuerten Widerstand betrachtet werden. Für Nutzsignale mit Frequenz deutlich unter der Grenzfrequenz wirkt sie dagegen weiterhin wie eine gewöhnliche PN-Diode.

$$f_{gu,PIN} = \frac{1}{2\pi \tau_{PIN}} \quad (2.5)$$

Der effektive Widerstand der Diode wird umso kleiner je größer die in der I-Schicht gespeicherte Ladung ausfällt und umso schneller das Nutzsignal Richtung wechselt, desto weniger wird die gespeicherte Ladung verändert. Folglich sinkt die Signalverzerrung der Diode je weiter Sie von ihrer Grenzfrequenz betrieben wird. Die gespeicherte Ladung ist neben dem Vorwärtsstrom vor allem von τ_{PIN} abhängig, welche folglich für eine niedrige Grenzfrequenz entsprechend hoch ausfallen muss. Die Minoritätsladungsträger-Lebenszeit wird hauptsächlich durch die Reinheit des Halbleitermaterials und die Dicke der I-Schicht bestimmt. Nachteil einer vergrößerten Ladung sind langsamere Umschaltzeiten und ein höherer Energieverbrauch. Aus diesem Grund

gibt es je nach Dicke und Reinheit der I-Schicht unterschiedliche Diodentypen, welche entweder für niedrige Betriebsfrequenzen und Linearität oder niedrigen Energieverbrauch ausgelegt sind. Typische Widerstände sind in Abhängigkeit von Vorwärts- bzw. Biasstrom in Abbildung 8 dargestellt [Str00, S.1ff].

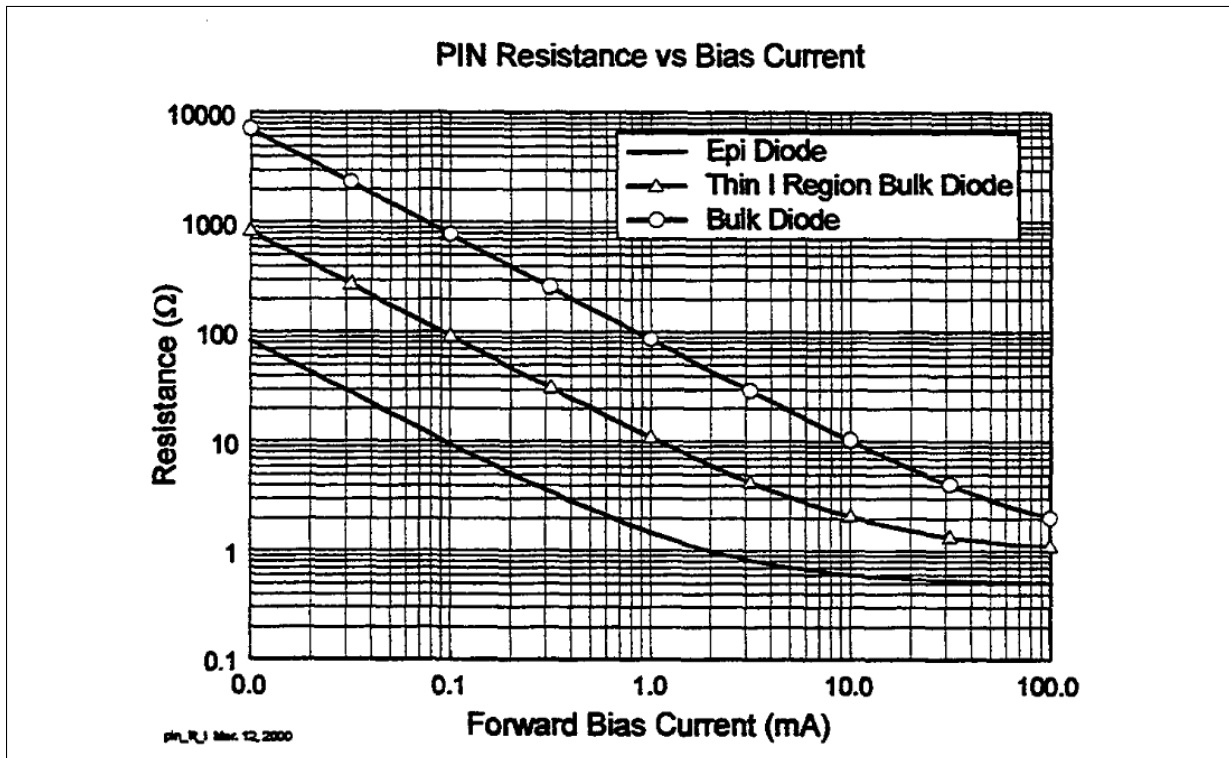


Abb. 8: Beispielhafte Einfügewiderstände für unterschiedliche PIN-Diodentypen und Vorwärtsströme, Abbildung aus: [Str00, S.2]

3 Varianten von Empfangsverstärkern

In diesem Kapitel werden die Rechercheergebnisse zur Verstärkung piezoelektrischer Signale sowie ihre praktische Umsetzung und Evaluierung in Form zweier Verstärkerschaltungen vorgestellt.

Es gibt zwei gängige Methoden, um die Krafteinwirkung auf einen piezoelektrischen Wandler elektrisch zu messen. Es wird entweder die Ladung, welche direkt durch den piezoelektrischen Effekt entsteht, oder die Spannung, welche sich (ideal) proportional zur Ladung und somit zur wirkenden Kraft verhält, erfasst. Beide Ansätze werden in diesem Kapitel theoretisch erläutert sowie praktisch evaluiert. Vorab wird auf die Wahl der Operationsverstärker (OPVs) eingegangen mit welchen die Verstärker umgesetzt wurden.

3.1 Anforderungen an die Operationsverstärker

Da die obere Grenzfrequenz von 20 MHz es zulässt, wurden alle Verstärkerprototypen mit OPVs realisiert. Für die Wahl passender OPV gehen aus den in Tabelle 2 gesetzten Anforderungen und Eigenschaften piezoelektrischer Schallwandler folgende Kriterien hervor.

Die obere Grenzfrequenz f_{go} legt mit einer maximalen Aussteuerung $U_{a,max}$ von mindestens 2,5 V die Untergrenze der Slew Rate SR nach Gleichung 3.1 aus [HH24][S.248] fest. Aufgrund der Anforderung an Verstärkung und Bandbreite wird eine Leerlaufverstärkung größer 20 dB über das gesamte Nutzfrequenzband vorausgesetzt.

$$SR \geq 2\pi U_{a,max} f_{go} = 2\pi \cdot 2,5 \text{ V} \cdot 20 \text{ MHz} \approx 314,16 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \quad (3.1)$$

Wie in Unterabschnitt 2.2.2 erläutert, zeigen piezoelektrische Sensoren stark kapazitives Verhalten. Der Eingangsstrom des Verstärkers $I_{OPV,in}$ kann den Sensor daher aufladen und zu einem Spannungsoffset am Eingang der Schaltung führen. Um den Offset auf einem definierten Maximum $U_{off,max}$ zu halten, muss ein Entladewiderstand parallel zum Verstärker vorgesehen werden, dessen Wert mit steigendem OPV-Eingangsruehestrom sinkt. Der kleinste erlaubte Entladewiderstand wird, um den Eingangswiderstand der Verstärker nur gering zu beeinflussen auf $R_p = 10 \text{ M}\Omega$ festgelegt. Wird ferner ein maximal erlaubter Offset von $U_{off,max} = 50 \text{ mV}$ vorgegeben, ergibt sich der maximal erlaubte Eingangsstrom des Operationsverstärkers nach Gleichung 3.2.

$$I_{OPV,in} \leq \frac{U_{off,max}}{R_p} = \frac{50 \text{ mV}}{10 \text{ M}\Omega} = 5 \text{ nA} \quad (3.2)$$

Die maximale Eingangs-Offset-Spannung des OPV wird ebenfalls auf 50 mV festgelegt. Ansonsten muss, um die geforderte stabile Phase zu halten, selbst wenn Kapazitäten wie der

Schallwandler im Rückkopplpfad liegen, auf eine möglichst hohe Phasenreserve der Operationsverstärker geachtet werden. Da die Schallwandler als hochohmige Quellen zu betrachten sind, ist ferner eine geringe Rauschspannungsdichte von Vorteil. Bei den in den Folgekapiteln vorgestellten Verstärkungsschaltungen sind weitergehend eine geringe Eingangskapazität, hoher Eingangswiderstand sowie gute Gleichtaktunterdrückung engl.: Common-Mode-Rejection-Ratio (CMRR) wichtig, dessen Mindestwert auf 50 dB festgelegt wird. Schaltungsabhängige Anforderungen an die OPVs werden in den entsprechenden Unterabschnitten noch genauer erläutert.

Bei Realisierung der vorgestellten Verstärker, wurde der ADA4817-1 von Analog Devices verwendet. Da es sich hierbei um einen FET-Input OPV handelt, erreicht er sehr geringe Eingangsruhestrome von typisch 2 pA sowie einen äußerst hohen Eingangswiderstand von 500 G Ω bei 0,1 pF differenzieller Eingangskapazität. Auch die Leerlaufverstärkung ist bei 20 MHz mit 25 dB ebenso wie die Slew Rate von 870 V/ μ s noch oberhalb der gesetzten Anforderung. Nachteilig ist seine große Ruhestromaufnahme von 19 mA und der vergleichsweise hohe Preis von 9€ zum Zeitpunkt dieser Arbeit [Ana25]. Da dies aber weder eine Energie- noch kosten-kritische Entwicklung ist, sind diese Nachteile akzeptabel.

3.2 Spannungsverstärker

3.2.1 Theoretisches Funktionsprinzip

Der klassische Ansatz zur Verstärkung piezoelektrischer Signale ist, die Spannung des Sensors über einen möglichst hochohmigen Verstärker abzugreifen, wie im Prinzipschaltbild auf Abbildung 9 dargestellt. C_P ist hierbei die Kapazität des piezoelektrischen Sensors, C_K die des Kabels, C_{in} die Eingangskapazität des Verstärkers und R_i der Isolationswiderstand der gesamten Anordnung. Die Verstärkung wird klassisch über die Variation von C_{in} mittels zusätzlicher Bereichskondensatoren eingestellt, sodass der Verstärker lediglich mit Verstärkung $v = 1$ ausgeführt wird [Alt95, S.144ff].

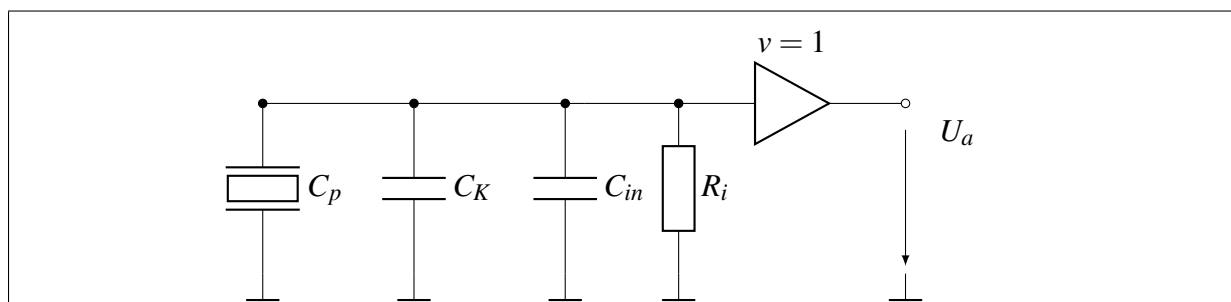


Abb. 9: Prinzipschaltbild des Elektrometerverstärkers beim Verstärken piezoelektrischer Signale, abgeändert von [Alt95, S.144]

Die erzeugte Spannung ergibt sich bei einem idealen Verstärker nach [Gau02, S.216] zu:

$$U_a = \frac{Q_P}{C_P + C_K + C_{in}} \quad (3.3)$$

In Realität lassen sich keine unendlich hohen Eingangswiderstände realisieren, weswegen die Ausgangsspannung noch geringfügig durch den endlichen Widerstand der Anordnung R_{in} verfälscht wird. Wichtiger ist jedoch, dass durch den Eingangswiderstand die untere Grenzfrequenz nach Gleichung 3.4 festgelegt wird.

$$f_{gu} = \frac{1}{2\pi R_i (C_P + C_K + C_{in})} \quad (3.4)$$

Die größte Schwachstelle dieser Variante liegt darin, dass das Messergebnis abhängig von der Sensor- und vor allem der Kabelkapazität ist. Der Aufbau muss also für vergleichbare Messungen nach jedem Sensor- oder Kabelwechsel neu kalibriert werden. Außerdem ist die Schaltung aufgrund ihrer hohen, kapazitätsabhängigen unteren Grenzfrequenz für statische Messungen kaum einsetzbar [Alt95, S.145]. Aufgrund dieser Schwachstellen wird insbesondere bei niederfrequenten, hochgenauen Messungen meist der Ladungsverstärker verwendet. Dieser wird in Abschnitt 3.3 vorgestellt.

3.2.2 Topologie und Vorüberlegungen

Zur praktischen Überprüfung der Spannungsmessung wurde ein Instrumentenverstärker gewählt. Er kann zunächst den für die Spannungsmessung gewünschten hohen Eingangswiderstand sowie genau definierten Verstärkungsfaktor bieten. Des Weiteren kann durch den differentiellen Eingang die Störsicherheit bzw. die Gleichtaktunterdrückung deutlich erhöht werden, welche besonders bei hochohmigen Systemen mit langer Anschlussleitung relevant ist. Da integriert keine Lösung mit ausreichender Bandbreite bzw. Anstiegsgeschwindigkeit gefunden werden konnte, wurde der Instrumentenverstärker diskret realisiert.

Der klassische Instrumentenverstärker ist in Abbildung 10 dargestellt und besteht aus zwei Stufen. Die Eingangsstufe bilden zwei OPVs in nicht-invertierender Grundsaltung, welche durch einen Widerstand gekoppelt sind. Anschließend folgt ein Differenzverstärker welcher das Ausgangssignal der Eingangsstufe in ein asymmetrisches Signal umwandelt.

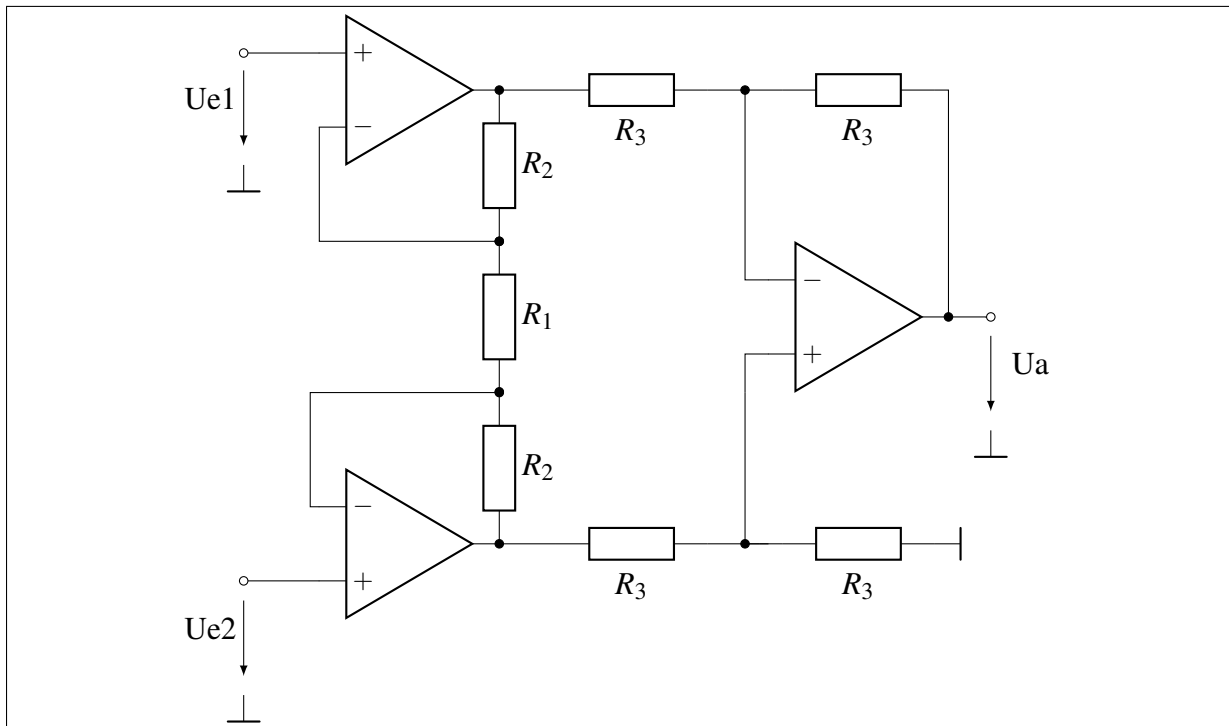


Abb. 10: Klassischer Instrumentenverstärker aus drei Operationsverstärkern, nach [HH24, S.357]

Den hohen Eingangswiderstand und die verbesserte Gleichtaktunterdrückung gegenüber einfachen Differenzverstärkern verdankt diese Topologie seiner Eingangsstufe. Dessen Funktionsweise ist bei der Bauteilwahl zu beachten und soll daher hier qualitativ erläutert werden.

Betrachtet man die Schaltung für Gleichtaktsignale ist der Spannungsabfall über dem Widerstand R_1 gleich 0V und da (ideale) OPVs keinen Eingangsstrom besitzen bleibt das gesamte linke Rückkopplungsnetzwerk (bestehend aus R_1, R_2) wirkungslos. In Folge arbeitet jeder der Eingangs-OPVs als simpler Spannungsfolger und die Eingangsstufe besitzt eine Gleichtaktverstärkung von $v_{gleich} = 1$. Der folgende Differenzverstärker verringert diese dann weitergehend und legt die Gleichtaktunterdrückung der Schaltung fest.

Liegt ein Differenzsignal an, wird ein Spannungsabfall und somit Stromfluss über R_1 erzwungen. Nun wirken die eingangsseitigen OPVs in nicht-invertierender Grundschiung mit dem Spannungsteiler aus R_2 und $\frac{R_1}{2}$ im Rückkopplpfad. Bringt der Differenzverstärker keine zusätzliche Verstärkung ein, ergibt sich die Differenzverstärkung des Verstärkers zu:

$$v_{diff} = \frac{R_2 + 0,5 R_1}{0,5 R_1} = \frac{2 R_2}{R_1} + 1 \quad (3.5)$$

Es wird deutlich, dass die Differenzverstärkung erhöht werden kann, wohingegen die Gleichtaktverstärkung konstant bleibt. Die effektive Gleichtaktunterdrückung des Verstärkers steigt also mit seiner Verstärkung und es ist sinnvoll diese so hoch wie möglich zu wählen um von diesem Effekt zu profitieren.

Bei der Realisierung des Instrumentenverstärkers muss diese ideale Betrachtungsweise um die Eigenschaften realer Bauteile erweitert werden. Die berücksichtigten Fehlerquellen und daraus folgende Designentscheidungen sollen folgend beschrieben werden. Reale Operationsverstärker besitzen geringe Eingangsströme und Eingangs-Offset-Spannung, welche bei jedem Bauteil unterschiedlich sind, weswegen das linke Widerstandsnetzwerk im Gleichtaktfall nicht länger als stromlos angenommen werden darf. Der resultierende unterschiedliche Spannungsabfall über die R_2 -Widerstände, verändert das Ausgangssignal der Eingangs-OPVs an die Folgestufe wodurch effektiv ein Teil des Gleichtaktsignals in ein Differenzsignal konvertiert wird. Jede Abweichung der R_2 Widerstände verstärkt diesen Effekt zusätzlich. Ähnlich verhält es sich für den darauf folgenden Differenzverstärker, dessen Gleichtaktunterdrückung und Verstärkungsfaktor ebenfalls maßgeblich von der Abstimmung der R_3 -Widerstände abhängt [HH24, S.348f], neben ihnen ist jedoch auch die CMRR vor allem des Endstufen-OPVs relevant.

Somit wird klar, dass im Design OPVs mit möglichst geringen bzw. maximal gleichen Eingangsströmen und Offset-Spannungen, hohen CMRR gewählt sowie möglichst genau abgestimmte Rückkoppelwiderstände verwendet werden sollten, um die positiven Eigenschaften der Instrumentenverstärker-Topologie auszuschöpfen. In diesen Anwendungsfall sind konstante Eingangs-Ströme und Offset-Spannungen zwar weniger kritisch, da diese nur zu einem konstanten Offset am Ausgang führen und lediglich Wechselspannung verstärkt werden muss. Da diese Kennwerte jedoch auch abhängig von Temperatur oder Eingangsspannung schwanken [HH24, S.304ff] sind sie dennoch nicht zu vernachlässigen. Des Weiteren ist der Eingangswiderstand und Eingangskapazität der OPVs relevant, da diese den Eingangswiderstand der Gesamtschaltung bestimmen, welcher zum Messen von hochohmigen Quellen wie piezoelektrischen Sensoren möglichst groß sein sollte.

3.2.3 Design

Nun soll das Design des aufgebauten Instrumentenverstärkers, unter Beachtung der im vorigen Unterabschnitt erläuterten Kriterien, vorgestellt werden. Als Operationsverstärker wurde wie in Abschnitt 3.1 erwähnt der ADA4817-1 von Analog Devices gewählt. Die folgend verwendeten Werte für die Eigenschaften des ADA4817 sind aus dem Datenblatt von Analog Devices [Ana25] entnommen.

Für die Wahl der Rückkopplungswiderstände wurde die Tiefpasscharakteristik bedingt von der Eingangskapazität des OPVs und den Rückkoppelwiderstand, sowie der maximale Ausgangsstrom des OPVs berücksichtigt. Der ADA4817 ist mit einer differentiellen Eingangskapazität von lediglich 0,1 pF spezifiziert. Wird eine obere Grenzfrequenz von 30 MHz festgesetzt, ergibt sich der maximal erlaubte Rückkoppelwiderstand R_{2max} nach Gleichung 3.6.

$$R_{2max} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,1 \text{ pF} \cdot 30 \text{ MHz}} \approx 53 \text{ k}\Omega \quad (3.6)$$

Da die Kapazitäten im Layout sich zur Eingangskapazität der OPVs addieren und die Pole, der gekoppelten OPVs, aufeinander Rückwirken können, sollte dieser Wert weit unterboten werden. Ein Anhaltspunkt für den kleinstmöglichen Rückkoppelwiderstand bietet der maximale lineare Ausgangsstrom des OPV, welcher nach Datenblatt mit $I_{a,max} = 40 \text{ mA}$ angegeben ist. Liegt die maximale Differenzspannung von $U_{e,max} = 10 \text{ V}$ an, ergibt sich der minimale Wert des Rückkoppelnetzes nach Gleichung 3.7.

$$(R_1 + 2 R_2)_{min} = \frac{U_{e,max}}{I_{a,max}} = \frac{10 \text{ V}}{40 \text{ mA}} = 250 \Omega \quad (3.7)$$

Innerhalb dieser Grenzen wurden die vorderen Rückkopplungswiderstände als 902Ω Präzisionswiderstände ausgeführt, woraus sich R_2 zum Erreichen von 20 dB Verstärkung wie folgt ergibt.

$$R_1 = \frac{2 R_2}{v} - 1 = 202 \Omega \quad (3.8)$$

Die Rückkoppelwiderstände des Differenzverstärkers wurden etwas niedriger mit 363Ω Präzisionswiderständen ausgeführt.

Abweichend vom Standardentwurf eines Instrumentenverstärkers wurde zusätzlich ein Reihen-kondensator zum verstärkungs-einstellenden Widerstand R_1 vorgesehen. Dieser ermöglicht es die untere Grenzfrequenz der Schaltung festzulegen und somit den Gleichanteil sowie niederfrequente Störeinkopplungen wie beispielsweise die Netzfrequenz zu dämpfen. Die Alternative wäre einen eingangsseitigen Filter Richtung Schallwandler anzubringen, doch könnte dieser durch die Bauteilabweichung der Gleichtaktunterstützung schaden und auf den Schallwandler Rückwirken. Um den relevanten Frequenzbereich nicht zu stören wurde ein $1 \text{ }\mu\text{F}$ Kondensator gewählt und somit eine untere Grenzfrequenz von ca. 800 Hz nach Gleichung 3.9 festgelegt.

$$f_{gu} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 202 \Omega \cdot 1 \text{ }\mu\text{F}} \approx 787,9 \text{ Hz} \quad (3.9)$$

Des Weiteren ist ein optionaler Tiefpass vor dem Differenzverstärker eingeplant, sowie optionale Kapazitäten parallel zu den R_2 Widerständen vorgesehen worden um eventuelle Verstärkungsüberhöhungen abzumildern.

3.2.4 Validierung im Frequenzbereich

Zur Evaluierung des Verstärkers wurden mehrere Bode-Messungen in unterschiedlichen Konfigurationen durchgeführt. Der Messaufbau ist in Abbildung 11 dargestellt. Als Messgerät wurde

das Bode100 von Omicron Lab verwendet und auf eine Ausgangsleistung von -20 dBm für $50\,\Omega$ Last eingestellt. Wird der hohe Eingangswiderstand des Verstärkers vereinfacht als offene Klemme angenommen ergibt sich die Ausgangsspannung des Bode100 $U_{Bode,OUT}$ am Instrumentenverstärker nach Gleichung 3.10.

$$U_{Bode,OUT} = 2\sqrt{PR} = 2\sqrt{10\,\mu\text{W}\,50\,\Omega} \approx 44,8\text{ mV} \quad (3.10)$$

Um das hochohmige Ladungsquellenverhalten eines piezoelektrischen Elements sowie den Einfluss der eingangsseitigen Kapazität durch einen Sensor zu emulieren, wurde die Kapazität C_{mess} in Reihe zum Ausgang des Bode100 geschaltet. Der Lastwiderstand von $100\,\Omega$ wurde gewählt, da der OPV für diesen Wert vom Hersteller spezifiziert und somit die angegebenen Spezifikationen einhalten sollte.

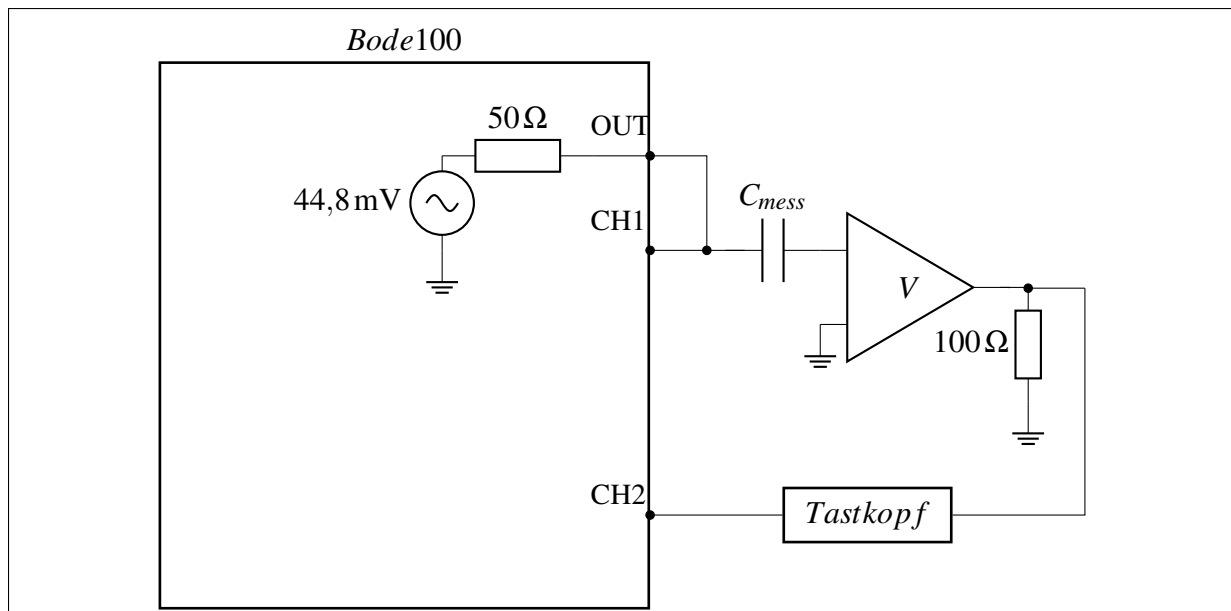


Abb. 11: Messaufbau verwendet für die Bode-Messungen bei den Empfangsverstärkern

Um den Einfluss unterschiedlicher Rückkoppelwiderstände sowie des Kondensators am Verstärker isoliert zu untersuchen wurde der Instrumentenverstärker zunächst bei idealen Bedingungen ohne C_{mess} vermessen. Die ermittelten Phasen- und Betragsfrequenzgänge sind in Abbildung 12 dargestellt. Bei dem gelben Graph wurde der Verstärker genau so vermessen, wie er in Unterabschnitt 3.2.3 ausgelegt wurde. Beim blauen Graph wurde die Kapazität im Rückkoppelpfad entfernt und beim Orangen die Verstärkung durch Variation des gemeinsamen Rückkoppelwiderstands verringert, um die Auswirkung einer größeren Verstärkungsreserve zu untersuchen.

Die Messungen zeigen, dass der Rückkoppelkondensator die Verstärkung sowie Phase im relevanten Frequenzbereich nicht weiter beeinflusst aber Störfrequenzen unterhalb des Frequenzbereichs effektiv bedämpft. Des Weiteren wird sichtbar, dass 20 dB tatsächlich die maximale Verstärkung

ist auf welcher diese Konfiguration betrieben werden sollte. Während bei geringerer Verstärkung und Phase noch länger stabil bleiben, beginnt sich bei 20 dB die limitierte Leerlaufverstärkung bereits geringfügig auf Phase und Verstärkung niederzuschlagen.

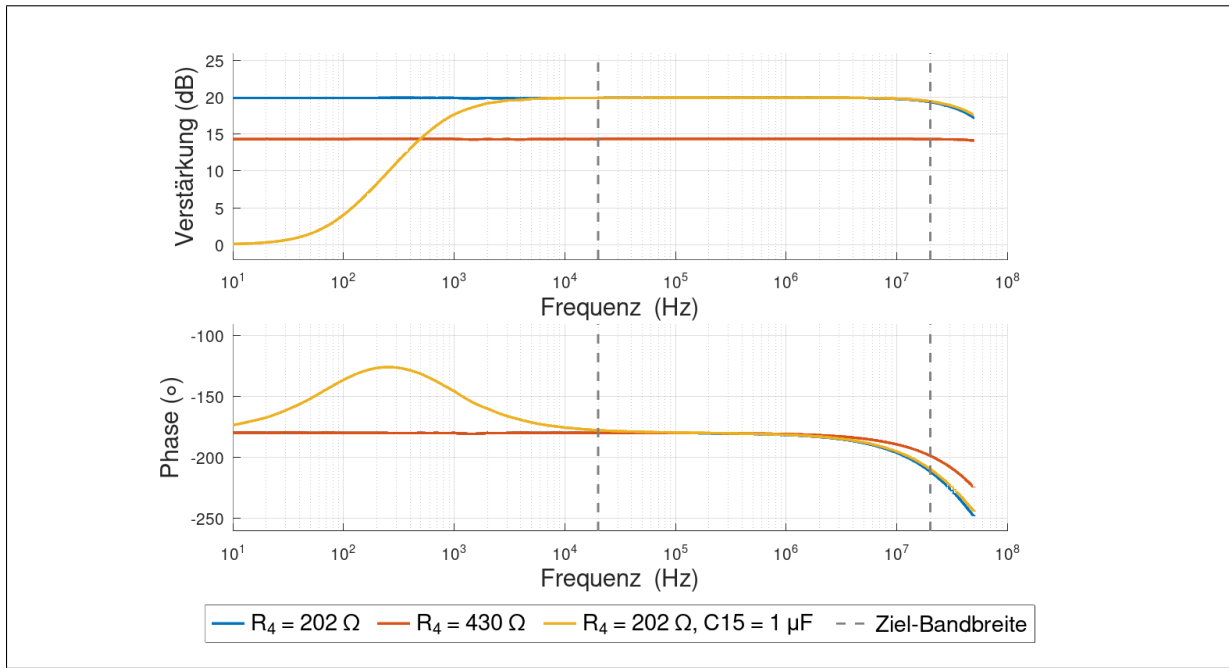


Abb. 12: Bode-Diagramm des Instrumentenverstärkers ohne C_{mess}

Nun wurde der Kondensator C_{mess} zum Bode100 in Reihe geschaltet, Abbildung 13 zeigt die Messergebnisse für verschiedene Kapazitätswerte. Die Kapazität im Rückkoppelpfad des Verstärkers wurde für diese Messungen wieder entfernt um die Auswirkungen isoliert zu betrachten. Die Messungen zeigen, dass die untere Grenzfrequenz abhängig von der Messkapazität, bzw. später vom angeschlossenen Sensor ist. Die Kapazität bildet, wie in der theoretischen Betrachtung vorhergesehen, einen Hochpass mit dem Eingangswiderstand des Verstärkers. Mit kleinerer Kapazität steigt demnach die untere Grenzfrequenz, da kleine Schallwandler mit geringer Kapazität aber zumeist bei höheren Frequenzen betrieben werden, muss dies kein Ausschlusskriterium sein. Des Weiteren ist für sehr kleine Kapazitäten ein leichter Abfall der generellen Verstärkung zu sehen. Sobald der Widerstand des Messkondensators nicht mehr vernachlässigbar klein gegenüber dem Eingangswiderstand des Verstärkers ist bzw. der Sensor eine geringere Ladung liefern würde. Dem Verstärker war bei diesen Messungen ein Widerstand von 10 M Ω parallel geschaltet.

Abschließend ist zu dem Verstärkungsverlauf noch zu erwähnen, dass dieser sich bei der hier gezeigten Spannungsverstärkung zwar recht kapazitätsunabhängig zeigt, sich im Sinne der Ladungsverstärkung jedoch für jede Messkapazität um einen konstanten Offset unterscheidet. Da Ladung und Spannung über den Kondensator nach $Q_{mess} = C_{mess} U_{Bode,OUT}$ verknüpft sind, müssten die Spannungsmessung für eine konstante Ladungsmessung bei jedem Messkondensator

um den Faktor $\frac{1}{C_{\text{mess}}}$ verschoben sein. Somit muss die Messkapazität um die Ladung bzw. tatsächlich auf den Sensor wirkende Kraft zu bestimmen, bei diesem Verstärker herausgerechnet werden, wie in der Theorie beschrieben.

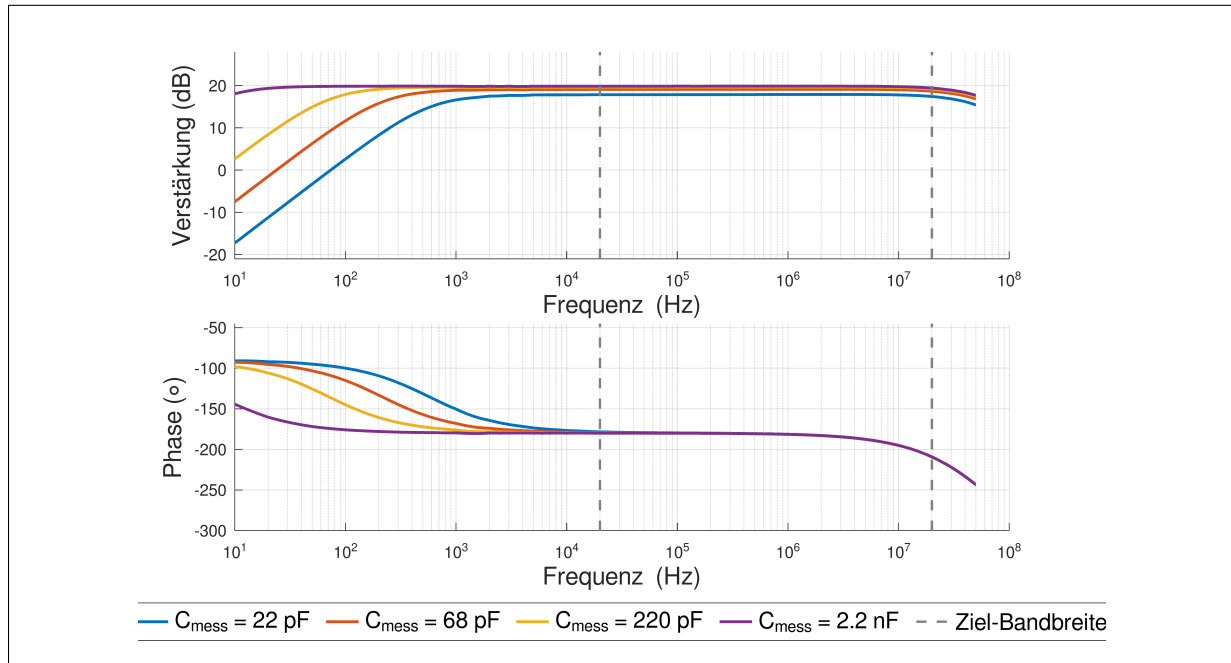


Abb. 13: Bode-Diagramm des Instrumentenverstärkers mit Reihenkapazitor C_{mess}

3.3 Ladungsverstärker

3.3.1 Theoretisches Funktionsprinzip

Die zweite Variante ist, die durch den Sensor erzeugte Ladung direkt zu verstärken, also einen sogenannten Ladungsverstärker einzusetzen, wie er in Abbildung 14 dargestellt ist. Konkret realisiert wird der Ladungsverstärker meist mit einem Operationsverstärker in invertierender Grundsaltung und wird im folgenden Unterabschnitt noch abgebildet. Zunächst soll der Ladungsverstärker ideal nach [Gau02, S.219ff] betrachtet werden. Das gezeigte Prinzipschaltbild besteht aus der Eingangskapazität C_{in} , welche sich aus Verbindungskabel, Sensorkapazität, Verstärker-Eingangskapazität etc. zusammensetzt, den Isolationswiderstand R_i , einen idealen Verstärker und den piezoelektrischen Sensor welcher die Ladung Q_P erzeugt.

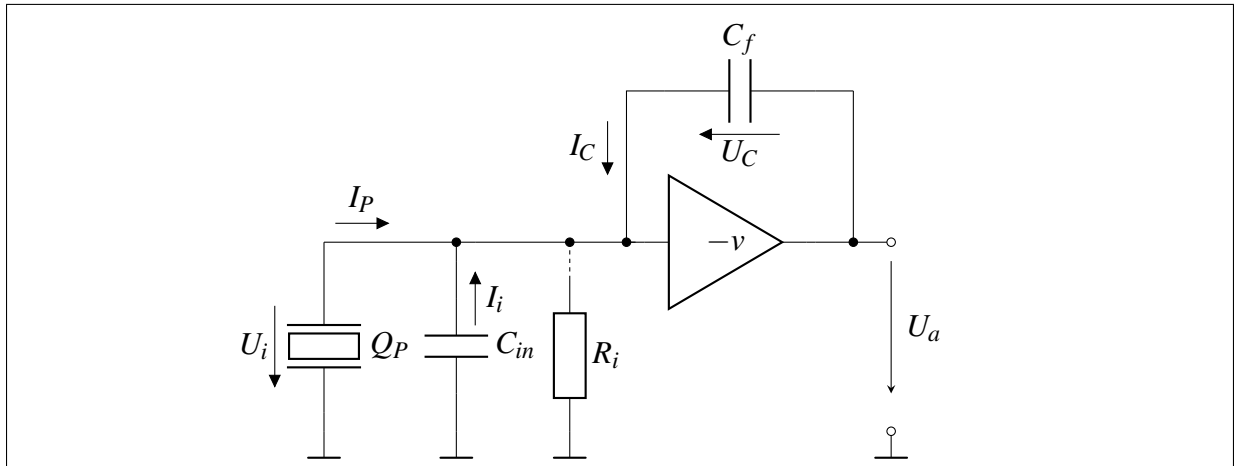


Abb. 14: Prinzipschaltbild des Ladungsverstärkers, abgeändert von [Gau02, S.219]

Ein Ladungsverstärker wandelt die am Eingang anliegende Ladung Q_P direkt in eine proportionale Ausgangsspannung U_a um. Wird mit einem idealen Verstärker (kein Eingangsstrom) gerechnet ergibt sich der Zusammenhang von erzeugter Ladung des piezoelektrischen Elements zu den Strömen der Schaltung über die Knotengleichung nach Gleichung 3.11.

$$\frac{dQ_P}{dt} = I_P = -I_i - I_C \quad (3.11)$$

Die Einzelströme ergeben sich ferner aus den Maschensätzen wie folgend ausgeführt.

$$U_i = -\frac{1}{v} U_a \quad (3.12)$$

$$\rightarrow I_i = -C_{in} \frac{dU_i}{dt} = \frac{1}{v} C_{in} \frac{dU_a}{dt} \quad (3.13)$$

$$U_C = U_a - U_i = U_a + \frac{U_a}{v} = \left(1 + \frac{1}{v}\right) U_a$$

$$\rightarrow I_C = C_f \frac{dU_C}{dt} = \left(1 + \frac{1}{v}\right) C_f \frac{dU_a}{dt} \quad (3.14)$$

Durch Einsetzen der Einzelströme in Gleichung 3.11 und Integration ergibt sich die Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Sensorladung nach Gleichung 3.16.

$$Q_P = - \left[\frac{1}{v} C_{in} + \left(1 + \frac{1}{v}\right) C_f \right] U_a \quad (3.15)$$

$$\rightarrow U_a = - \frac{Q_P}{\frac{1}{v} C_{in} + \left(1 + \frac{1}{v}\right) C_f} \approx - \frac{Q}{C_f} \quad (3.16)$$

Der große Vorteil des Ladungsverstärkers wird in Gleichung 3.16 sofort ersichtlich. Mit steigender Spannungsverstärkung sinkt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung zu parasitären

Kapazitäten. Qualitativ erklärt werden die Eingangskapazitäten nicht geladen, da die Eingangsspannung $U_i = 0\text{V}$ nach Gleichung 3.12 bei $\nu \rightarrow \infty$, wodurch es ebenfalls keinen Stromfluss durch den Isolationswiderstand des Kabels gibt und diese Elemente folglich keinen Einfluss ausüben können. Zusammengefasst ist die Ausgangsspannung beim idealen Ladungsverstärker somit unabhängig von Kabel- und Eingangskapazitäten und lediglich durch die Rückkoppelkapazität C_f und der anliegenden Ladung bestimmt, wodurch erneute Kalibrierung bei Kabel- oder Sensorwechsel überflüssig werden. Unter Verwendung realer Verstärker sind diese Eigenschaften natürlich nicht zur Gänze erreichbar, wie im Folgekapitel weiter ausgeführt.

3.3.2 Topologie und Vorüberlegungen

Der Ladungsverstärker wurde in der gängigsten Ausführung als Operationsverstärker in invertierender Grundschialtung realisiert, wie in Abbildung 15 dargestellt. In diesem Kapitel werden die Unterschiede zum idealen Ladungsverstärker und resultierende Vorüberlegungen zur Wahl eines passenden Operationsverstärkers sowie Bauteilwerten aufgeführt werden, bevor das konkrete Design vorgestellt wird.

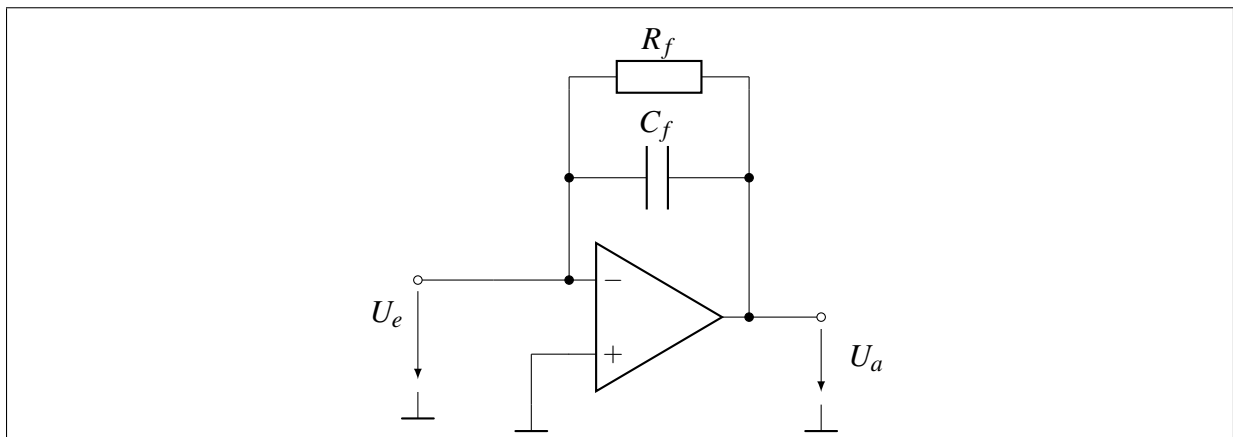


Abb. 15: Ladungsverstärker umgesetzt mit Operationsverstärker in invertierender Grundschialtung

Als erster Unterschied zum idealen Verstärker muss der Leckstrom in die Verstärkereingänge im Design Beachtung finden. Diese laden den Rückkoppelkondensator C_f und verursachen einen Drift in der Ausgangsspannung, bis der OPV die Sättigung erreicht hat. Um dieser Aufladung entgegenzuwirken wird ein paralleler Rückkoppelwiderstand R_f nötig. Nachteil des Parallelwiderstands ist, dass dieser nun Ströme abseits der Rückkoppelkapazität zulässt und somit mit C_f die untere Grenzfrequenz f_{gu} der Schaltung nach Gleichung 3.17 festlegt.

$$f_{gu} = \frac{1}{2\pi C_f R_f} \quad (3.17)$$

Hieraus lässt sich ableiten, dass bei der Wahl besonderes Augenmerk auf einen geringen OPV-Eingangsruestrom gelegt werden sollte um die Grenzfrequenz niedrig bzw. R_f groß auslegen zu können.

Der Wert von R_f hat hierbei neben der Grenzfrequenz auch Auswirkungen auf das Rauschverhalten des Verstärkers. Um den Einfluss von R_f und C_f auf das Signal-zu-Rausch Verhältnis, engl.: Signal-to-Noise ratio (SNR) des Ladungsverstärkers zu veranschaulichen, soll ihr Einfluss auf das Gesamttrauschen sowie auf die Verstärkung betrachtet werden. Die spektrale Leistungsdichte des Ausgangsrauschens S_O ist in Abhängigkeit von eingangsseitigen Spannungsrauschen $E_{r,V}$ und Stromrauschen $I_{r,V}$ des OPV sowie dem thermischen Spannungsrauschen E_{r,R_f} des Rückkoppelwiderstands in Gleichung 3.18 nach [Bar10, S.26] abgebildet. Bei ihrer Interpretation muss beachtet werden, dass für eine feste Grenzfrequenz nach Gleichung 3.17 jede Erhöhung von R_f eine Verringerung von C_f zur Folge hat. Somit kann der Term $R_f C_f s + 1$ als konstant angenommen werden und den ersten zwei Termen eine lineare sowie dem Letztem eine zu $\sqrt{R_f}$ proportionale Steigung zugeordnet werden.

$$S_O(f) = I_{r,V}^2 \left| \frac{R_f}{(R_f C_f s + 1)} \right|^2 + E_{r,V}^2 \left| 1 + \frac{C_p}{C_f} \right|^2 + E_{r,R_f}^2 \left| \frac{1}{(R_f C_f s + 1)} \right|^2 \quad (3.18)$$

$$\text{mit } E_{r,R_f} = \sqrt{4 k T R_f} \text{ und } s = 2\pi j f$$

Betrachtet man wiederum die Nutzsignal-Verstärkung nach Gleichung 3.16. So steigt diese mit sinkenden C_f und folglich mit steigenden R_f linear an, etwas steiler als das Rauschen. Das Gesamt-SNR der Schaltung wird also zusammenfassend durch eine kleine Rückkoppelkapazität C_f trotz steigenden Widerstands R_f verbessert [Bar10, S.26].

C_f sollte folglich kleinstmöglich gewählt werden, wodurch die Frage nach dem Minimalwert aufgeworfen wird. Beim idealen Ladungsverstärker wird die Ausgangsspannung nach Gleichung 3.16 alleinig durch die anliegende Ladung und den Rückkoppelkondensator eingestellt. Dies gilt jedoch nur bei ausreichender Spannungsverstärkung des gewählten Operationsverstärkers über den benötigten Frequenzbereich. Daher sollte im Design ein Verstärker mit möglichst hoher Verstärkung über das Nutzfrequenzband gewählt werden. Da die Verstärkung des OPV bei einer geforderten Bandbreite von 20 MHz allerdings nie als unendlich angenommen werden kann, muss die maximal realisierbare Ladungsverstärkung in Abhängigkeit zur Spannungsverstärkung des OPVs bzw. der Rückkoppelkapazität bestimmt werden.

Aus Gleichung 3.16, kann die Ladungsverstärkung bei endlicher Spannungsverstärkung v_Q sowie idealen Bedingungen $v_{Q_{ideal}}$ abgelesen werden, sie sind in Gleichung 3.19 und Gleichung 3.20 noch einmal aufgeführt.

$$v_Q = \frac{U_a}{Q_P} = -\frac{1}{(1 + \frac{1}{v})C_f + \frac{1}{v}C_{in}} = -\frac{v}{(1 + v)C_f + C_{in}} \quad (3.19)$$

$$v_{Q_{ideal}} = -\frac{1}{C_f} \quad (3.20)$$

Nun soll der Wertebereich für die Rückkoppelkapazität C_f ermittelt werden, bei welcher die tatsächlich zu erwartende Verstärkung maximal um Faktor $-3\text{dB} \approx 0,7$ vom idealen Wert abweicht.

$$|v_{Q_{ideal}} - v_Q| < 0,3 |v_{Q_{ideal}}| \quad (3.21)$$

Aus Gleichung 3.21 ergeben sich zwei zu prüfende Fälle:

$$v_{Q_{ideal}} - v_Q < 0,3 |v_{Q_{ideal}}| \quad (3.22)$$

$$v_{Q_{ideal}} - v_Q > -0,3 |v_{Q_{ideal}}| \quad (3.23)$$

Nur Gleichung 3.23 soll folgend exemplarisch gelöst werden, da die Lösungen denselben Schema folgen. Durch Einsetzen von Gleichung 3.19 und Gleichung 3.20 in Gleichung 3.23 folgt:

$$-\frac{1}{C_f} + \frac{v}{(1 + v)C_f + C_{in}} > -0,3 \frac{1}{C_f}$$

Mit $C_f > 0$:

$$\frac{v C_f}{(1 + v)C_f + C_{in}} > 0,7$$

Hier werden positive Verstärkungsfaktoren v des OPVs angenommen und folglich nur der Fall $(1 + v)C_f + C_{in} > 0$ behandelt, dies führt zu:

$$(0,3v - 0,7)C_f > 0,7C_{in}$$

Für die Leerlaufverstärkung des OPVs wird $(0,3v - 0,7) > 0$ angenommen, woraus Ungleichung 3.24 folgt.

$$C_f > \frac{0,7C_{in}}{0,3v - 0,7} \text{ für } (1 + v)C_f + C_{in} > 0 \quad (3.24)$$

Für die Lösung von Gleichung 3.23 ergibt sich ebenfalls unter der Annahme positiver Verstärkungsfaktoren:

$$C_f > \frac{1,3C_{in}}{-0,3v - 1,3} \text{ für } (1 + v)C_f + C_{in} > 0 \quad (3.25)$$

Hiervon führt jedoch nur Gleichung 3.24 zu sinnvollen Lösungen mit positiven Kapazitäten. Die endgültige Lösung kann nun mit der minimalen Leerlaufverstärkung und den Eingangskapazitäten bestimmt werden.

3.3.3 Design

Der Ladungsverstärker wurde in der zuvor vorgestellten Topologie realisiert. Die Wahl der konkreten Bauteilwerte wird folgend erläutert. Die nachfolgend erwähnten Spezifikationen des OPV ADA4817 sind dem Datenblatt [Ana25] entnommen.

Zur Bestimmung der minimal erlaubten Rückkoppelkapazität ist einmal die in Unterabschnitt 3.3.2 hergeleitete Beschränkung durch die Spannungsverstärkung und andererseits die maximale Ausgangsamplitude des OPV zu berücksichtigen. Zur Bestimmung der Minimalkapazität bedingt durch die endliche Spannungsverstärkung $C_{f,min,AoL}$ wurden folgende Werte angenommen und in Gleichung 3.25 eingesetzt.

- $|v| = 25dB \approx 17,8$ von der minimalen Leerlaufverstärkung des ADA4817 im Nutzfrequenzband
- Als Eingangskapazität C_{in} werden Kabelkapazität C_K von 100 pF pro Meter für ein 1 m Koaxialkabel zusammen mit einer 2 nF Sensorkapazität C_P angenommen. Somit ergibt sich: $C_{in} = C_P + C_K = 2,2 \text{ nF}$

Hieraus ergibt sich die Untergrenze zu $C_{f,min,AoL} = 331,9 \text{ pF}$.

Zur Bestimmung der Kapazitäts-Untergrenze durch die maximale Ausgangsamplitude $U_{a,max}$ des OPV C_{f,min,U_a} muss die größte Eingangsladung von piezoelektrischen Sensor Q_P abgeschätzt werden. In den Anforderungen ist eine maximal aufzulösende Empfangsamplitude von 300 mV angegeben, wird erneut 2 nF als Sensorkapazität angenommen, ergibt sich die durch die Ausgangsamplitude definierte minimale Rückkoppelkapazität nach:

$$C_{f,min,U_a} = \frac{Q_P}{U_{a,max}} \text{ mit } Q_P = C_P U_{in} \quad (3.26)$$

$$\rightarrow C_{f,min,U_a} = \frac{C_P U_{in}}{U_{a,max}} = \frac{2 \text{ nF } 300 \text{ mV}}{2,5 \text{ V}} = 240 \text{ pF} \quad (3.27)$$

Die Rückkoppelkapazität sollte nicht zu nahe an diesen Minimalwerten liegen da es sich lediglich um Abschätzungen handelt. Sie darf allerdings auch nicht zu groß ausfallen damit der Verstärker stabil bleibt und eine größtmögliche Verstärkung erzielen kann. Als Kompromiss wurde die Rückkoppelkapazität daher zu $C_f = 1 \text{ nF}$ festgelegt.

Um zunächst die untere Grenzfrequenz niedrig zu halten wurde der Rückkoppelwiderstand auf $1\text{ M}\Omega$ festgelegt. Des Weiteren wurde ein 100Ω Lastwiderstand am Ausgang des OPV eingesetzt, um eine definierte Last für den OPV zu bieten und die im Datenblatt versprochene Stabilität zu gewährleisten.

3.3.4 Validierung im Frequenzbereich

Da der Ladungsverstärker Ladung anstatt Spannung vermisst, war hier eine direkte Vermessung mit dem Bode100, das eine Spannungsquelle darstellt, nicht sinnvoll. Um seine Charakteristika zu überprüfen wurden daher lediglich Messungen mit einem Reihenkondensator zum Bode100 vorgenommen, durch welchen die vom Bode100 gelieferte Spannung in eine direkt proportionale Ladung umgewandelt wird. Der Messaufbau stimmte hierbei mit den im Unterabschnitt 3.2.4 vorgestellten überein. Die Messungen des Frequenzverhaltens wurden für unterschiedliche Rückkoppelkapazitäten, -Widerstände und Messkapazitäten untersucht um ihre Einflüsse isoliert betrachten zu können.

In Abbildung 16 ist der Einfluss unterschiedlicher Rückkoppelkapazitäten bei konstanter Messkapazität von 220 pF sowie Parallelwiderstand von $1\text{ M}\Omega$ ausgeführt. Mit sinkender Rückkoppelkapazität steigt die untere Grenzfrequenz ebenso wie der Verstärkungsfaktor, wie es zu erwarten war. Gleichzeitig steigt der Phasenversatz mit der Rückkoppelkapazität, für den unteren Frequenzbereich ist dies auf den Hochpass aus C_f und R_f zurückzuführen. Die Hochpässe mit $C_f \geq 68\text{ pF}$ erreichen hierbei ihren maximalen Phasenversatz von 90° noch vor den Nutzband und stören somit nicht weiter. Unter einer Kapazität von 68 pF begrenzt die Leerlaufverstärkung des OPV die Verstärkung innerhalb der Zielbandbreite, dies schlägt sich ebenso auf die Phase des Ausgangssignals wieder, welche bei diesen Kapazitätswerten im Nutzband stetig abfällt. Dies entspricht weitestgehend der in der Design-Phase hergeleiteten Minimal-Kapazität.

Unvorhergesehen ist die kurze Verstärkungsüberhöhung und rascher Phasensprung nahe der oberen Bandbreitengrenze, für die Werte an welchen die Leerlaufverstärkung nicht den Verlauf begrenzt. Es scheint ein Phasenversatz ursächlich zu sein, welcher den Verstärker kurzzeitig an die Stabilitätsgrenze treibt. Die Frequenz, bei welcher die Phasenverschiebung auftritt, scheint in diesen Messungen weitestgehend unabhängig von den betrachteten Rückkoppelkapazitäten, ihre Ursache wird in den Folgemessungen weitergehend diskutiert.

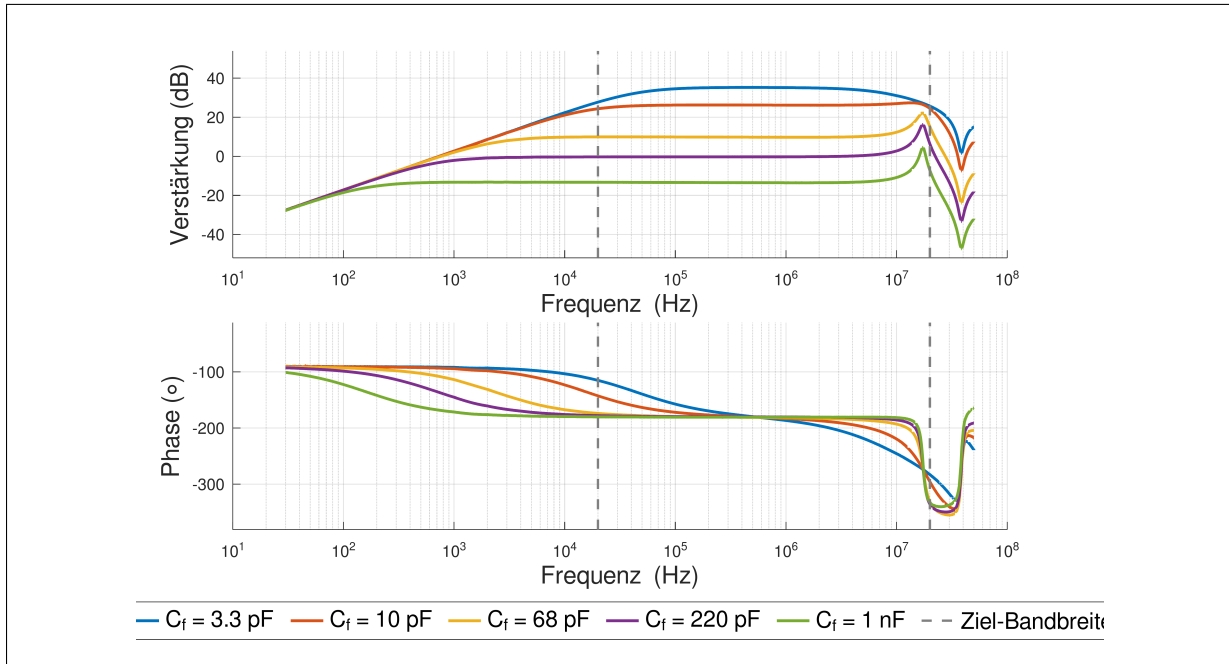


Abb. 16: Bode-Diagramm des Ladungsverstärkers für unterschiedliche Rückkoppelkapazitäten C_f , gemessen bei $C_{mess} = 220 \text{ pF}$, $R_f = 1 \text{ M}\Omega$

Abbildung 17 zeigt die Bode-Charakteristik des Verstärkers bei unterschiedlichen Messkapazitäten C_{mess} . Zunächst erscheint es so, dass der Verstärker entgegen der Theorie einen stark von der Eingangskapazität abhängige Ausgangsspannung hätte. Dieser Effekt ist jedoch nur durch das Messprinzip bedingt, welches die Spannungsverstärkung und nicht die Ladungsverstärkung des Verstärkers vermisst. Eine größere Messkapazität führt nach $Q = CU$ auch zu höherer Ladung und somit größerer Ausgangsspannung des Ladungsverstärkers, weswegen die Spannungsverstärkung aus Sicht des Bode100 zwar ansteigt, die Ladungsverstärkung jedoch konstant bleibt. Dieser Effekt lässt sich jedoch bereinigen, indem die Messkapazität nach Gleichung 3.28 herausgerechnet wird kann die Spannungsverstärkung v in eine Ladungsverstärkung v_Q überführt werden. Die so ermittelte Ladungsverstärkung ist in Abbildung 18 dargestellt und ist, wie von der Theorie versprochen, konstant beim eingestellten Wert von $v_Q = \frac{1}{C_f} = 10^9 = 180 \text{ dB}$.

$$v_Q = \frac{v}{C_{mess}} \quad (3.28)$$

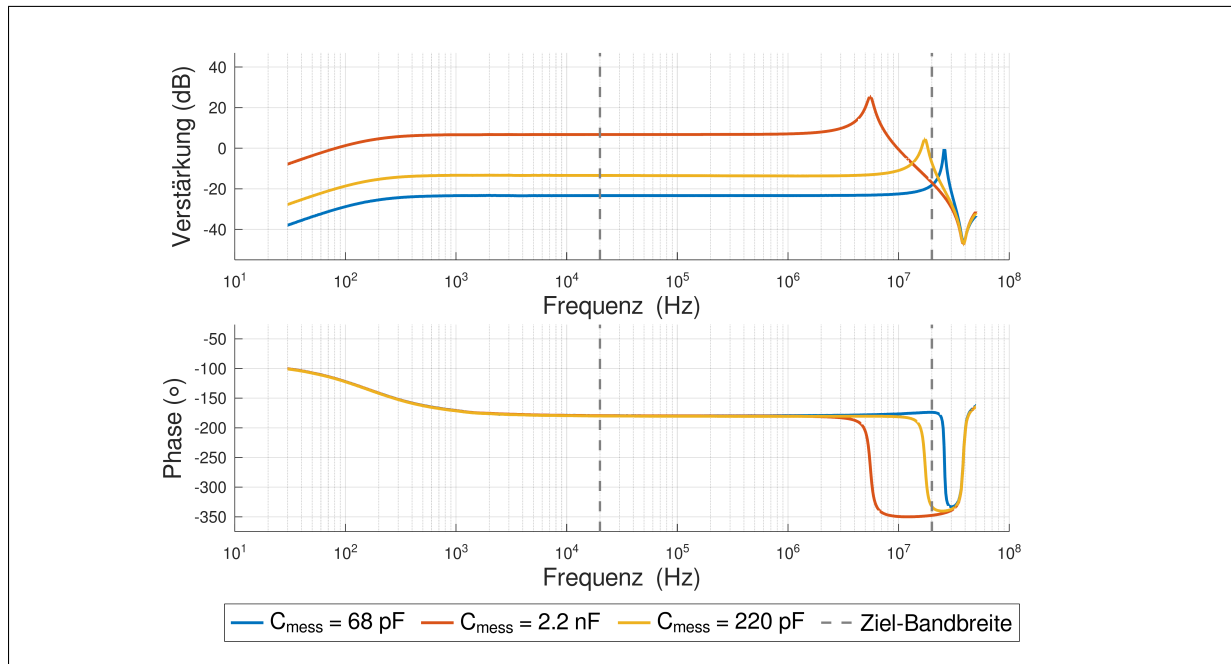


Abb. 17: Bode-Diagramm des Ladungsverstärkers für unterschiedliche Messkapazitäten C_{mess} bei $C_f = 1 \text{ nF}$, $R_f = 1 \text{ M}\Omega$

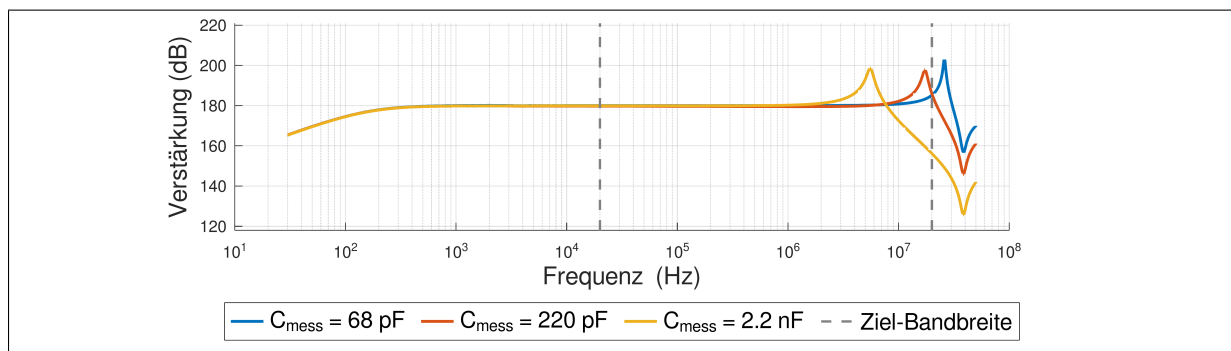


Abb. 18: Ladungsverstärkungsverlauf des Ladungsverstärkers für unterschiedliche Messkapazitäten C_{mess} bei $C_f = 1 \text{ nF}$, $R_f = 1 \text{ M}\Omega$

Nun soll auf die obere Grenzfrequenz und die kurzzeitige Verstärkungsüberhöhung eingegangen werden, welche sich stark abhängig von der Messkapazität, bzw. später Schallwandler-Kapazität verschiebt. Zunächst wurde vermutet, dass das Rückkoppelnetzwerk bestehend aus R_f , C_f und auch C_{mess} eine zusätzliche Phasendrehung aufbaut bis die Rück- zur Mitkopplung wird und das System kurzzeitig instabil wird. Dies kann jedoch durch die Position der Ausschläge im Megahertz-Bereich ausgeschlossen werden, an diesem Punkt ist C_f so niederohmig, dass R_f vernachlässigt werden kann und lediglich ein kapazitiver Teiler aus C_f und C_{mess} zum Eingang besteht. Ein kapazitiver Teiler kann jedoch keine Phasenverschiebung einbringen und somit auch keine der beobachteten Phasensprünge verursachen, die Ursache muss daher anders liegen. Am wahrscheinlichsten scheint hier die kapazitive Belastung bzw. der endlicher Ausgangsstrom

des OPV, welche im Design leider nicht berücksichtigt wurde. Der ADA4817 ist mit einem maximalen linearen Ausgangsstrom von 40 mA spezifiziert, der maximale Kurzschluss-Strom beträgt 100 mA [Ana25]. Bei einer der gemessenen oberen Grenzfrequenzen von etwa 5,5 MHz liegt der Blindwiderstand der in Reihe geschalteten Kondensatoren bei $42\ \Omega$, bei halber Aussteuerung von 2,5 V muss der Verstärker somit bereits ca. 60 mA Spitzenstrom treiben. Wird der Operationsverstärker über seinen linearen Ausgangsstrom belastet ist eine vergrößerte frequenzabhängige Ausgangsimpedanz die Folge, diese kann zusätzliche Pole bilden, welche wiederum die Verstärkungserhöhungen erzeugen, sowie die Verstärkung schlussendlich zum Erliegen bringt. Um für alle Messkapazitäten die gewünschte Bandbreite zu erreichen, müsste C_f also noch geringer ausfallen, ohne dabei mit den im Design aufgezeigten Untergrenzen zu kollidieren und selbst dann bliebe die Bandbreite dieser Schaltung durch die Eingangskapazität limitiert.

Zuletzt wurde noch der Frequenzbereich des Ladungsverstärkers auf diesen Anwendungsfall hin optimiert. In Abbildung 19 wurde mit einem Reihenwiderstand R_r vor dem Ladungsverstärker experimentiert um diesen gegen Ende des nutzbaren Frequenzgangs zu stabilisieren, des Weiteren wurde ein geringerer Parallelwiderstand eingesetzt, um die Verstärkung außerhalb des Nutzfrequenzbandes zu verringern und das Rauschverhalten zu verbessern. Ein Parallelwiderstand von $50\ \text{k}\Omega$ konnte die Verstärkung unterhalb des Nutzbandes verringern und die Phase dabei nur sehr geringfügig beeinflussen. Ein Reihenwiderstand von $39\ \Omega$ konnte die Verstärkungserhöhung vollständig ausgleichen, wobei die Phase jedoch durch den entstehenden Tiefpass um bis zu 50° beeinflusst wurde.

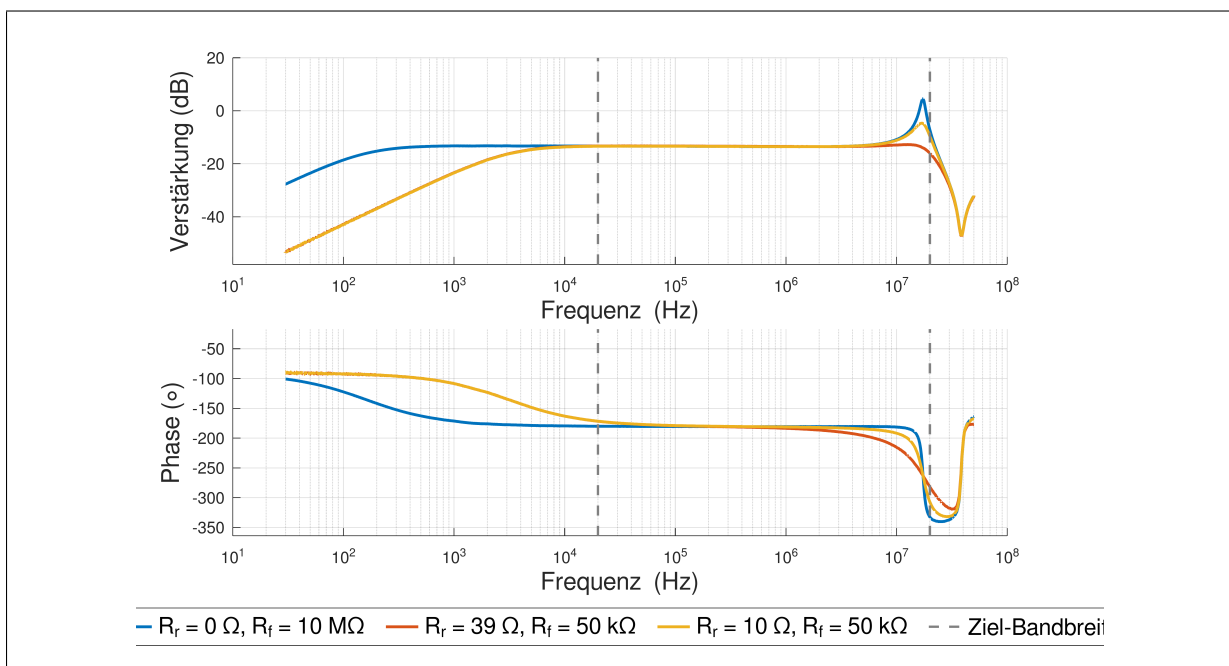


Abb. 19: Optimierung des Frequenzgangs des Ladungsverstärkers durch unterschiedliche Rückkoppelwiderstände R_f und Reihenwiderstände R_r

3.4 Zusammenfassung der Erkenntnisse

In diesem Kapitel wurden zwei Ansätze zur Verstärkung piezoelektrischer Signale theoretisch untersucht und ihr Frequenzverhalten vermessen, die Erkenntnisse sollen hier zusammengefasst werden.

Zunächst wurde der Ansatz der Spannungsverstärkung, mittels eines Instrumentenverstärkers evaluiert. Ohne eingangsseitiger Kapazität konnten mit diesem Design ein stabiler Verstärkungsfaktor über den Frequenzbereich von 10 Hz bis 50 MHz erreicht werden, auch die Phase blieb hierbei über den Großteil des Nutzbandes konstant, lediglich am oberen Ende des Nutzfrequenzbandes von 20 MHz war ein geringer Abfall zu beobachten. Dieser Betrag für den Verstärkungsfaktor zehn höchstens 30° und für einen Faktor von fünf maximal 20° . Bei steigender Eingangskapazität, wie es bei wechselnden Schallwandlern der Fall wäre, nimmt beim Spannungsverstärker die untere Grenzfrequenz mit sinkender Eingangskapazität zu, weswegen er für statische Messung nicht einsetzbar ist. Für Messungen im Kilohertz-Bereich und höher hängt es jedoch vom Schallwandler ab, ob der Verstärker eingesetzt werden kann. Für die vermessenen Kapazitäten von 22 pF bis 2,2 nF wurde das Nutzsignalband hiervon nicht beeinträchtigt, da die untere Grenzfrequenz stets deutlich niedriger lag. Abschließend ist zu erwähnen, dass sich die auf piezoelektrischen Schallwandlern wirkende Kraft direkt proportional zur Ladung und nicht der Spannung verhält. Da der Spannungsverstärker allerdings die Spannung vermisst, welche sich abhängig von Ladung und Kapazität an seinem Eingang einstellt, muss für die Ermittlung der tatsächlichen Kraft stets die eingangsseitigen Kapazität bekannt sein und aus dem Messergebnis herausgerechnet werden. Somit muss der Aufbau für Anwendungen bei den es auf die absoluten Ladungen bzw. Kräfte auf den Sensor ankommt nach jedem Sensorwechsel neu kalibriert werden.

Die zweite überprüfte Methode ist die Ladungsverstärkung, welche mittels eines OPV in invertierender Grundsaltung und Kapazität im Rückkoppelpfad realisiert wurde. Gegenüber dem Spannungsverstärker bietet diese Variante den Vorteil, dass sie die Ladung direkt verstärkt, welches die tatsächliche Messgröße piezoelektrischer Sensoren darstellt. Somit ist ihre Ausgangsspannung in einem breiten Bereich unabhängig von der Eingangskapazität und entspricht direkt der Kraft bzw. Schwingung, welcher der Sensor misst, multipliziert mit dem Verstärkungsfaktor. Der vermessenen Phasen- und Betragsfrequenzgang konnten dies bestätigt, sowie hohe Ladungsverstärkungen mit sehr konstanten Phasenverlauf im Passband aufzeigen. Seine Bandbreite kann hierbei durch die Wahl des Rückkoppelnetzes bei einem geeigneten OPV bis in äußerst tiefe Frequenzen erweitert werden, Richtung hoher Frequenzen sind ihr jedoch Grenzen gesetzt. Denn die Messungen zeigten, dass die obere Grenzfrequenz bis welcher der reale Ladungsverstärker sich sinnvoll Nutzen lässt, durchaus abhängig von der Eingangskapazität ist. Bei dem betrachteten Kapazitätsbereich konnte somit keine stabile Verstärkung innerhalb des angestrebten Nutzfrequenzbandes erreicht werden.

Der Ladungsverstärker ist folglich vor allem für niederfrequente Messungen geeignet, bei welchen es auf absolute, zwischen mehreren Sensoren vergleichbare Messwerte ankommt. Der Spannungsverstärker ist dahingegen für höhere Frequenzen und breitere Bandbreiten die bessere Wahl sowie Messungen bei welchen es auf relative Änderung ankommt. Für den Anwendungsfall des ISAT sind vor allen die Unterschiede in den Reflexionen der einzelnen Messungen interessant, anstatt die tatsächliche Kraft welche auf den Schallwandler wirkt. Des Weiteren ist für die zu entwickelnde General-Purpose-Schaltung das angestrebte Frequenzband für möglichst große Variation an Schallwandlern einzuhalten. Aus diesen Gründen wird für die weitere Arbeit von einem Spannungsverstärker als Empfangsverstärker ausgegangen.

4 Varianten der Sende-/Empfangstrennung

Die Aufgabe der Sende-/Empfangstrennung lässt sich grob in zwei Kernbereiche zusammenfassen. Einerseits muss die auf Kleinstamplituden ausgelegte Empfangsschaltung vor den hohen Sendeamplituden bei der Anregung geschützt werden. Andererseits muss die Sendeelektronik im Empfangsfall hochohmig vom Empfangspfad abgetrennt werden, um das Echo-Signal geringstmöglich zu verfälschen. Häufig werden diese Anforderungen von separaten Schaltungen erfüllt, wobei die für den Schutz der Empfangsschaltung bestimmte als Limiter und die zur Isolation des Senders als Expander bezeichnet werden. Die Bezeichnung Expander ist hierbei etwas irreführend da seine Funktion nicht der klassischen Definition eines Expanders entspricht, nach welcher der Dynamikbereich erweitert werden sollte [Zö08, S.226], jedoch hat sie sich in Veröffentlichungen zu Sende- und Empfangstrennungen beim Impulseecho-Verfahren so eingebürgert [CF08] [CKS12].

Es gibt zahlreiche Konzepte, mit welcher die Sende-Empfangstrennung realisiert werden kann. Eine grobe Kategorisierung kann zwischen gesteuerten und automatischem Schaltvorgang erfolgen. Dies bedeutet, dass einerseits mittels eines Steuersignals zwischen Sende- und Empfangsmodus umgeschaltet wird oder die Schaltung automatisch auf die hohen Anrege- bzw. niedrige Echo-Amplituden reagiert und Sende- von Empfangspfad Spannungspegel-basiert trennt [CF08]. Für das ISAT kommen Schaltung aus beiden Kategorien infrage, da die Sendeimpulse vom Funktionsgenerator mit Trigger-Ausgang erfolgen und somit ein externes Steuersignal vorliegt. Die automatischen Varianten bieten allerdings den Vorteil, dass die Schaltung auch gegen unvorhergesehene Spannungsspitzen geschützt ist und die Anwendung der Schaltung vereinfacht wird.

In den folgenden Kapitel werden ausgewählte Varianten beider Kategorien erläutert und praktisch evaluiert. Die Schaltungen sollen hierbei auf folgende Kriterien überprüft werden:

- Einfügedämpfung in Abhängigkeit von Frequenz und Amplitude.
- Sperrdämpfung des Expanders und Schutzwirkung des Limiters in Abhängigkeit von Frequenz und Amplitude.
- Signalverzerrung (THD) in Abhängigkeit von Grundfrequenz und Amplitude.
- Erholungszeit nach Überspannung, bzw. Schaltzeit.

4.1 Mindestanforderungen

Zunächst soll der maximal erlaubte Empfangsspannungspegel definiert werden. Die absolute Obergrenze bildet die höchste Eingangsspannung der OPVs, von dem im vorherigen Kapitel vorgestellten Eingangsverstärkern. Beim verwendeten OPV ADA4817-1 entspricht diese der Versorgungsspannung von $\pm 5V$. Praktisch darf allerdings schon deutlich tiefer abgeschnitten werden, da die Echos äußerst selten dieses Niveau erreichen. Die Untergrenze, ab der das Signal abgeschnitten werden, darf ergibt sich für Spannungsverstärkung $v = 10$ zu:

$$U_{lim,grenz,u} = \frac{U_{aus,max}}{v} = \frac{5V}{10} = 500mV$$

Bei größeren Pulsen geht der Verstärker ins Clipping. Somit gilt für die Grenzspannung $U_{lim,grenz}$ zusammengefasst:

$$500mV \leq U_{lim,grenz} \leq 5V$$

Die Anforderung an die Erhol- bzw. Schaltzeit kann im vorliegenden Fall nur grob abgeschätzt werden, wobei sich zwei Maßstäbe anbieten. Einerseits die zu erwartenden Laufzeit im Material, da die Schaltung während die Schallwelle noch durch das Material propagiert nicht empfangsfähig sein muss. Diese ist stark von der Schallgeschwindigkeit im Material sowie dessen Abmessungen bzw. Position der Reflexionsstelle abhängig. Andererseits kann eine Abschätzung über die vom Nachschwingen des Schallwandlers bedingte Blindzeit getroffen werden. Wie in Kapitel Unterabschnitt 2.2.2 beschrieben, ist mit einem Nachschwingen des Schallwandlers zu rechnen, nachdem der Anregeimpuls bereits abgeschlossen ist. In dieser Zeit können Echos mit dem Sensor nicht akkurat empfangen werden, weswegen die Schaltung ebenfalls nicht empfangsbereit sein muss. Die Dauer des sogenannten "Ring-Downs" ist hierbei von der gekoppelten Masse, der Anregefrequenz sowie den Materialeigenschaften beeinflusst. Aus Praxiserfahrung lassen sich zum Abschätzen des Ringdown 2-10 Zyklen der Anregefrequenz ansetzen. Im Fall der höchsten spezifizierten Anregefrequenz von 20 MHz und fünf Nachschwingern ergibt sich somit der Grenzwert $\tau_{B,ring}$ nach Gleichung 4.1. Für die Laufzeit im Material $\tau_{B,Stahl}$ wurde als Worst-Case-Abschätzung Stahl angenommen, da die Schallgeschwindigkeit dort nach Tabelle 3 am größten ist und ein Abstand zur Reflexionsstelle von 5 mm verwendet. Das Ergebnis ist in Gleichung 4.2 zu sehen.

$$\tau_{B,ring} = \frac{5}{20MHz} = 100ns \quad (4.1)$$

$$\tau_{B,Stahl} = \frac{1cm}{5050\frac{m}{s}} = 1,98\mu s \quad (4.2)$$

Da die Laufzeit im Material überwiegt, wird sie als angestrebte Blindzeit festgehalten. Zuletzt gelten noch die Anforderung aus Tabelle 2 nach einer Anregespannung von mindestens $100V_{pp}$.

4.2 Automatisch schaltende Diodenschaltungen

4.2.1 Funktionsprinzip

In den bisherigen Schaltungen des ISAT wurden zum Schutz der Empfangsschaltung meist Schottky-Dioden als Limiter und Expander verwendet, wie exemplarisch in Abbildung 20 dargestellt. Der Anschluss T_x führt hierbei zum Sender, R_x zur Empfangsschaltung. Die Dioden Richtung Masse schützen den Empfänger, indem Impulse über der Dioden-Schwellenspannung zur Masse abgeleitet werden und stellen somit den Limiter dar. Der Dioden-Expander in Reihe zum Sender nutzt die nichtlineare Kennlinie der Dioden, durch welche sie für die geringen Pegel als hochohmiger, doch für große Amplituden als niederohmiger Widerstand wirken. Somit kann der Anregungsimpuls den Expander passieren, wohingegen kleine Echo-Signale vom Sender isoliert werden.

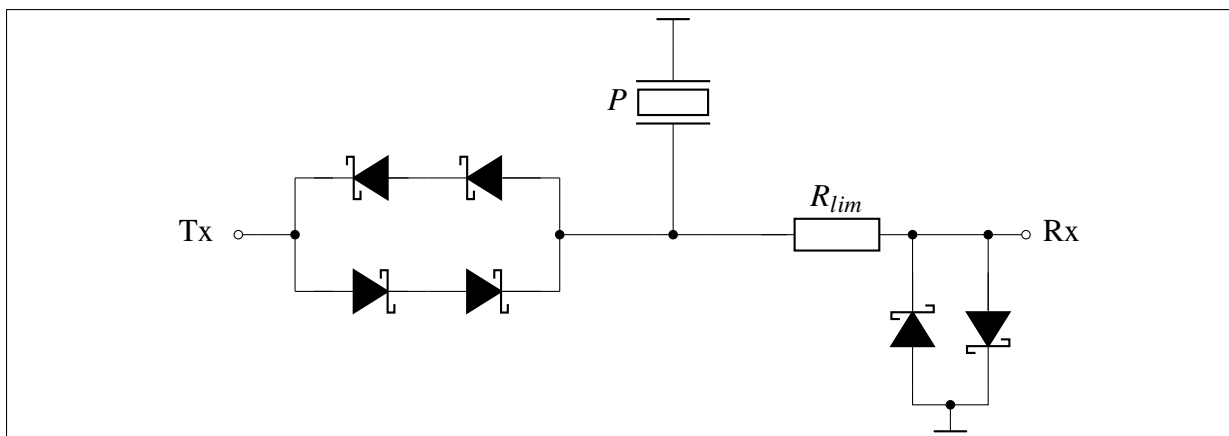


Abb. 20: Automatische Sende/- Empfangstrennung mit Schottky-Dioden

Der dargestellte Limiter und Expander lässt sich abhängig von den Einsatzbedingungen ausbauen. Weitere Dioden in der Reihenschaltung des Expanders können die Isolation erhöhen und die parasitäre Kapazität senken, hierdurch steigt jedoch auch die Schwellspannung und folglich die nichtlineare Verzerrung des Anregesignals.

4.2.2 Diodenauswahl

Für die Wahl der Dioden sind folgende Parameter berücksichtigt worden:

- Durchlassstrom unterhalb der Schwellspannung $I_{D, Iso}$: Für geringe Empfangspegel müssen Expander- und Limiterschaltung maximal sperren um möglichst wenig Pegelverlust beim Echo zu erzeugen. Als Maß hierfür kann der Durchlassstrom bei kleinen Spannungen verwendet werden.

- Diodenkapazität C_j : Kapazität welche parallel zur Diode wirkt, sie brückt die Diode für hohe Frequenzen und verringert somit die Impedanz von Limiter und Expander im Empfangsfall. Durch eine geringere Impedanz wird das Empfangssignal zunehmend über die Dioden abgeführt, die Kapazität sollte folglich so gering wie möglich ausfallen um diesen Effekt zu minimieren.
- Maximaler Durchlassstrom $I_{DC,max}$: Der erlaubte Maximalstrom der Expander-Dioden bestimmt die maximale Leistung mit welcher der Schallwandler getrieben werden kann. Im Fall des Limiters darf der strombegrenzende Reihenwiderstand mit steigenden Durchlassstrom geringer ausfallen, wodurch die Einfügedämpfung des Limiters verbessert wird.
- Änderung differentieller Eingangswiderstand $r_{diff,n}$: Die Verzerrung welche die Diode durch ihre nichtlineare Kennlinie erzeugt sind in dieser Anwendung unvermeidbar, die Verzerrung die Oberhalb der Schwellenspannung entsteht kann jedoch minimiert werden. Hierzu kann die Änderung des differentiellen Eingangswiderstandes herangezogen werden, umso größer sie ausfällt, desto größer sind die Verzerrungen im Durchlass-Bereich

Da die Sperrspannung bei Expander sowie Limiter durch die anti-parallelen Dioden begrenzt wird, ist sie im Design vernachlässigbar. Auch die Schaltzeit kann vernachlässigt werden, da sie bei Schottky-Dioden immer weit unter dem an Erholzeit gesetzten Designziel liegt. Eine Auswahl der in Betracht gezogenen Dioden sind in Tabelle 4 aufgelistet.

Diode	BAT15-099	BAS-40	BAT54	BAT17	RB568VAM150
C_j in pF	0,29	5	7,6	0,4	15
$I_{D,Iso}$ in μA	200 @ 0,2 V	100 @ 0,35 V	500 @ 0,2 V	10 @ 0,2 V	100 @ 0,35 V
$I_{DC,max}$ in mA	110	200	200	130	500
$r_{diff,n}$	0,15	14,56	2.33	1,5	12,99

Tab. 4: Auswahl an Dioden, Daten aus: [Inf18], [Dio25], [Nex22], [Inf15a], [ROH24]

Die Diodenkapazität ist für kleine Sperrspannungen stark spannungsabhängig, im Vergleich wurde stets der Maximalwert für 0 V Sperrspannung verwendet. Durchlassstrom unterhalb der Schwellenspannung und Änderung des Eingangswiderstands sind zumeist nicht als Kennwerte in den Datenblättern angegeben, sie wurden daher aus den Vorwärts-Kennlinien grafisch abgelesen. Für den Durchlassstrom im Empfangsfall wurde, falls möglich, der Durchlassstrom bei 200 mV verwendet, da dieser zumeist gut ablesbar und in der Größenordnung des maximal zu erwartenden Echos nach den in Tabelle 2 spezifizierten Anforderungen ist. Bei manchen Dioden war die Vorwärts-Kennlinie bis zu diesem Bereich nicht aufgetragen, dann wurde der Sperrstrom für die kleinste Vorwärtsspannung verwendet die angegeben war.

Der differentielle Widerstand wurde zwischen den Punkten 1 mA, 10 mA, 50 mA, 100 mA, DC-Maximalstrom abgelesen und hieraus nach Gleichung 4.3 der differenzielle Widerstand berechnet. Damit seine Änderung als Maß für die Kennlinienkrümmung und somit eingebrachten Nichtlinearitäten, dient, wurde der so bestimmte maximale Differenzwiderstand nach Gleichung 4.4 auf den Minimalwert normiert.

$$r_{diff} = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D} \quad (4.3)$$

$$r_{diff,n} = \frac{r_{diff,max} - r_{f,diff,min}}{r_{f,diff,min}} \quad (4.4)$$

Beim Expander wurde der Schwerpunkt auf eine hohe Isolation im Empfangsfall und großen Durchlassstrom gelegt und in Folge die BAS-40 für das Design ausgewählt. Ihre Kennlinienkrümmung gehört zwar zu den Größten betrachteten, jedoch ist der absolute Widerstand jenseits der Schwellspannung nur wenige Ohm groß, was ihren Einfluss bei hochohmigen Schallwandlern verringert.

Für den Limiter wurde die BAT17 ausgewählt, da hier der Maximalstrom geringere Bedeutung hat als bei den Expander-Dioden und sie ausgezeichnete Isolation im Empfangsfall bieten sollte.

4.2.3 Design

Bei Design des Expanders ist neben der Diodenauswahl für die praktische Überprüfung der Schaltung keine weitere Bauteilauslegung notwendig. Im Enddesign sollte jedoch ein Überstromschutz, beispielsweise in Form eines Serienwiderstands, vorgesehen werden. Weil die kapazitiven Schallwandler bei großer Kapazität, hohen Anregefrequenzen oder Anregespannungen den maximalen Durchlassstrom der Dioden übertreffen könnten. Durch die anti-parallele Verschaltung der Dioden erhöht sich die Kapazität, wodurch sich die Isolation des Expanders für hohe Frequenzen verringert. Um diesen entgegenzuwirken wurden zu Kosten einer höheren Einfügedämpfung und Verzerrung wie in Abbildung 20 dargestellt jeweils zwei Dioden in Reihe geschaltet. Somit entspricht die Kapazität der Gesamtanordnung mit den BAS-40 maximal 5 pF, was einem Blindwiderstand von gerundet 1,6 kΩ bei 20 MHz entspricht. Da dies die garantierte Maximalkapazität der Dioden ist und diese mit Sperrspannung stark sinkt, ist jedoch eine größere Impedanz zu erwarten.

Für den Limiter muss lediglich der Serienwiderstand dimensioniert werden, ein größerer Widerstand erhöht hierbei die Einfügedämpfung des Limiters verbesser jedoch auch seine Schutzwirkung. Um die Spannung über der BAT40 auf 500 mV zu reduzieren, ist nach der Vorwärts-

Kennlinie ein DC-Maximalstrom von ca. 30 mA einzuhalten. Wird ein maximaler Impuls von $U_{in} = 100\text{ V}$ angesetzt, ergibt sich der minimale Serienwiderstand $R_{lim,min}$ nach Gleichung 4.5.

$$R_{lim,min} = \frac{100\text{ V}}{30\text{ mA}} \approx 3,3\text{ k}\Omega \quad (4.5)$$

Dieser Widerstand ist für einen hochohmigen Empfangsverstärker vernachlässigbar und darf zugunsten anderer Eigenschaften erhöht werden. Die Diodenkapazität bildet zusammen mit Widerstand einen Tiefpass, welcher sich auch konstruktiv als Filter verwenden lässt. Die geforderte 3dB-Eckfrequenz der Gesamtschaltung ist 20 MHz. Setzt man nun mit ausreichend Puffer die Grenzfrequenz der Diodenschaltung auf 30 MHz fest, ergibt sich ein sinnvoller Reihenwiderstand nach Gleichung 4.6.

$$R_{lim} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{ pF} \cdot 30\text{ MHz}} = 5,3\text{ k}\Omega \quad (4.6)$$

4.2.4 Erweiterung durch Diodenbrücken

Eine auch für hohe Anrefrequenzen erprobte Weiterentwicklung des klassischen Dioden-Limiter stellt die Diodenbrücken-Schaltung dar, wie sie in Abbildung 21 dargestellt ist [VPS⁺03]. Bei dieser Lösung wird mittels der Bias-Spannung U_{Bias} und den Widerständen R_{B1} und R_{B2} ein DC-Strom über die Dioden der Brücke und somit ihr Arbeitspunkt eingestellt. Dies ermöglicht die Dioden oberhalb ihrer Schwellspannung an einem Punkt des leitenden und möglichst linearen Bereich ihrer Kennlinie zu betreiben, wodurch das THD und maximale Empfangsspannung durch unterschiedliche Bias-Ströme optimiert werden kann.

Der Schutzmechanismus nutzt wie der klassische Dioden-Limiter die nichtlineare Kennlinie der Dioden im Großsignalbetrieb aus. Für die kleinen Echo-Amplituden schwanken die Dioden nur geringfügig um den eingestellten Arbeitspunkt und lassen das Signal zum Empfänger passieren. Bei hohen Anregeamplituden wechselt dahingehend bei positiver Spannung D_4 und D_1 und bei negativer Spannung D_2 und D_3 in den Sperrbetrieb und schützen den Empfänger vor den unzulässig hohen Amplituden. Zur Erhöhung des Schutzes kann die Brücke auch den klassischen Dioden-Limiter in Reihe geschaltet werden, beim Einsatz passender Dioden konnte somit bereits adäquate Schutzwirkung bei vollen 400 V Anregeamplitude erreicht werden [Cho25] zitiert nach [ZZX⁺13].

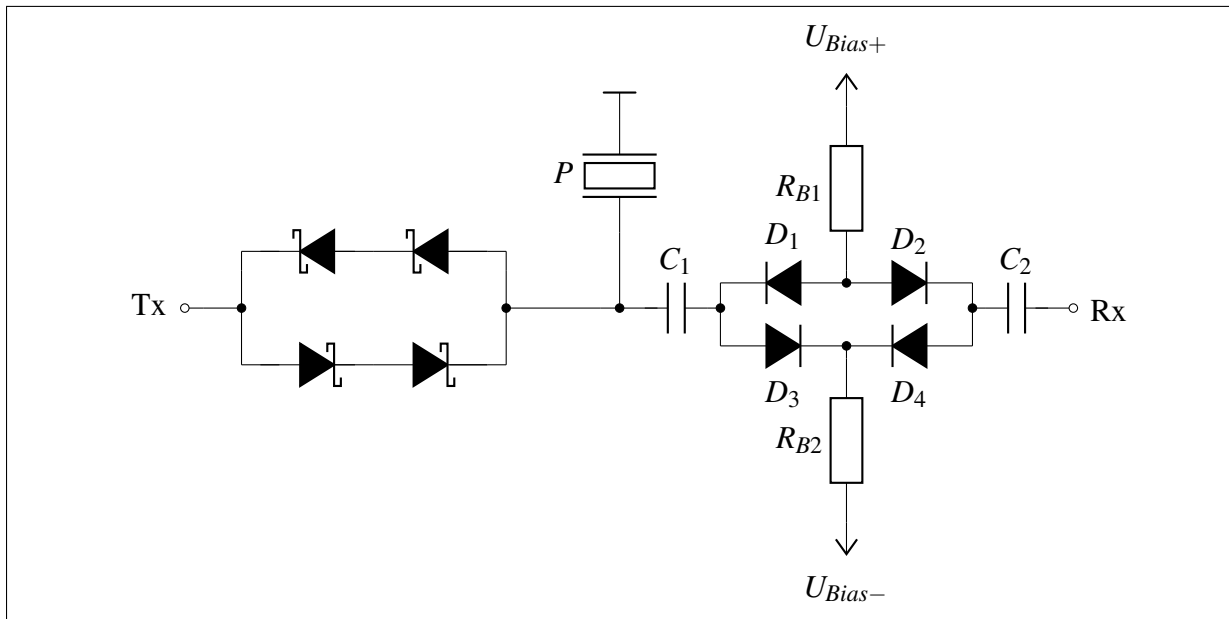


Abb. 21: Automatische Sende/- Empfangstrennung mit Diodenbrücke, angepasst aus [VPS⁺03]

Es gibt einige integrierte Limiter welche das Konzept der Diodenbrückenschaltung implementieren, wie beispielsweise der häufig genutzte MD0100 von Microchip [Cho25], weswegen ein diskretes Design zur Überprüfung dieser Variante nicht notwendig ist. Der MD0100 ist hierbei eine günstige, häufig genutzte Lösung, doch war zum Zeitpunkt dieser Arbeit leider nicht lieferbar. Stattdessen wurde der TX810 von Texas Instruments verwendet. Dieser ist mit einer 3-dB Bandbreite von 140 MHz und maximaler Eingangsamplitude von ± 100 V spezifiziert und sollte die gesetzten Anforderungen somit bei weiten übertreffen können. Zusätzlich bietet er die Möglichkeit den Bias-Strom 8-Stufen einzustellen um THD, Einschaltzeit und Schutzwirkung an den spezifischen Anwendungsfall anzupassen [Tex09].

4.3 Automatische schaltende MOSFET-Schaltungen

4.3.1 Funktionsprinzip

Eine alternative automatische Sende-Empfangstrennung kann durch Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFETs) realisiert werden, wie in Abbildung 22 dargestellt. An der linken Seite Richtung Tx ist der Expander zu sehen, Richtung Rx ist der Limiter dargestellt.

Der MOSFET-Limiter wurde in [CF08] vorgeschlagen und konnte bei richtiger Bauteilwahl geringere Verzerrung, Einfügedämpfung, Rauschen sowie eine kürzere Erholzeit im Vergleich mit Dioden Expander und Limiter sowie Brückenschaltungen erreichen. Zusammengefasst wird bei dieser Topologie das Sättigungsverhalten der MOSFET ausgenutzt, um sie als Strombegrenzung zu verwenden, wie nachfolgend genauer erläutert. Beide N-Kanal-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (NMOS) sind vom selbst-leitenden (Verarmungs)-typ und daher für eine

Gate-Source Spannung von 0 V dauerhaft leitend. Für niedrige Amplituden arbeiten die MOSFETs im linearen Betriebsbereich und das Empfangssignal kann weitestgehend unverzerrt und nur leicht gedämpft das Netzwerk passieren. Durch hohe Amplituden wird dagegen für beide Polaritäten ein MOSFET im Sättigungsbereich betrieben, hier arbeitet die Schaltung also als eine Art Strombegrenzung, der Sättigungsstrom kann anschließend durch Limiter Dioden abgeleitet und die Spannung an Rx auf die Dioden-Schwellspannung reduziert werden. Im Gegensatz zu den zuvor vorgestellten Dioden-Limiter, wird bei dieser Variante also der Reihenwiderstand ausgespart, wodurch die Einfügedämpfung im Empfangsfall reduziert werden kann.

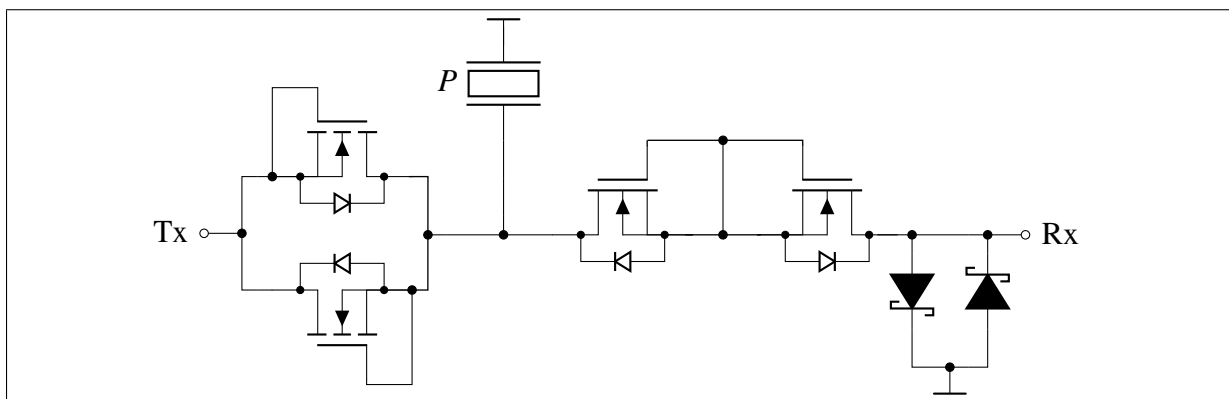


Abb. 22: Automatische Sende- Empfangstrennung mit NMOS, Eigene modifizierte Darstellung von Limiter aus [CF08] und Expander aus [CS14]

Auch als Expander wurden bereits MOSFETs als Lösung in Betracht gezogen [CS14], wie linksseitig in Abbildung 22 dargestellt. Der Fokus liegt hierbei auf der Verbesserung des THD gegenüber dem klassischen Dioden-Expander. Liegt ein Sendeimpuls an, welcher die Schwellspannung der Body-Diode überschreitet, kann er den Expander passieren, die geringen Echo-Signale dahingegen werden durch die nichtlineare Kennlinie der Dioden ausgespart, was zunächst der Funktion des bereits vorgestellten Dioden-Expanders entspricht. Der Unterschied bei diesem Ansatz besteht darin, dass mit steigenden Strom und somit steigender Dioden-Durchlassspannung zunehmend die Power-MOSFETs eingeschaltet werden. Dessen zur Diode gegenläufige Strom-Spannungs-Kennlinie linearisiert den Expander in Richtung höherer Anregeamplituden. Um den Einfluss der MOSFET detaillierter zu erläutern, muss jedoch zunächst ihr Arbeitspunkt in dieser Konfiguration betrachtet werden.

Die Ausgangskennlinie eines MOSFET teilt sich nach [HH24, S.137ff] in den Subthreshold Bereich, den linearen Bereich und den Sättigungsbereich auf. Im Subthreshold Bereich steigt ein geringer Drainstrom I_D exponentiell mit der Gate-Source Spannung an. Mit Annäherung an die Schwellspannung V_{th} geht der Feldeffekttransistor (FET) in den linearen Betriebsbereich über. Hier sinkt die Abhängigkeit von I_D zu V_{GS} und der Verlauf wird zusätzlich durch die Drain-Source Spannung V_{DS} beeinflusst. Der Sättigungsbereich beginnt näherungsweise, sobald

die Drain-Source Spannung den sogenannten Gate-Drive, also der Gate-Source Spannung V_{GS} abzüglich der Schwellspannung, entspricht wie in Gleichung 4.7 festgehalten. Im Sättigungsbereich angekommen ist der Drainstrom nahezu ausschließlich von der Gate-Source-Spannung bestimmt, wie in der exemplarischen Ausgangskennlinie in Abbildung 23 und der Näherungsformel Gleichung 4.8 ersichtlich. κ ist hierbei ein FET-abhängiger Parameter welcher in diesem Fall nicht weiter interessiert [HH24, S.137ff].

$$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_{th} \quad (4.7)$$

$$I_{D,sat} = \kappa(V_{GS} - V_{th})^2 \quad (4.8)$$

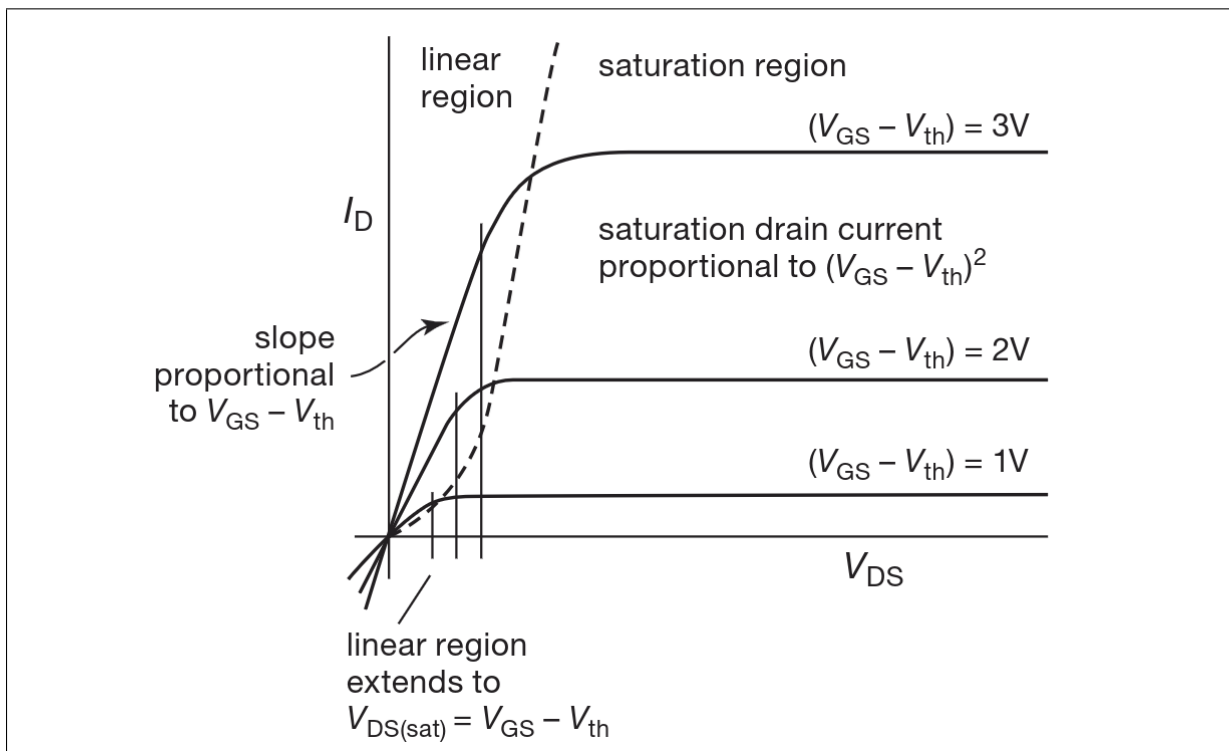


Abb. 23: Ausgangskennlinie eines MOSFET Abbildung aus: [HH24, S.137]

Sind nun wie in der Expander-Schaltung Gate- und Drain-Anschluss des MOSFET verbunden gilt $V_{GS} = V_{DS}$. In Betracht von Gleichung 4.7 befindet sich der MOSFET also ab seiner Schwellspannung stetig im Sättigungsbereich und davor im Subthreshold-Bereich, sodass der lineare Bereich maximal verkürzt wird. Für kleine Drain-Source-Spannung steigt der Drainstrom folglich exponentiell an, bis er nahe der Schwellspannung in einen quadratischen Anstieg übergeht und der MOSFET zunehmend niederohmig wird. Das Strom-Spannungsverhalten der Body-Diode folgt den entgegengesetzten Trend, die Steigung des Stroms nimmt bei ihnen mit steigenden Drainstrom ab, was die Hauptursache für Nichtlinearitäten oberhalb der Dioden-Schwellspannung darstellt. Durch Parallelschaltung von Body-Diode und MOSFET soll die

nichtlineare Diodenkennlinie also teilweise linearisiert und somit die Verzerrung Richtung höhere Anregungsamplituden verringert werden.

4.3.2 Design

Für die Auswahl von MOSFETs für Limiter und Expander gibt es zahlreiche Kennwerte zu beachten, folgend sind einige aufgelistet:

- Maximale Drain-Source Spannung $U_{DS,max}$: Für den Anregefall fällt nahezu die gesamte Anregespannung über die Limiter-MOSFET ab. Die Spannungsfestigkeit sollte folglich größtmöglich ausfallen. Der Spannungsabfall über den Expander ist von der Impedanz des Schallwandlers und der Frequenz bestimmt, ist also nicht genau vorherzusagen, sollte jedoch bei weit geschlossenen MOSFET unter der Anregespannung liegen.
- Maximaler Drainstrom $I_{D,max}$: Im Fall des Limiters sollte der Drainstrom, ab welchen der MOSFET begrenzt, unterhalb des Maximalstroms der Limiter-Dioden liegen, um diese vor Überstrom zu schützen. Für die MOSFETs im Expander sollte der mögliche Drainstrom so hoch wie möglich ausfallen, er legt mit dem Maximalstrom der Body-Diode die Stromfestigkeit des Expanders fest.
- Maximaler Source-Drain Strom: Beim Expander trägt die Body-Diode unter der Schwellspannung des MOSFET den Hauptteil des Stroms, ihre Stromfestigkeit ist daher ebenfalls relevant. Bei dem Limiter ist für positive und negative Spannungen eine Diode stets in Sperrrichtung gepolt, weswegen ein MOSFET den Hauptstrom trägt und dieser Parameter weniger Relevanz besitzt.
- MOSFET Gate-Source und Drain-Source Kapazität $C_{gs} + C_{ds}$: Die Gate-Drain Kapazität ist bei beiden Schaltungen überbrückt und kann daher vernachlässigt werden. Die Gate-Drain- und Drain-Source-Kapazität liegen jedoch parallel zueinander und zu den MOSFETs im Signalpfad. Sie überbrücken die MOSFETs für hohe Frequenzen und verringern somit die Schutzwirkung des Limiters bzw. die Isolation des Expanders vom Empfangspfad. Diese Kapazitäten müssen mit steigendem Frequenzbereich folglich immer kleiner ausfallen um die Funktion von Expander und Limiter zu gewährleisten.
- Abstand von MOSFET- zu Dioden-Schwellspannung: Beim Expander ist diese Eigenschaft zum Senken der THD von Interesse. Je näher die Schwellspannungen beieinander liegen, desto früher kann der MOSFET den gesamten Einschaltwiderstand senken und den Durchgang linearisieren. Allgemein ist eine niedrige Schwellspannung von MOSFET und Diode ebenfalls von Vorteil, um das THD bei kleineren Anregepegeln zu verbessern. Für den Limiter ist diese Kenngröße nicht von Belangen.

- Schwankungen in Kapazitäten und Einschaltwiderstand: Die Schwankungen der MOSFET eigenen Kapazitäten und des Einschaltwiderstands nehmen direkten Einfluss auf das THD im Sende- und Empfangspfad. Im Fall des Limiters sollten ihre Auswirkung jedoch durch den generell geringen Einschaltwiderstand der MOSFETs gegenüber den hochohmigen Empfangsverstärker sehr gering sein. Beim Expander ist das Zusammenspiel hier schwer pauschal einzuschätzen, da es von der Kennlinie der Body-Diode abhängt welcher Strom-Spannungs-Verlauf des MOSFET sie am besten linearisiert.

Die Gate-Source- und Drain-Source-Kapazität werden in den Datenblättern von MOSFETs nicht direkt angegeben, jedoch die Eingangskapazität C_{iss} , Ausgangskapazität C_{oss} und Rückkoppelkapazität C_{rss} . Diese setzen sich nach [HH24, S.197] wie in Gleichung 4.9 und Gleichung 4.10 dargestellt aus Gate-Source und Drain-Source Kapazität zusammen. Für die Bauteil Auswahl wurde C_{iss} , C_{oss} und C_{rss} aus den Kapazitäts-Graphen für eine Drain-Source-Spannung von 0 V abgelesen und die entsprechenden Gate-Source- und Drain-Source-Kapazität auf Basis dieser Werte berechnet.

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} \quad (4.9)$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \quad (4.10)$$

In Tabelle 5 sind ausgewählte, zum Zeitpunkt dieser Arbeit lieferbare MOSFETs, die im Rahmen der Bauteilsuche überprüft wurden gelistet. Es wird deutlich, dass die Kapazitäten mit maximaler Drain-Source-Spannung und Drainstrom im generellen Trend steigen. In diesem breitbandigen Anwendungsfall ist die Anforderung nach minimaler Kapazität des MOSFET bei möglichst hoher Drain-Source-Spannung und Stromfestigkeit sowie geringer Schwellspannung der einschränkendste Parameter, jedoch essenziell damit der Expander die Isolation des Sendepfades hochfrequent aufrechterhalten kann. Für die Überprüfung des MOSFET-Expander wurde daher der BSS119N ausgewählt, da er die geringste Kapazität bei ausreichendem Maximalstrom und Spannung bietet. Für Folgeentwicklung kleinerer Bandbreite, wären die anderen Kandidaten jedoch besser geeignet.

MOSFET	BSS123	BSS119N	VN2110	STN4NF20L	BSS87	BSP88	TN2524
$U_{DS,max}$ in V	100	100	100	200	240	240	240
$I_{D,max}$ in mA	170	190	200	1000	260	350	1900
$I_{S,max}$ in mA	500*	190	600*	1000*	260	350	1000*
$I_{D,50V}$ in mA	15	15	24	350	50	90	82
C_{gs} in pF	19	10	15	140	60	80	75
C_{ds} in pF	9	1	10	90	50	50	15
V_{th} in V	1,4	1,9	1,6	2	1,2	1	1,3
V_{Diode} in V	0,84	0,8	1,2	1,6	0,82	0,86	1,8

Tab. 5: Auswahl an Anreicherungs-Typ NMOS, Daten aus: [Sem24], [Inf12c], [Mic], [STM22], [Inf16], [Inf12b], [Mic20]

Für die Limiter-Schaltung wurde, wie beim Dioden-Limiter, die BAT17 von Infineon als Schutzdiode ausgewählt. Da somit der maximal erlaubte Durchlassstrom durch den Limiter vorgegeben ist, konnte die Auswahl an möglichen Verarmungs-MOSFETs anhand des maximalen Drainstroms bei 0 V Gatespannung stark vorgefiltert werden. Ausgewählte MOSFETs die für den Limiter in Betracht gezogen wurden, sind in Tabelle 6 gelistet.

MOSFET	BSS139	BSP129	BSP179
I_D bei $V_{GS} = 0$ V in mA	65	130	80
$U_{DS,max}$ bei $I_{D,s}$ in V	100	100	100
I_D bei $V_{GS} = 0$ V in mA	65	130	80
C_{gs} von $U_{DS} = 0$ bis $U_{DS} = 25$ V in pF	50 - 57,2	60 - 74,5	80 - 96
C_{ds} von $U_{DS} = 0$ bis $U_{DS} = 25$ V in pF	20 - 4,2	40 - 5,5	20 - 5
$R_{DS,on}$ von $I_D = 0$ bis $I_{D,max}$ in Ω	12-17	6-8	6-19

Tab. 6: Auswahl an Verarmungs-Typ NMOS, Daten aus: [Inf09], [Inf12a], [Inf15b]

Wieder ist die hohe geforderte Bandbreite die größte Herausforderung bei der Bauteilwahl. Eine hohe Kapazität überbrückt den Limiter für hohe Frequenzen, wodurch seine Schutzwirkung sinkt. Um den Maximalstrom von 130 mA über die Schutzdiode bis 50 V einzuhalten, muss der MOSFET einen Widerstand von rund 390Ω von 20 kHz bis 20 MHz aufrechterhalten. Dies entspricht den Blindwiderstand einer Kapazität von 20 pF bei 20 MHz. Für eine gute Schutzwirkung sollten jeder der zwei in Reihe geschalteten MOSFET folglich weniger als 40 pF Kapazität einbringen. Um dieses Kriterium zu entschärfen, könnten lediglich weitere MOSFET in Reihe geschaltet werden, wodurch der Empfangszweig jedoch bspw. durch erhöhte Einfügedämpfung weitergehend beeinträchtigt werden würde.

Konzentriert man die Auswahl nun auf möglichst geringe Kapazitäten, geht dies zu Kosten der maximalen Verlustleistung bzw. Drain-Source-Spannung welcher der MOSFET bei festen Drainstrom aushält, wodurch wiederum die maximalen Anregeamplituden verringert werden. Für das Ziel einer General-Purpose-Schaltung mit maximal großen Spannungs- und Frequenzbereich ist die Limiter-Schaltung in dieser Ausführung daher nur bedingt praktikabel. Da jedoch ein weiteres Ziel in der generellen Untersuchung verschiedener Methoden für Folgeentwicklungen liegt, wurde der Limiter dennoch aufgebaut. Hierzu wurde der BSS139 ausgewählt.

4.4 PIN-Dioden-Schalter

4.4.1 Funktionsprinzip

Wie bereits in Abschnitt 2.3 erläutert, zeichnen sich PIN-Dioden durch eine linearere Strom-Spannungskurve als die konventionelle PN-, Schottky-Dioden aus. Des Weiteren sind sie in großen Frequenz- und Leistungsbereich erhältlich und lassen sich als elektronische Schalter und somit als Sende/- Empfangstrennung verwenden. Aufgrund dieser potenziellen Vorteile zu den bisher vorgestellten Lösungen, ist auch eine auf PIN-Dioden basierte Schaltungslösung in Betracht gezogen worden.

Die simpelste Realisierung eines PIN-Dioden basierten Sende- und Empfangsschalters beinhaltet $\lambda/4$ Impedanzwandler. Da diese jedoch nur schmalbandig funktionieren und im benötigten Frequenzbereich ohnehin mit unpraktisch langen Leitungen ausfallen würden, wurde das in Abbildung 24 dargestellte Design einer Breitband Lösung aus [DJ98, S.12] untersucht. Der Entwurf beinhaltet zwei PIN-Dioden, welche über die Bias-Zweige `Bias 1` und `Bias 2` in Durchlass oder Sperrrichtung gepolt werden. Um eine der Diode in Vorwärtsrichtung zu schalten, wird ein positiver Bias-Strom über die entsprechende Diode eingestellt. Um den DC-Bias vom höherfrequenten Nutzsignal zu trennen, sind die Induktivitäten L_1 , L_2 und L_3 sowie Kondensatoren C_1 und C_2 vorgesehen.

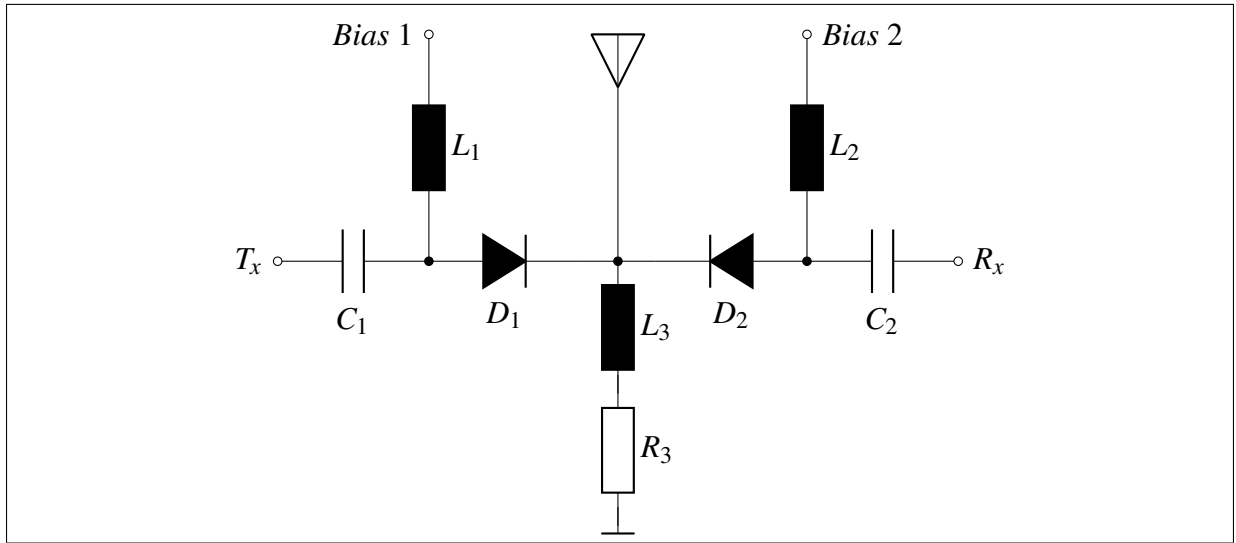


Abb. 24: Simpler breitband T/R-Switch mit PIN-Dioden nach [DJ98, S.12]

Während die Verwendung von PIN-Dioden zur Sende-Empfangstrennung im Hochfrequenz (HF)-Bereich üblich ist [Str00, S.4], ist für Frequenzen im Kilohertz-Bereich, wie sie im Anwendungsfall des ISAT gefordert sind, wenig Literatur veröffentlicht. Daher soll an dieser Stelle zunächst eine Vorbetrachtung erfolgen, ob der Einsatz von PIN-Dioden im angestrebten Frequenzbereich möglich ist. Die Schwierigkeit Richtung niedrigere Frequenzen liegt hierbei in der großen Minoritätsladungsträger-Lebenszeit τ_{PIN} , welche die Dioden aufweisen müssen. Diese legt die untere Grenzfrequenz fest, mit welcher sich die Diode noch als Schalter nutzen lässt, wie in Abschnitt 2.3 genauer erläutert. Der Zusammenhang zwischen der Minoritätsladungsträger-Lebenszeit und Grenzfrequenz ist erneut in Gleichung 4.11 abgebildet.

$$f_{gu,PIN} = \frac{1}{2\pi \tau_{PIN}} \quad (4.11)$$

Damit sich die Diode sicher im linear ohmschen Kennlinienbereich für das Nutzsignal bewegt, sollte die untere Grenzfrequenz des Nutzsignals $f_{gu,Nutz}$ jedoch in großen Abstand zur Grenzfrequenz der PIN-Diode liegen. Hierzu ist als Faustregel $f_{gu,Nutz} > 10 f_{gu,PIN}$ nach [Str00] anzusetzen. Die nötige Minoritätsladungsträger-Lebenszeit ergibt sich somit im Fall von $f_{gu,Nutz} = 20 kHz$ nach Gleichung 4.12.

$$\tau_{PIN} = 10 \frac{1}{2\pi f_{gu,Nutz}} = 10 \frac{1}{2\pi 20 kHz} \approx 80 \mu s \quad (4.12)$$

Die größte in der Bauteilrecherche gefundene Minoritätsladungsträger-Lebensdauer konnte von der MA4PK2000 von MACOM erzielt werden und betrug $65 \mu s$ [MACa]. Hierbei handelt es sich jedoch um eine kostspielige Hochleistungs-Diode, welche für diesen Anwendungsfall in allen anderen Parametern überdimensioniert ist. Ein von Preis und weiteren Parametern

deutlich besser passendes Modell, stellt die MA4P4300 des selben Herstellers dar, diese erreicht jedoch nur eine maximale Minoritätsladungsträger-Lebensdauer von $33 \mu\text{s}$ [MACb], aus der eine unteren Grenzfrequenz der PIN-Diode von $f_{gu,PIN} = 4,82 \text{ kHz}$ folgt. Von den verfügbaren Dioden kann daher keine die volle Linearität einer PIN-Diode über den gesamten Frequenzbereich ausschöpfen.

Wird die Diode dicht an ihrer Grenzfrequenz betrieben, ist ihr Verhalten komplexer und kann weder einen Widerstand noch den normalen PN-Dioden Verhalten zugeordnet werden; am ehesten kann Sie hier als stromgesteuerte Kapazität begriffen werden [Str00, S.2], da die in der Diode gespeicherte Ladung stetig zu großen Teilen ein- und ausgeräumt wird. Da dies jedoch lediglich für den unteren Frequenzbereich gilt und die Schaltung dennoch bessere Ergebnisse als klassische Dioden erzielen könnte, ist dies kein hinreichender Grund um PIN-Dioden als mögliche Lösung auszuschließen, weswegen das Design eines PIN-Dioden basierten Schalters nachfolgend weitergehend untersucht werden soll.

4.4.2 Isolation und Umschaltgeschwindigkeit

Da es sich bei piezoelektrischen Schallwandlern um hochohmige Ladungsquellen handelt, ist die Isolation von Bias zu Nutzsignal von besonderer Wichtigkeit, da eine unzureichende Isolation direkt zu geringeren Pegeln im Empfangsfall und erhöhter Verlustleitung im Sendefall führt. Gleichzeitig muss jedoch der Umschaltvorgang von Sende/- in Empfang möglichst schnell erfolgen, um die Blindzeit der Schaltung zu minimieren und auch frühe Echos detektieren zu können. Die größte Herausforderung beim Design eines PIN-Diodenschalters liegt im vorliegenden Anwendungsfall darin, beiden Anforderungen gerecht zu werden.

Zunächst wird auf die Trennung von Nutzsignal und Bias-Netzwerk eingegangen. In der Standardumsetzung für den HF-Bereich aus Abbildung 24 werden hierzu Serien-Induktivitäten verwendet. Diese Methode ist jedoch im hier angestrebten Frequenzbereich von 20 kHz bis 20 MHz, nicht länger anwendbar, da um eine bis in den kHz-Bereich eine ausreichend hohe Isolation per induktiver Entkopplung aufrechtzuerhalten, äußerst hohe Induktivitäten eingesetzt werden müssten. Spulen mit ausreichender Induktivität können wiederum aufgrund zunehmender parasitärer Effekte nicht bis in den Megahertz-Bereich verwendet werden, weswegen zur weiteren Überprüfung ein alternativer Ansatz zum Entwurf des Bias-Netzwerks verfolgt werden muss.

Das zweite Designziel ist eine möglichst geringe Umschaltzeit von Sende- in Empfangsmodus, diese muss nach den in Abschnitt 4.1 gesetzten Mindestanforderung im unteren Mikrosekunden-Bereich liegen. Damit PIN-Dioden leitend geschaltet werden können, muss durch einen DC-Vorwärtsstrom I_f eine möglichst konstante Ladung in ihrer I-Schicht aufrechterhalten werden. Ihr Einschaltwiderstand sinkt hierbei linear mit der gespeicherten Ladung, bzw. eingestellten

Vorwärtsstrom, wie in Abschnitt 2.3 in Abbildung 8 dargestellt. Gespeicherte Ladung Q_{PIN} und Vorwärtsstrom sind über die Minoritätsladungsträger-Lebenszeit τ_{PIN} nach Gleichung 4.13 aus [Str00, S.1] verknüpft.

$$Q_{PIN} = I_f \tau_{PIN} \quad (4.13)$$

Sollen die Dioden nach der Anregung schnell in den nicht-leitenden Betriebsmodus wechseln, muss die im Durchlasstrom angesammelte Ladung ausgeräumt werden. Hierzu ist ein hoher Entladestrom I_{rev} bzw. hohe Sperrspannung notwendig, wie in Gleichung 4.14 ersichtlich.

$$\tau_{off} = \frac{Q_{PIN}}{I_{rev}} = \frac{I_f \tau_{PIN}}{I_{rev}} \quad (4.14)$$

Jede Trennung von Bias-Netzwerk zum Strompfad des Nutzsignals, setzt dem Entladestrom hierbei zwangsläufig einen größeren Widerstand entgegen. Somit wird klar dass bei einer verbesserten Isolation die Umschaltgeschwindigkeit verschlechtert bzw. andersherum eine hohe Umschaltgeschwindigkeit zu Kosten einer guten Isolation läuft.

4.4.3 Design

Als Lösung des Isolationsproblems wurden zunächst Stromquellen als Biasstrom-Treiber in Betracht gezogen. Sie besitzen im idealen Modell einen unendlich hohen Ausgangswiderstand und könnten somit das Bias-Netzwerk auch ohne große Induktivitäten vom Nutzsignal entkoppeln. Der Ausgangswiderstand realer Stromquellen ist jedoch frequenzabhängig. Des Weiteren wird der Schaltung ausgangsseitig hohe Robustheit abverlangt, da ihr Ausgang direkt den hohen Impulsen bei Anregung des Schallwandlers ausgesetzt ist. Eine zusätzliche Komplikation dieses Ansatzes liegt darin, schnell eine ausreichend hohe Sperrspannung über die PIN-Dioden anzulegen, welche für das zweite Designziel, einer kurzen Umschaltzeit, unerlässlich ist.

Ein vielversprechenderer Ansatz ist die Kreise ohmsch zu entkoppeln, also einen Serienwiderstand an Stelle oder zusätzlich zu den im HF-Design verwendeten Induktivitäten zu nutzen. Die Widerstände können den Bias-Kreis auch niederfrequent vom Nutzsignal entkoppeln. Nachteil der ohmschen Entkopplung ist, dass mit steigenden Widerstand höhere Spannungen vom Bias-Treiber abverlangt werden, um einen ausreichenden Bias-Strom aufrechtzuerhalten oder die Dioden in den Sperrbetrieb umzupolen. Da dieser Ansatz jedoch große Flexibilität im Austausch zwischen Schaltzeit und Isolation bietet, besteht die Möglichkeit, dass ein Kompromiss gefunden wird, welcher alle Anforderungen hinreichend erfüllt. Dieser Ansatz wurde zur endgültigen Überprüfung von PIN-Dioden als Sende-/ Empfangsschalter weiter verfolgt.

Abbildung 25 zeigt das Bias-Netzwerk des überprüften Ansatzes, zur Vereinfachung ist es nur mit einer PIN-Diode abgebildet. Zum treiben der PIN-Dioden wird hier wie in [Ard10] vor-

geschlagen ein Differenzverstärker verwendet, welcher das unsymmetrische Steuersignal in symmetrische Bias-Spannungen überführt. Im auf Abbildung 24 gezeigten Breitband-Schalter kann der Bias-Treiber entweder einmal pro PIN-Diode oder bei Anschluss des invertierenden und nicht-invertierenden Ausgangs an Bias 1 und Bias 2 eingesetzt werden. In folgender Analyse wird davon ausgegangen, dass der Treiber nur eine Diode schalten muss. Als Differenzverstärker kann der ADA8137 von Analog Devices verwendet werden. Er kann, wie die meisten Differenzverstärker, mit einer maximalen Betriebsspannung von $\pm 6\text{ V}$ betrieben werden [Ana06].

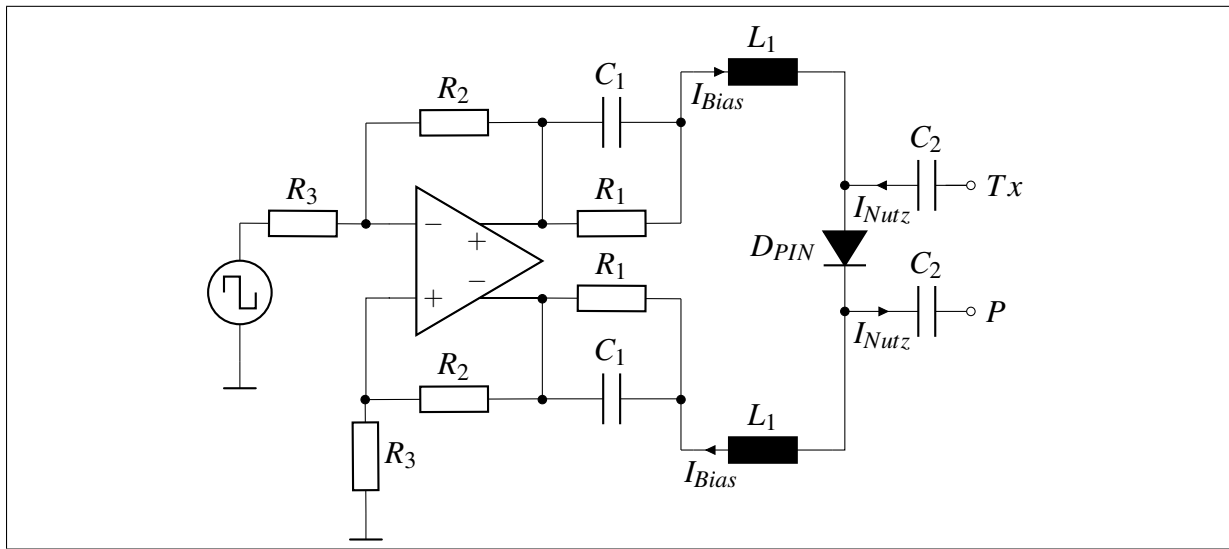


Abb. 25: Entwurf eines Bias-Treibers für PIN-Dioden, abgeändert von [Ard10]

Das verstärkungseinstellende Netzwerk bestehend aus den R_2 - und R_3 -Widerständen sollte in Abhängigkeit der Höhe des unsymmetrischen Steuersignals gewählt werden, im besten Fall sollte der Differenzverstärker seine Versorgungsspannung hierbei maximal ausnutzen um große Umladespannungen bzw. -Ströme zu erzeugen. Vorteil des Differenzverstärkers liegt darin, dass seine gegensätzlichen Ausgangsspannungen symmetrisch zur Bezugsmasse liegen, somit sehen die Knoten Tx und P entgegengesetzte positive und negative Spannungen welche sich aufaddieren und den gegen Masse sichtbaren Umschaltimpuls an diesen Knoten, im Vergleich zu einer unsymmetrischen Bias-Steuerung, stark verringern.

Zunächst wird der DC-Biasstrom I_{Bias} und somit der Arbeitspunkt der PIN-Diode festgelegt. Der Widerstand der Diode schwankt für Biasströme von $200\mu\text{A}$ bis 10mA zwischen einem Einfüge-widerstand von 100Ω und 3Ω [MACb]. Als weitere Orientierung kann die Faustregel nach Gleichung 4.15 von [Sky21, S.2] angewendet werden. In Kombination mit Gleichung 4.13 ergibt sich der Durchlasstrom in Abhängigkeit vom Biasstrom und Nutzsignalfrequenz nach Gleichung 4.16.

$$Q_{PIN} \gg \frac{I_{Nutz}}{2\pi f_{gu,Nutz}} \quad (4.15)$$

$$I_{Bias} \gg \frac{I_{Nutz}}{2\pi f_{gu,Nutz} \tau_{PIN}} \quad (4.16)$$

Für die untere Grenzfrequenz von 20 kHz, der Minoritätsladungsträger-Lebenszeit von 25 μ s und einen Nutzstrom von 200 mA, folgt nach Gleichung 4.16 die Vorwärtsstrom-Untergrenze von $I_{Bias,min} = 6,3$ mA. Der Bias-Strom wird folglich mit Abstand auf 10 mA festgelegt.

Auf Basis des Eingangsstroms kann der Reihenwiderstand des Differenzverstärkers R_1 ausgelegt werden. Wird der Verstärker zu seiner Spannungs-Obergrenze angesteuert, kann er maximal seine Versorgungsspannung von ± 6 V als Bias-Spannung U_{Bias} liefern. Wird ferner eine Dioden-Vorwärtsspannung U_D von 1 V berücksichtigt, ergibt sich ein maximaler Reihenwiderstand nach Gleichung 4.17.

$$R_{1,ges,min} = \frac{U_{Bias} - U_D}{I_{Bias}} = \frac{11 V}{10 mA} = 1,1 k\Omega \quad (4.17)$$

Auf die beiden Ausgänge des Verstärkers aufgeteilt, dürfen die Einzelwiderstände folglich maximal als $R_1 = 550 \Omega$ ausgeführt werden.

Die Parallelkapazitäten C_1 sollen im Umschaltmoment kurzzeitig einen hohen Entladestrom zulassen, um die in der PIN-Diode gespeicherte Ladung schneller ausräumen zu können. Der maximal lieferbare Entladestrom wird hierbei durch den Ausgangsstrom des ADA8317 auf $I_{Bias,max} = 20$ mA begrenzt. Gesucht ist folglich der Kapazitätswert mit welchen dieser Strom kurzzeitig ausgenutzt werden kann. Hierzu lässt sich der Strom durch das RC-Glied I_{RC} aus C_1 und R_1 nach Gleichung 4.18 bestimmen und nach der Kapazität auflösen. Folgend kann nach Gleichung 4.19 mithilfe der maximalen Spannungssteilheit SR des OPV von 600 V/ μ s und seiner maximalen differentiellen Ausgangsspannung von 12 V der maximal sinnvolle Kapazitätswert $C_{1,OPV,max}$ abgeschätzt werden.

$$I_{RC} = I_{C1} + I_{R1} = C_1 \frac{dU}{dt} + \frac{U}{R_1} \rightarrow C_1 = \frac{I_{RC} - \frac{U}{R_1}}{\frac{dU}{dt}} \quad (4.18)$$

$$\rightarrow C_{1,OPV,max} = \frac{I_{Bias,max} - \frac{U_{Bias,max}}{R_{1,ges}}}{SR} = \frac{20 mA - \frac{12 V}{1,1 k\Omega}}{600 V/\mu s} \approx 15,2 pF \quad (4.19)$$

Eine weitere Obergrenze $C_{1,iso,max}$ wird durch die Isolation des Bias-Netzwerks diktiert. Der Blindwiderstand der Kapazitäten darf bei der größten Nutzfrequenz $f_{go,nutz} = 20$ MHz nicht den Widerstand der Reihenwiderstände R_1 überbrücken und somit die Isolation verringern. Unter Berücksichtigung dieser Limitierung wird nach Gleichung 4.20 der tatsächliche Grenzwert der Parallelkapazitäten auf 14,5 pF festgelegt.

$$C_1 \leq \frac{1}{2\pi f_{go,nutz} R_1} \rightarrow C_{1,iso,max} \approx 14,5 pF \quad (4.20)$$

Mit dieser Kapazität wird der Spitzenstrom nach Gleichung 4.18 auf $I_{Bias,max} \approx 18\text{ mA}$ festgelegt. Wird für eine einfache, optimistische Schätzung angenommen dass dieser Strom längerfristig zum Entladen der Dioden-Ladung zur Verfügung Stände, ergibt sich nach Gleichung 4.14 eine Umschaltzeit von $13\text{ }\mu\text{s}$.

In dieser Konfiguration kann somit weder die Anforderung nach hoher Isolation, noch die Anforderung an die Umschaltgeschwindigkeit erfüllt werden. Erstere ließe sich durch einen leistungsstärkeren Differenzverstärker und größere R_1 -Widerstände noch vergrößern, doch selbst bei doppelter Ausgangsspannung des OPV könnte auf diese Weise keine Isolation im Kiloohm-Bereich erreicht werden. Ein weiterer Ansatz wäre den Differenzverstärker von einer isolierten Spannungsversorgung zu betreiben um die Isolation bei geringen Frequenzen zu erhöhen und durch Auslegung der L_1 Induktivitäten die Isolation Richtung höherer Frequenzen weiter anzuheben, jedoch wirken sich zusätzliche Induktivität negativ auf die Schaltzeit aus. Aus diesen Gründen wurden PIN-Dioden basierte Schalter für die Sende-/Empfangstrennung nicht weitergehend in Betracht gezogen.

4.5 MOSFET Analogschalter

4.5.1 Funktionsprinzip

Eine weitere Möglichkeit Signalpfade aktiv voneinander zu trennen, stellen MOSFET-basierte Analogschalter dar. Analogschalter wurden bereits beispielsweise in [Gys23] zur Sende-/ Empfangstrennung oder in ähnlichen Anwendungszwecken im ISAT erfolgreich eingesetzt. Eine simple Realisierung kann hierbei durch Integrierte Schaltung, engl.: Integrated Circuit (IC) erreicht werden welche zur Genüge erhältlich sind und äußerst geringe Einfügedämpfung sowie THD-Werte erreichen können [Ana].

Die Funktionsweise eines klassischen Analogschalters soll hier lediglich kurz wiederholt werden. Zu diesem Zweck ist in Abbildung 26 die Basisstruktur aus welcher, nach [HH24, S.177] die meisten Analogschalter aufgebaut sind, dargestellt. Sie besteht aus einem NMOS T_1 und den P-Kanal-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (PMOS) T_2 welche Parallel geschaltet sind. Der NMOS leitet für den Spannungsbereich von 0 V bis zu U_S abzüglich seiner Schwellspannung, der PMOS deckt den Bereich von U_S bis 0 V zuzüglich seiner Schwellspannung ab. Somit kann die Gesamtschaltung den ganzen Spannungsbereich von 0 V bis U_S niederohmig durchschalten. Sind die MOSFETs weit angesteuert wird der Signalpfad nur geringfügig durch sie beeinträchtigt, weswegen Analogschalter geringe Einfügedämpfung und Verzerrungen aufweisen.

Sie haben jedoch auch einen prinzipbedingten Nachteil gegenüber den bisher vorgestellten Lösungen, denn Analogschalter können maximal Spannungen innerhalb ihres Versorgungsspannungsbereichs Schalten. Bei den angestrebten hohen Amplituden muss also eine sehr hohe

Spannung auf der Platine erzeugt werden. Des Weiteren muss zum Umschalten der MOSFETs die volle Versorgungsspannung an die Gates angelegt werden, welche in Realität jedoch nicht perfekt isoliert, sondern über parasitäre Kapazitäten mit IN und OUT verbunden ist. Die Folge ist ein hochfrequenter Störimpuls, bzw. eine Ladung Q_{INJ} welche bei jedem Schaltvorgang vom Steuerkreis in den Signalpfad überkoppelt. Dieser Vorgang wird als "Charge-Injection" bezeichnet und zumeist in den Datenblättern angegeben, die über-gekoppelte Ladungsmenge steigt hierbei mit den parasitären Kapazitäten der MOSFETs und der Steuer- bzw. Betriebsspannung des Analogschalters an [HH24, S.180].

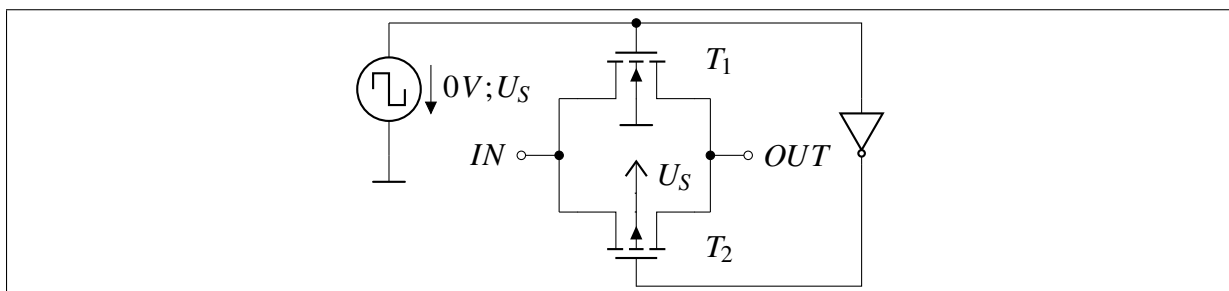


Abb. 26: CMOS Analogschalter nach [HH24, S.172]

4.5.2 Design

Für das Design des Analogschalters wurden ICs verwendet, wodurch die Hauptaufgaben des Schaltungsentwurfs in der Wahl des Bausteins besteht. Die größte Herausforderung bei der Wahl eines passenden ICs stellen hierbei die hohe Sendeamplituden sowie kurzen Schaltzeiten dar. So sind zwar Analogschalter für Ultraschallanwendung mit Höchstamplituden (200 V) wie der HV2904 erhältlich, doch benötigen diese höhere Ein- und Aus-Schaltzeiten als erlaubt, im gewählten Beispiel 5 μ s, welche sich für hohe Lasten sogar noch verlängern können [Sup]. Konzentriert man sich im Gegensatz dazu auf ausreichend schnelle Schaltzeiten liegen die erlaubten Signalamplituden weit unter den Anforderungen. Neben diesen Eigenschaften gibt es jedoch zahlreiche Weitere bei der Wahl des passenden IC zu beachten. Die in diesem Fall berücksichtigten Parameter sind folgend aufgelistet.

- Maximale Eingangsspannung U_{max} : Die größte Spitze-zu-Spitze Eingangsspannung welche geschaltet bzw. gesperrt werden kann. Bei Analogschaltern entspricht diese zumeist der Betriebsspannung. Sie muss mindestens der in Tabelle 2 spezifizierten Anforderung von 100 V_{pp} gerecht werden, ein höherer Wert wäre jedoch begrüßenswert.
- Maximalstrom I_{max} : Maximaler Strom des Analogschalters. Für spezialisierte Analogschalter wird oft nur der kurzzeitige Spitzenstrom $I_{max,Spitze}$ angegeben, da dieser bei Puls-Anregung piezoelektrischen Schallwandlern besonders relevant ist. Bei Anderen

wird der maximale Dauerstrom $I_{max,DC}$ spezifiziert. Der Spitzenstrom ist normalerweise deutlich höher als der DC-Strom.

- Maximale Leistungsaufnahme P_{max} : Höchste Verlustleistung welche der Analogschalter umsetzen kann. Bei hohen Frequenzen oder großen Schallwandlern fließt ein hoher Strom in die Schallwandler bei gleichzeitig geringem Spannungsabfall. P_{max} dient als Maß bis zu welchem Grad der Analogschalter dieser Belastung standhält.
- Bandbreite BW : Die -3 dB Bandbreite des Analogschalters unter den günstigen Bedingungen von 50Ω Quell- und Lastwiderstand und einer Lastkapazität von lediglich wenigen Picofarad. Für den vorliegenden Anwendungsfall einer unbestimmt kapazitiven Last muss sie die geforderte Grenzfrequenz von 20 MHz weit übersteigen.
- Umschaltzeit T_{trans} : Gesamte Zeit welche der Analogschalter zum Ein- und Ausschalten benötigt. Falls nur Ein- und Ausschaltzeit gegeben ist, ist in diesem Fall die größere Zeit relevant, da während des Umschaltens von Sende- im Empfangsmodus beide Schalter gleichzeitig geöffnet sein dürfen. Sie muss den in Abschnitt 4.1 gesetzten Anforderung gerecht werden.
- Ausschaltkapazitäten $C_{off,d}$ und $C_{off,s}$: Kapazität welche im ausgeschalteten Zustand am Drain- und Source- Anschluss des Analogschalters zur Masse wirkt. Richtung Schallwandler verringert die zusätzliche Kapazität den Empfangspegel. Richtung Empfänger bildet sie mit der Einschaltwiderstand einen Tiefpass. Der Wert sollte folglich möglichst niedrig ausfallen.
- Einschaltwiderstand $R_{DS,on}$: Der Einschaltwiderstand gibt Auskunft über die Dämpfung bei niedrigen Frequenzen. Des Weiteren bildet sie mit den Kapazitäten des Analogschalters einen Tiefpass. Ein niedriger Einschaltwiderstand ist daher von Vorteil.
- Ladungsinjektion Q_{INJ} : Die Ladungsinjektion kann den piezoelektrischen Schallwandler aufladen und so Störungen in der Messung erzeugen, sie ist daher ein sehr wichtiges Kriterium.
- Einfügedämpfung I_L . Die Einfügedämpfung wird als Maß für die Dämpfung Richtung höherer Frequenzen herangezogen. Sie wird in Datenblättern zumeist nur für einen Lastwiderstand von 50Ω bei definierter Frequenz angegeben, wird für höhere Lasten wie den Empfangsverstärker somit kleiner, für den kapazitiven Schallwandler bei hohen Frequenzen höher ausfallen.
- Ausschaltisolation O_{iso} : Die Isolation des Analogschalter. Sie wird in Datenblättern zumeist nur für einen Lastwiderstand von 50Ω bei definierter Frequenz angegeben.

- THD: Die harmonische Verzerrung ist normalerweise bei Analogschaltern ausgezeichnet. Für eine definierte Anregung ist ein gutes THD relevant wie in den Anforderungen in Tabelle 2 festgesetzt.

Die Vorfilterung nach der geforderten Anregeamplitude grenzt die möglichen Analogschalter bereits stark ein, Tabelle 7 zeigt die übrigen, berücksichtigten Analogschalter mit den zuvor genannten Parametern. Der TMUX9616 und HV2201 sind hierbei explizit für die Verwendung bei Ultraschall-Anwendungen ausgeschrieben [Tex25c] [Sup]. Der TMUX8109 sticht durch die Möglichkeit heraus auch zwei differenzielle Signale gleichzeitig Schalten zu können und erreicht im Vergleich eine gute Schaltzeit [Tex25a].

IC	TMUX9616	TMUX8212	TMUX8109	HV2201
U_{max} in V	220	100	100	180
$I_{max,DC}$ in A	-	0,2	0,1	-
$I_{max,Spitze}$ in A	3	0,56	-	2
P_{max} in W	-	1,68	0,72	1,2
Bw in MHz	500	420	380	50
T_{trans} in μs	3	4	3	5
$C_{s,on}, C_{d,on}$ in pF	10	14	12	-
$C_{off,d}$ in pF	5	12	10	-
$C_{off,s}$ in pF	5	12	3	-
$R_{DS,on}$ in Ω	14	5	38	22
I_L @ 10 MHz in dB	1,1	-0,4	-3,8	-
O_{iso} @ 10 MHz in dB	63	50	80	58@5MHz
Q_{INJ} in pC (*)	-	-1300	-150	600
$THD(**)$ in %	-	0,0008	0,003	-

Tab. 7: Auswahl an Analogschalter-ICs, Kennwerte aus [Tex25a], [Tex25b], [Tex25c], [Sup], Falls kein Wert angegeben mit '-' gekennzeichnet, (*) Für die höchste spezifizierte symmetrische Versorgungsspannung, (**) Für $R_L = 1\text{ k}\Omega$, $C_L = 5\text{ pF}$, $V_{pp} = 5\text{ V}$, $f = 20\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$

Es wird deutlich, dass kein IC die Anforderung an Umschaltzeit vollkommen erfüllen kann, von TMUX9616 und TMUX8109 wird sie jedoch nur knapp verfehlt. Der TMUX8109 bietet hierbei die bessere Isolation, welche für den Expander kritisch ist, ferner erzielt er eine deutlich geringere Ladungsinjektion. Die erhöhte Einfügedämpfung wird für den in meisten Fällen hochohmigen Schallwandler geringer gewichtet, weswegen der TMUX8109 zur Überprüfung des Analogschalter-Ansatzes gewählt wurde.

4.6 Validierung ausgewählter Methoden

Die vorgestellten automatischen Sende-/Empfangsschaltung sowie der aktive Ansatz mittels MOSFET-Analogschalter sind praktisch überprüft worden. Hierzu wurden die Designs auf einer gemeinsamen Testplatine implementiert, Schaltplan und Layout der Platine sind in Anhang A1 zu finden. Die verschiedenen Expander wurden auf Einfügedämpfung, Sperrdämpfung im Empfangsfall sowie THD überprüft. Bei den Limiter-Prototypen wurde die Schutzwirkung anhand der Spannung beim Empfänger im Anregefall überprüft. Außerdem wurde auch bei ihnen die Einfügedämpfung und das THD vermessen. In den nachfolgenden Abschnitten soll die Messmethodik erläutert und die Ergebnisse vorgestellt werden.

4.6.1 Betrachtung der Expander im Zeitbereich

Zunächst soll der Einfluss der Expander qualitativ im Zeitbereich betrachtet werden. Der hierzu verwendete Messaufbau ist in Abbildung 27 schematisch dargestellt. Im Aufbau wurde dem Expander eine Last von $1\text{ k}\Omega$ in Reihe geschaltet und mittels eines Funktionsgenerators ein sinusförmiger Spannungsverlauf mit konstanter Frequenz von 1 MHz eingespeist. Anschließend wurde die Anregeamplitude variiert und der Spannungsverlauf über die Last aufgezeichnet.

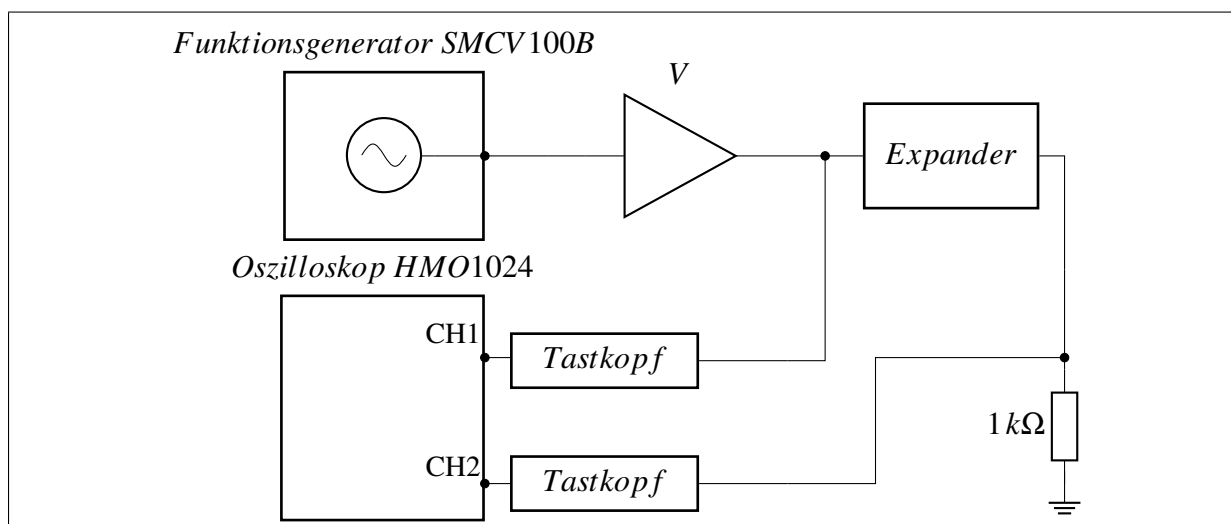


Abb. 27: Messaufbau für die Zeitverlaufs-Messungen mit den Expandern

Die Oszillogramme für Anregung bei 2 V_{pp} und 10 V_{pp} sind für Dioden-Expander und MOSFET-Expander in Abbildung 28 und Abbildung 29 zu sehen. Deutlich wird das nichtlineare Verhalten der Bauteile ersichtlich und die Messergebnisse der folgenden Kapitel lassen sich in Ansätzen bereits erahnen. Beim Dioden-Expander ist zunächst ein pegel-unabhängiger konstanter Abfall der Spitzenspannung zu beobachten, außerdem wird der Spannungsverlauf um den Null-Punkt verzerrt, beide Phänomene liegen in der Schwellspannung der Dioden begründet. Der

Einfluss auf die Signalverzerrung sinkt hierbei mit höheren Spannungen, da die Schwellspannung konstant bleibt und ihr Einfluss somit relativ zur Ausgangsspannung bei höheren Amplituden abnimmt. Ähnlich verhält es sich beim MOSFET-basierten Expander, seine Schwellspannung liegt jedoch etwas höher, weswegen die Verzerrung besonders bei kleinen Eingangsspannungen größer ausfällt. Des Weiteren fällt auf, dass der Abfall der Spitzenspannung nicht länger konstant ist, sondern mit steigender Amplitude sinkt, bei der 10 V Anregung kann die Amplitude über die Last somit bereits die des Dioden-Expanders übertreffen und lässt eine geringere Einfügedämpfung erahnen. Die Spannungen mit geschlossenem Analogschalter sind in Abbildung 30 abgebildet. Bei ihnen ist kein pegelabhängiges Verhalten zu erkennen, die Bedämpfung der Ausgangsspannung ist hier lediglich durch den Serienwiderstand begründet, welcher für den Betrieb des Analogschalters notwendig ist.

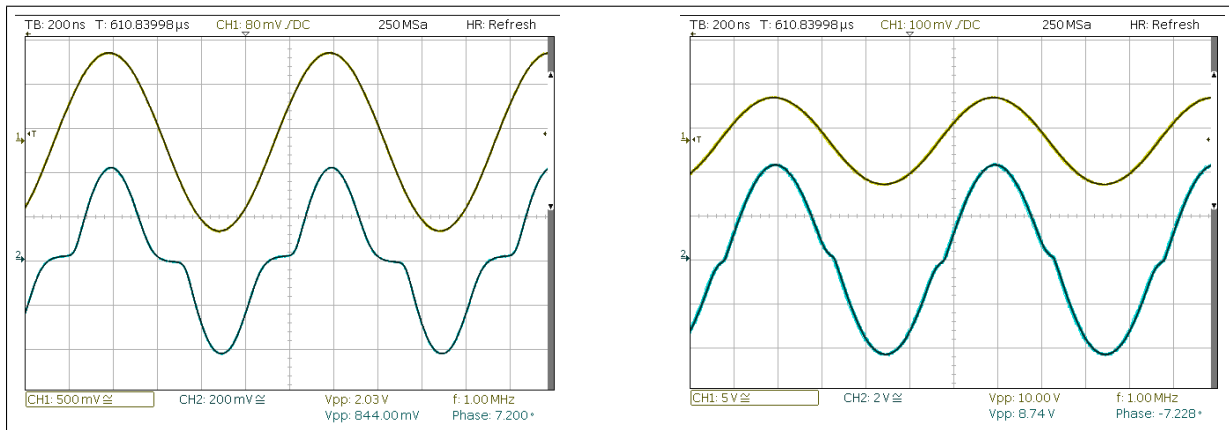


Abb. 28: Spannungsverlauf über Last mit Dioden-Expander bei 2V_{pp} und 10V_{pp} Eingangsspannung. Gelb: Spannung vor Expander, Blau: Spannung nach Expander.

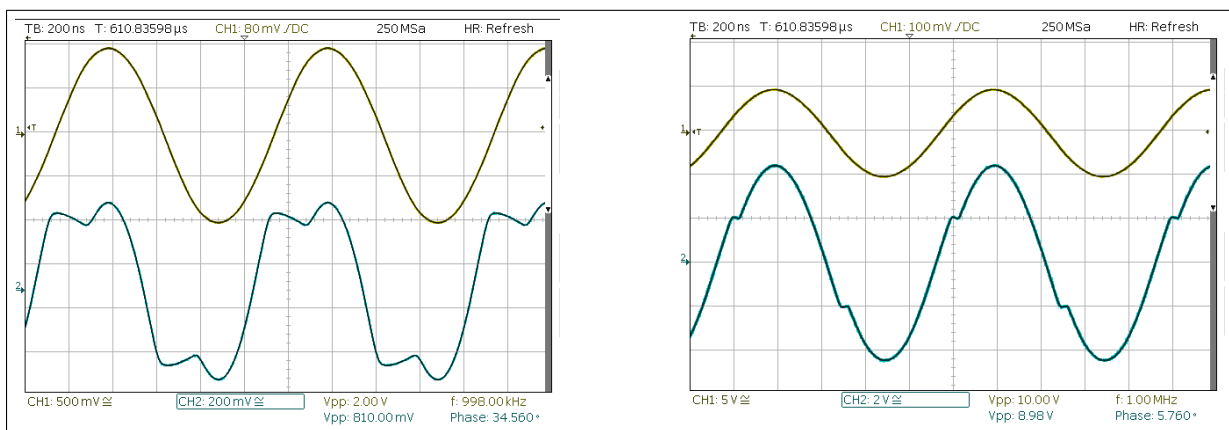


Abb. 29: Spannungsverlauf über Last mit MOSFET-Expander bei 2V_{pp} und 10V_{pp} Eingangsspannung. Gelb: Spannung vor Expander, Blau: Spannung nach Expander.

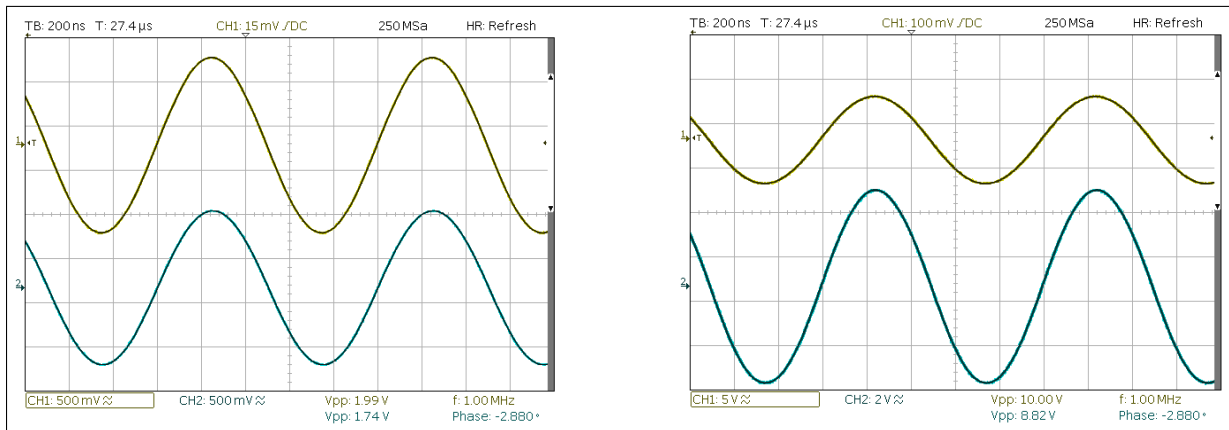


Abb. 30: Spannungsverlauf über Last mit Analogschalter bei $2V_{pp}$ und $10V_{pp}$ Eingangsspannung. Gelb: Spannung vor Expander, Blau: Spannung nach Expander.

4.6.2 Einfügedämpfung und THD der Expander

Nun sollen die Unterschiede in Einfügedämpfung und Verzerrung quantitativ erfasst werden. Abbildung 31 zeigt den Messaufbau, mit welchen die Einfügedämpfung und das THD der Expander für verschiedene Anregeamplituden und Frequenzen überprüft wurden. Die Ausgangsspannung des Funktionsgenerator SMCV100B von Rhode und Schwarz wird durch einen hauseigenen Verstärker des ISAT auf Spannungen von 5 - 110 V_{pp} verstärkt. Der Frequenzbereich des Verstärkers erstreckt sich von 65 kHz bis 9,2 MHz und legt somit die Grenzen der überprüfbaren Anregefrequenzen fest. Als Last dient ein 1 k Ω Widerstand, über welchen THD und Spannung erfasst wurde. Das Oszilloskop RTO64 von Rhode und Schwarz ermittelt pro Messpunkt die Amplitude der Grundwelle und der ersten neun Harmonischen. Der Messablauf wurde automatisiert mittels eines Mess-Programms vom PC gesteuert. Das in Anhang A3 hinterlegte Messskript variiert Amplitude und Frequenz des Funktionsgenerators und stellt das Oszilloskop entsprechend nach.

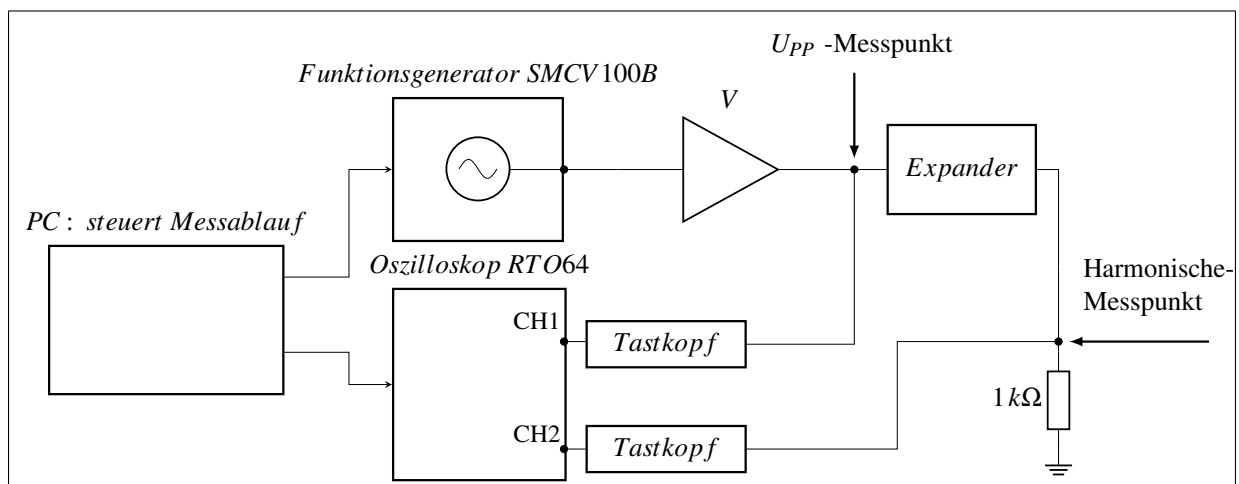


Abb. 31: Messaufbau zur Bestimmung der Einfügedämpfung und THD der Expander

Zunächst wurde ein Messdurchlauf mit einem Kurzschluss als Expander durchgeführt, der ermittelte Betragsfrequenzgang der Grundwelle $U_{1,ref}$ und Klirrfaktor THD_{ref} dienen für die Expander-Messungen als Referenz, um den Einfluss des Verstärkers weitestgehend kompensieren zu können. Die Einfügedämpfung der Expander wurde durch den Spannungsabfall über den Expander $U_{1,Ex}$ im Verhältnis zur gesamten Spannung welche ohne Expander an der Last anliegen würde $U_{1,ref}$ ermittelt, wie in Gleichung 4.21 gezeigt. Das THD wurde mittels der aufgezeichneten harmonischen nach Gleichung 4.22 von [TSG12, S.448] abzüglich des THD der Referenzmessung wie in Gleichung 4.23 berechnet.

Zu den THD-Messungen sei angemerkt, dass hier optimal ein Verstärker mit vernachlässigbar geringen Verzerrungen verwendet werden müsste um das absolute THD der Schaltungen genau erfassen zu können. Leider konnte der zur Verfügung stehende Verstärker diese Bedingung bei hohen Anregefrequenzen nicht mehr erfüllen. Da seine Verzerrung hierbei jedoch für jeden Messablauf konstant ist, kann durch das Verhältnis des THD mit Verstärker und ohne Verstärker dennoch ein aussagekräftiger Vergleich der Schaltungsvarianten bewerkstelligt werden. Bei der Interpretation sollte nur beachtet werden, dass das tatsächliche THD etwas besser sein müsste, da die durch den Verstärker verursachten Oberwellen zu Mischprodukten führen können, welche sich den Harmonischen überlagern.

$$I_{Loss,Ex} = \frac{U_{1,Ex}}{U_{1,ref}} \quad (4.21)$$

$$THD_{dB} = 10 \log \sqrt{\frac{\sum (U_i^2)_{i=2}^{i=10}}{U_1^2}} \quad (4.22)$$

$$THD_{vgl,Ex} = THD_{Ex,dB} - THD_{ref,dB} \quad (4.23)$$

Abbildung 32 zeigt die Einfügedämpfung des Dioden-Expanders für verschiedene Anregeamplituden und -frequenzen. Bei kleinen Amplituden ist die Einfügedämpfung wie erwartet aufgrund der Dioden-Schwellspannung äußerst hoch, mit steigender Anregeamplitude nimmt Sie dann fortwährend ab, bis sie bei ca. 50 V_{pp} auf ein Plateau von –30 dB abflacht. Für die Dämpfung durch den MOSFET-Expander verhält es sich ähnlich, er startet mit einer hohen, jedoch um 3 dB geringeren Dämpfung für niedrige Anregungsspannungen. Anschließend fällt er geringfügig flacher und stetiger als die Dämpfung des Dioden-Expanders ab, jedoch endet der Abfall nicht bei –30 dB, sondern sinkt weiter bis die Einfügedämpfung ihr Minimum von –40 dB bei hohen Amplituden erreicht. Die verbesserte Einfügedämpfung des MOSFET-Expander entspricht den theoretisch erwarteten Ergebnis, sie ist durch die MOSFETs parallel zu den Dioden bedingt welche bei hohen Anregespannungen zunehmen leitend werden und die Dioden bei der Stromführung entlasten.

Der Analogschalter wurde mit der Versorgungsspannung von $U_S = \pm 50\text{ V}$ und einen Reihenwiderstand von $100\ \Omega$ vermessen, um ihn vor Zerstörung durch Transienten des Verstärkers und Anregespannungen jenseits seiner Versorgungsspannung zu schützen, daher ist der Dämpfungsgrund auf -20 dB limitiert, wie auf Abbildung 34 ersichtlich. Die vom Analogschalter allein eingebrachte Einfügedämpfung ist hierbei insbesondere für geringe Frequenzen und Amplituden äußerst gering. Nähert sich die Anregespannung seiner Versorgungsspannung beginnt die Dämpfung jedoch besonders bei hohen Frequenzen stark anzusteigen bis sie bei -6 dB ihr Maximum erreicht.

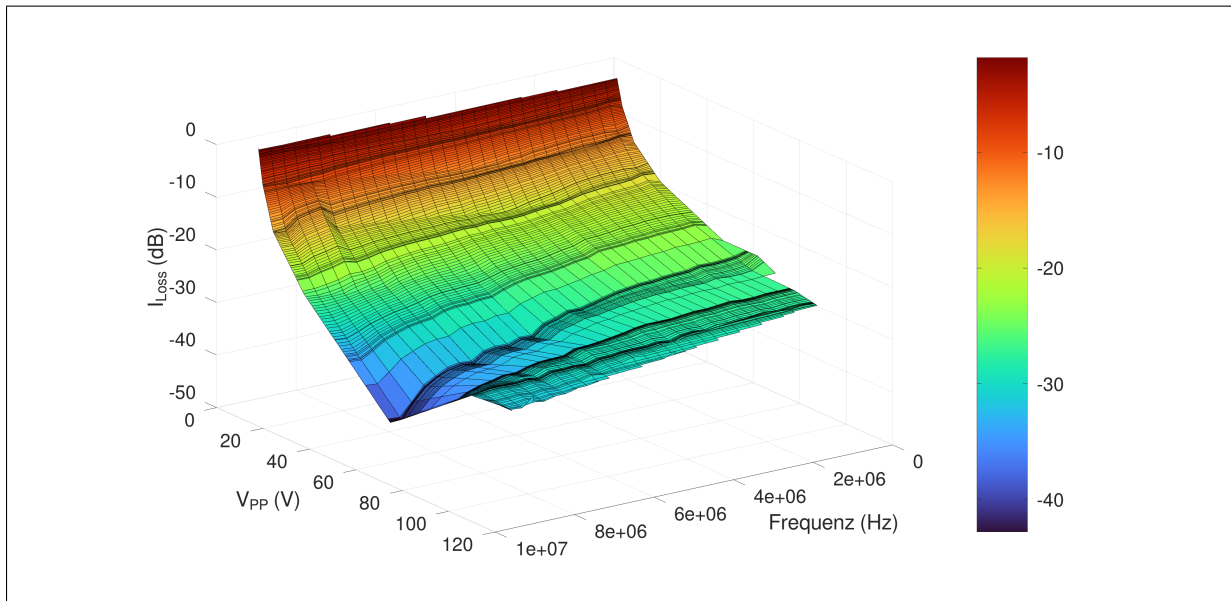


Abb. 32: Einfügedämpfung des Dioden-Expander

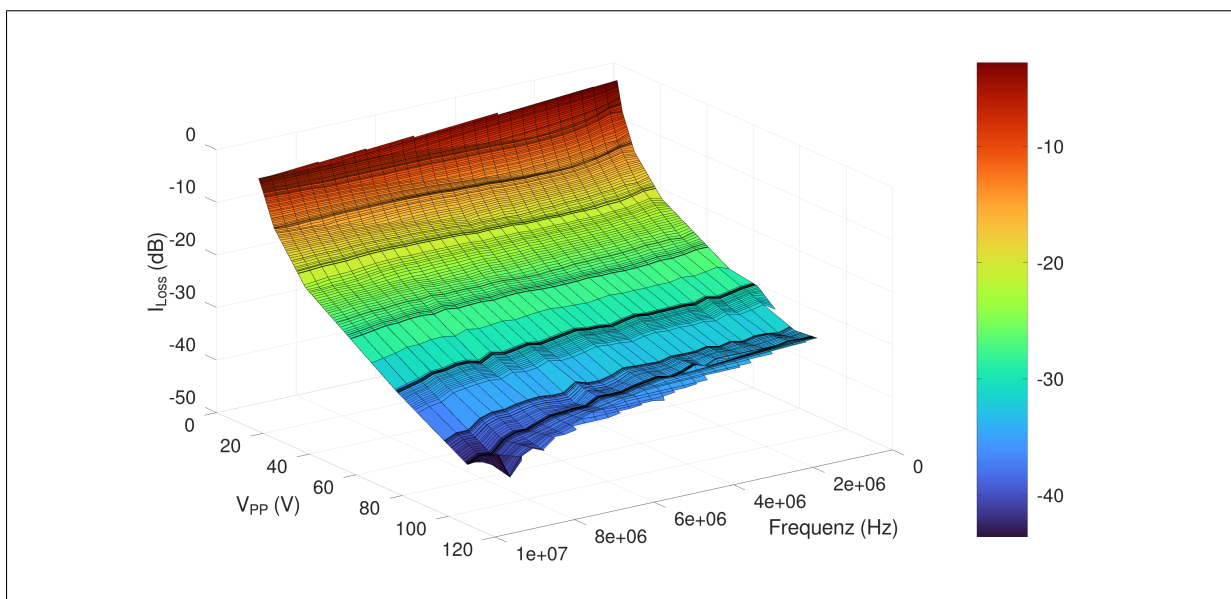


Abb. 33: Einfügedämpfung des MOSFET-Expander

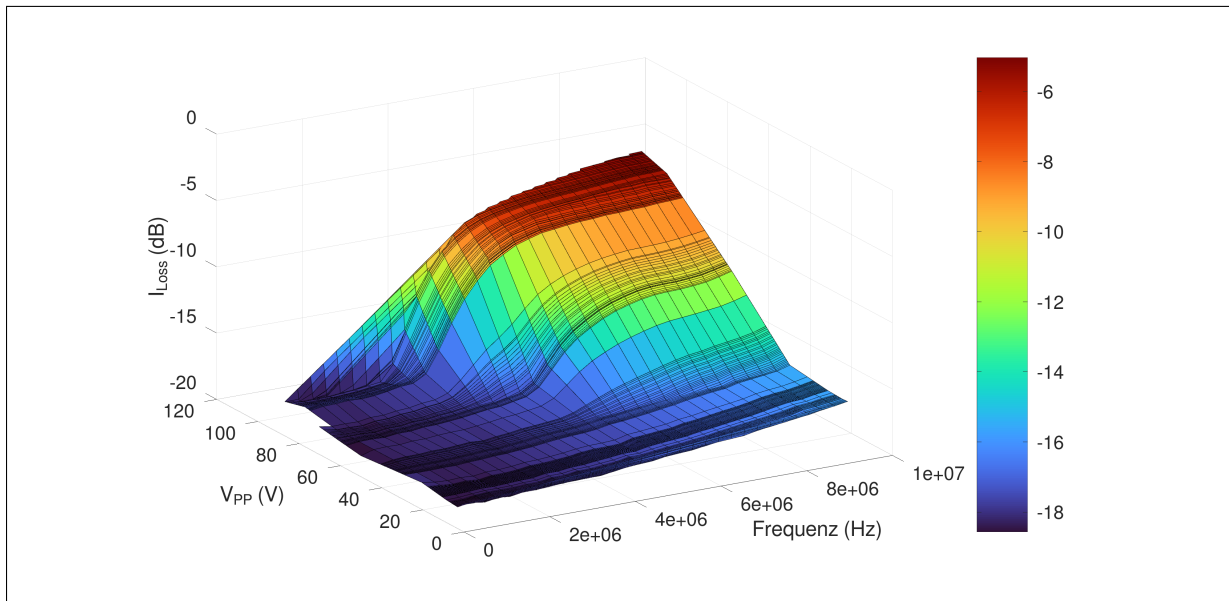


Abb. 34: Einfügedämpfung des Analogschalter TMUX8109

Nun soll die Verschlechterung des THD durch die Expander betrachtet werden. Die Messergebnisse des Dioden-Expanders sind auf Abbildung 35 dargestellt. Wie die Signalform von Unterabschnitt 4.6.1 vermuten lies, wird das Signal für geringe Amplituden an meisten verzerrt da die Schwellspannung hier relativ zur Signal-Amplitude groß ist. Richtung höherer Amplituden beginnt sie jedoch schnell abzufallen, bis sie bei 40 Vpp und 100 kHz noch ca. 13 dB beträgt. Auch geringe frequenzabhängige Schwankungen sind im Verlauf zu beobachten, so wird das THD im Bereich ab 5 MHz für Amplituden über 20 V durch den Expander nahezu nicht mehr verschlechtert. Hierfür sollten die parasitären Kapazitäten der Schaltung verantwortlich sein, welche die Diode Richtung höherer Frequenzen allmählich überbrücken .

Wird der Verlauf des THD mit MOSFET-Expander betrachtet, wird dieser Effekt durch die größeren Kapazitäten des Aufbaus noch deutlich sichtbarer, doch sind auch einige weitere Besonderheiten zu erkennen. Zunächst fällt auf, dass das THD für den Großteil der geprüften Messwerte verbessert wurde, wobei wie erwartet besonders Richtung hohe Amplituden ein größeres und tieferes Plateau erkennbar ist. Unerwartet war der kleine Abfall bei sehr niedrigen Anregeamplituden und hohen Frequenzen, welcher in der Darstellung links hinten angedeutet ist. Ursache hierfür sind die stark spannungsabhängigen Kapazitäten der MOSFET, welche nahe 0 V ihr Maximum haben und dann bis 10 V steil abfallen [Inf12c].

Das THD des Analogschalters, welches in Abbildung 37 abgebildet ist, ist über den gesamten Frequenzbereich bis zu Amplituden von 50 V_{pp} kleiner als 5 dB. Darüber hinaus beginnt es jedoch stark zu steigen, sodass es bei 70 V_{pp} bereits bis zu einer Verschlechterung des THD von 13 dB und für 100 V_{pp} um über 30 dB führt. Somit zeigt sich erneut, dass der Analogschalter für gute Ergebnisse weit unter seiner Maximalspannung betrieben werden sollte.

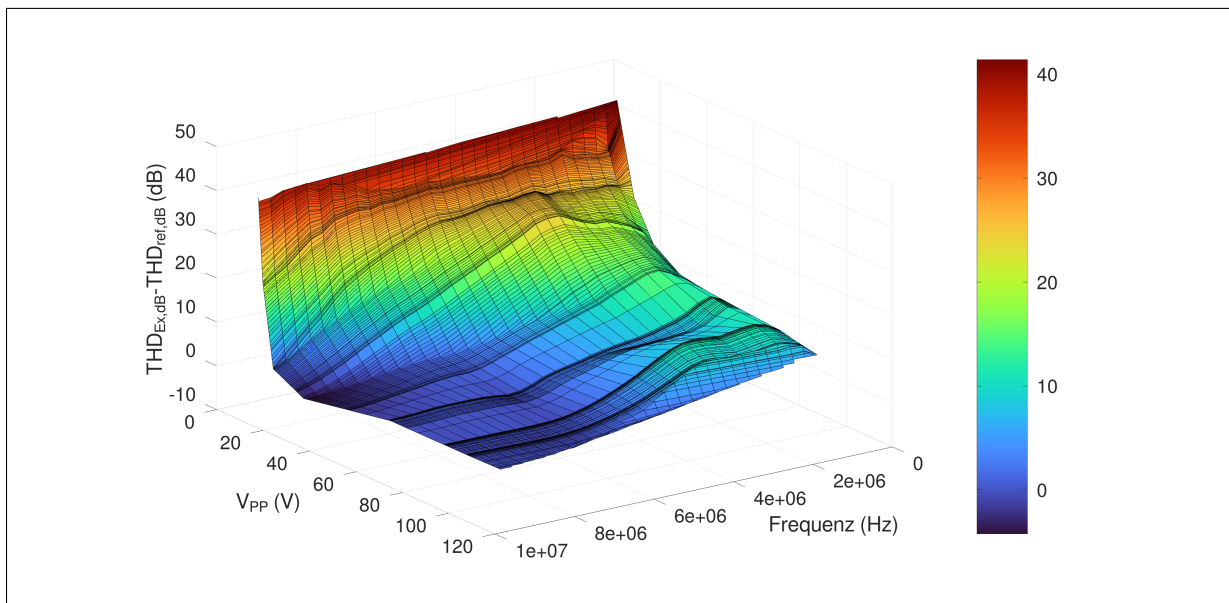


Abb. 35: THD Veränderung durch Dioden-Expander

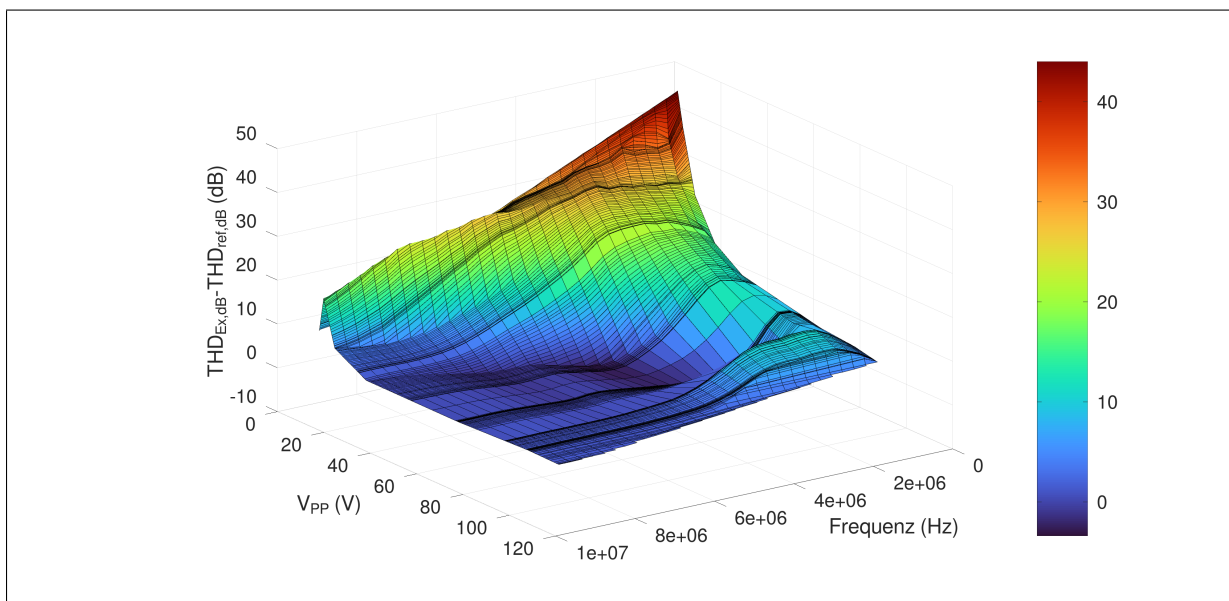


Abb. 36: THD Veränderung durch MOSFET-Expander

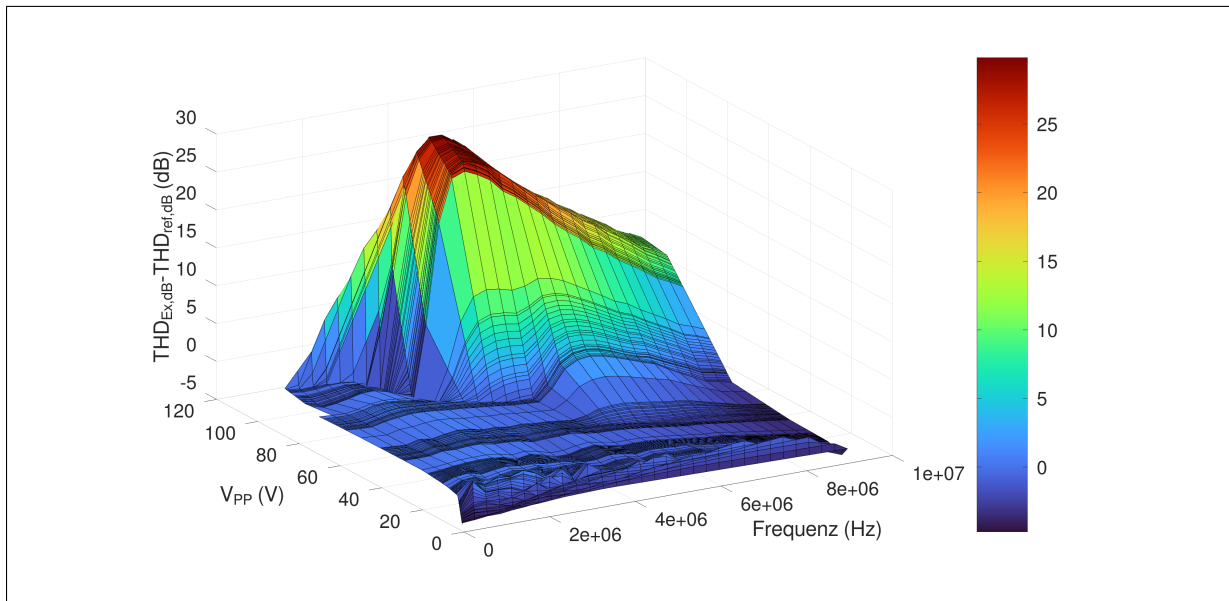


Abb. 37: THD Veränderung durch Analogschalter TMUX8109

4.6.3 Isolation der Expander

Der Expander muss die Echos hochohmig vom niederohmigen Sender abschirmen, um den Pegel am hochohmigen Empfangsverstärker aufrechtzuerhalten. Somit ist die Isolation des Expanders für kleine Empfangsamplituden ein entscheidendes Gütekriterium einer Expander-Schaltung. Um diese bei den aufgebauten Expandern zu überprüfen, wurde der in Abbildung 38 dargestellte Messaufbau verwendet. Das Bode100 von Omicron Lab vermag den Betrags- und Phasengang über eine Bandbreite von 50 MHz automatisch zu vermessen, hierzu erzeugt es ein Signal konstanter Spannung und Frequenz am OUT-Anschluss, welcher an CH1 aufgezeichnet und mit den an CH2 anliegenden Signal verglichen wird. Im Messaufbau soll der $1\text{ M}\Omega$ -Widerstand den hochohmigen Empfänger und der $50\text{ }\Omega$ -Widerstand den geringen Ausgangswiderstand des Funktionsgenerators im Empfangsfall emulieren. Im Falle eines offenen Expanders besteht lediglich der Spannungsteiler aus $10\text{ k}\Omega$ und $1\text{ M}\Omega$, bei welchen nahezu die gesamte Ausgangsspannung des Bode100 am $1\text{ M}\Omega$ -Widerstand abfällt und quasi keine Dämpfung vom Bode100 festgestellt wird. Sinkt jedoch der Isolationswiderstand des Expanders, sinkt das Verhältnis des Spannungsteilers und es wird, wie im echten Anwendungsfall, ein geringerer Empfangspegel an CH2 festgestellt. Wird das Bode100 auf unterschiedliche Ausgangsamplituden eingestellt, lässt sich somit die durch den Expander erwirkte Dämpfung des Empfangssignals frequenz- und amplitudenabhängig vermessen.

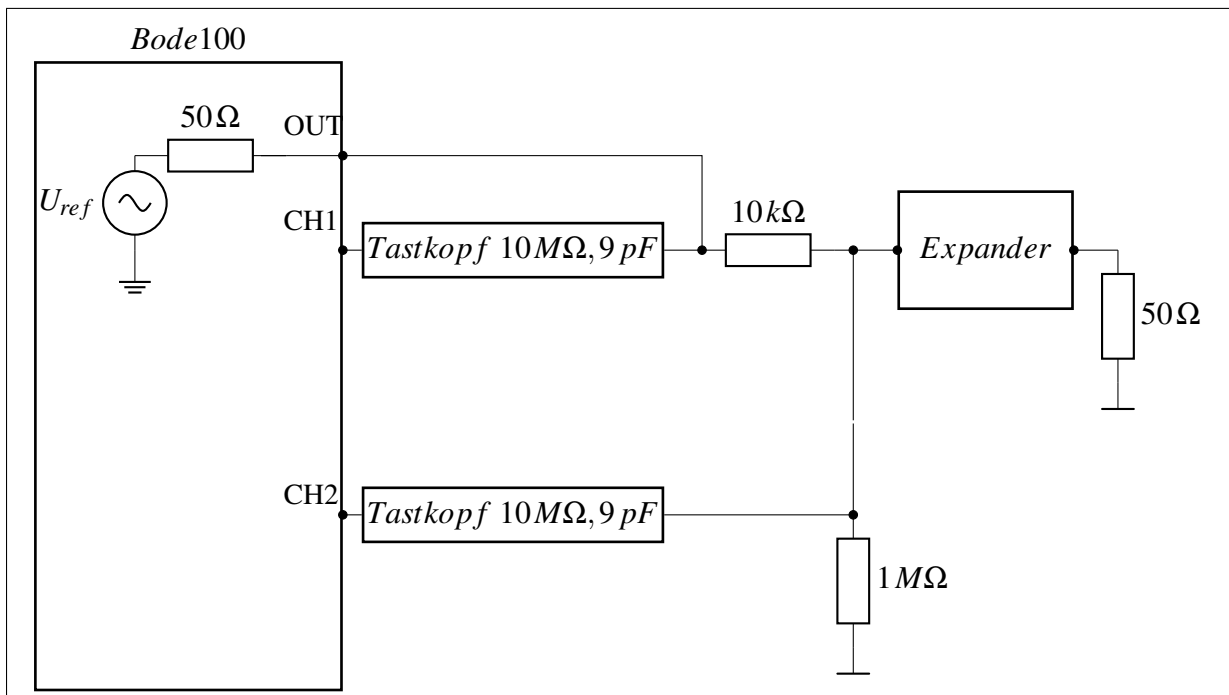


Abb. 38: Messaufbaus zur Messung der Isolation des Senders durch die Expander für geringe Spannungspegel

Zunächst wurde als Referenz eine Messreihe für eine offene Klemme als Expander durchgeführt. Anschließend wurden die verschiedenen Expander zugeschaltet, die Differenz aus Messung mit und ohne Expander ergibt die durch den Expander herbeigeführte Phasendrehung und Dämpfung. Die so ermittelten Betrags- und Phasengänge der automatisch schaltenden Expander sind für verschiedene Amplituden in Abbildung 39, für den aktiven Expander in Abbildung 40 dargestellt. Relevant im vorliegenden Anwendungsfall sind vor allen die Amplituden bis 400 mV. Die Isolation des MOSFET-Expander bricht bereits bei 100 kHz ein und sinkt bis auf -7 dB ab, womit er von den betrachteten Expandern die schlechteste Isolation bietet. Der Analogschalter hält ebenfalls nur bis 100 kHz einen Widerstand größer $1 M\Omega$ aufrecht, fällt jedoch nur bis auf $-4,5$ dB ab, allerdings verfälscht er die Phase im oberen Frequenzbereich bis zu 10° . Am besten schneidet der Dioden-Expander ab, seine Isolation fällt für Amplituden bis 400 mV nur um wenige Dezibel und die Phase bleibt weitestgehend konstant. Seine positiven Eigenschaften sind höchstwahrscheinlich auf die äußerst geringe Kapazität der verwendeten Dioden zurückzuführen.

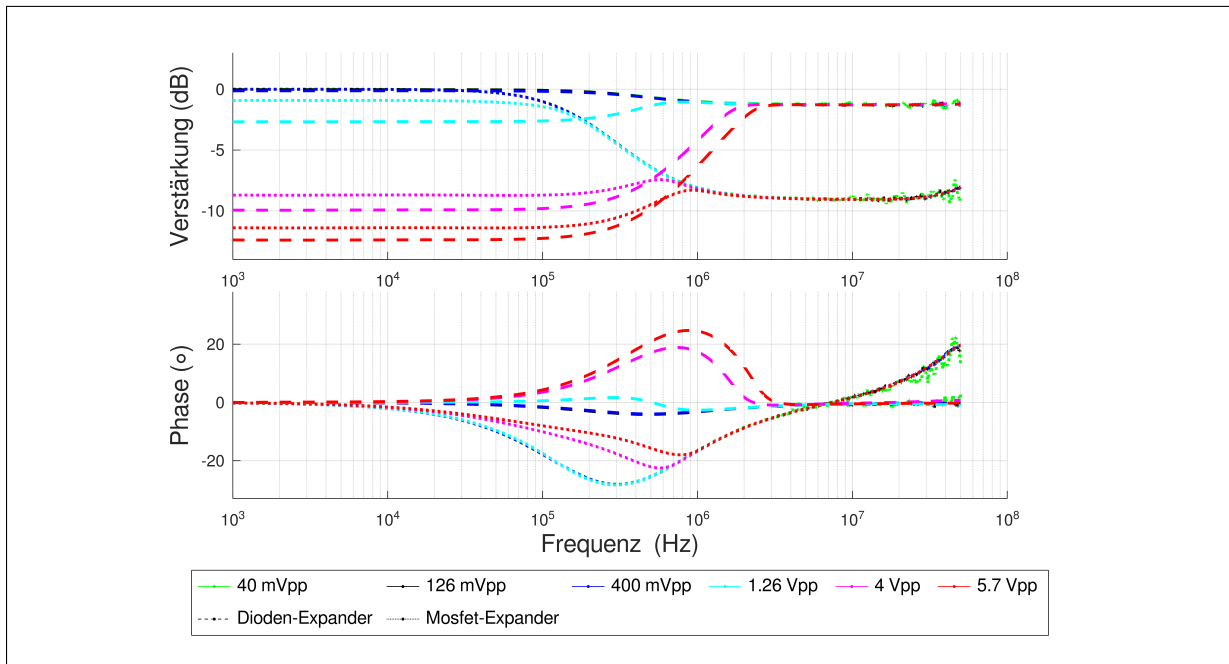


Abb. 39: Dämpfung des Empfangssignals durch die automatisch schaltenden Expander für verschiedene Amplituden und Frequenzen, gepunktete Linie: MOSFET-Expander, gestrichelte Linie: Dioden-Expander

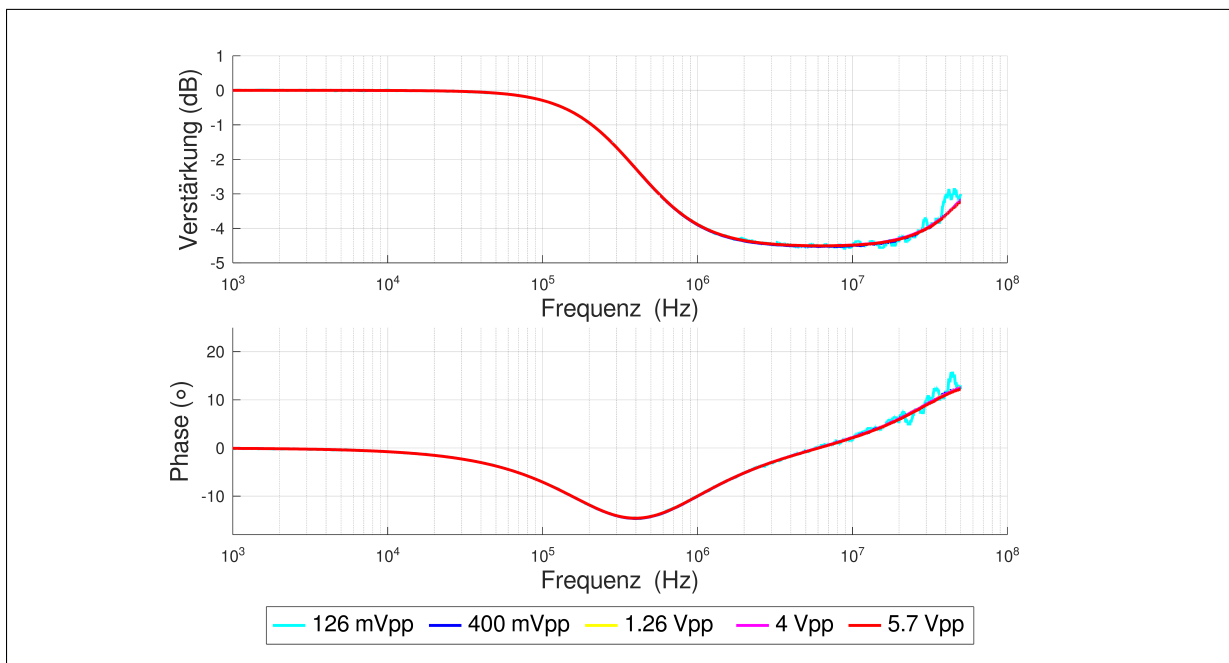


Abb. 40: Dämpfung des Empfangssignals durch den Analogschalters für verschiedene Amplituden und Frequenzen

4.6.4 Betrachtung der Limiter im Zeitbereich

Zunächst wurde die Schutzwirkung der Limiter überprüft. Der zugehörige Messaufbau ist in Abbildung 41 dargestellt. Zur Überprüfung wurde die geforderte Anregespannung von 100 V_{pp} über einen 150Ω Widerstand in den Limiter eingespeist. Anschließend wurde die Spannung, welche am Empfangskreis anliegen würde mittels eines Tastkopfs an CH3 des Oszilloskops erfasst. Durch die Messung der Spannung vor und nach dem Widerstand auf CH1 und CH2 kann ferner der Stromfluss in den Limiter abgeschätzt werden.

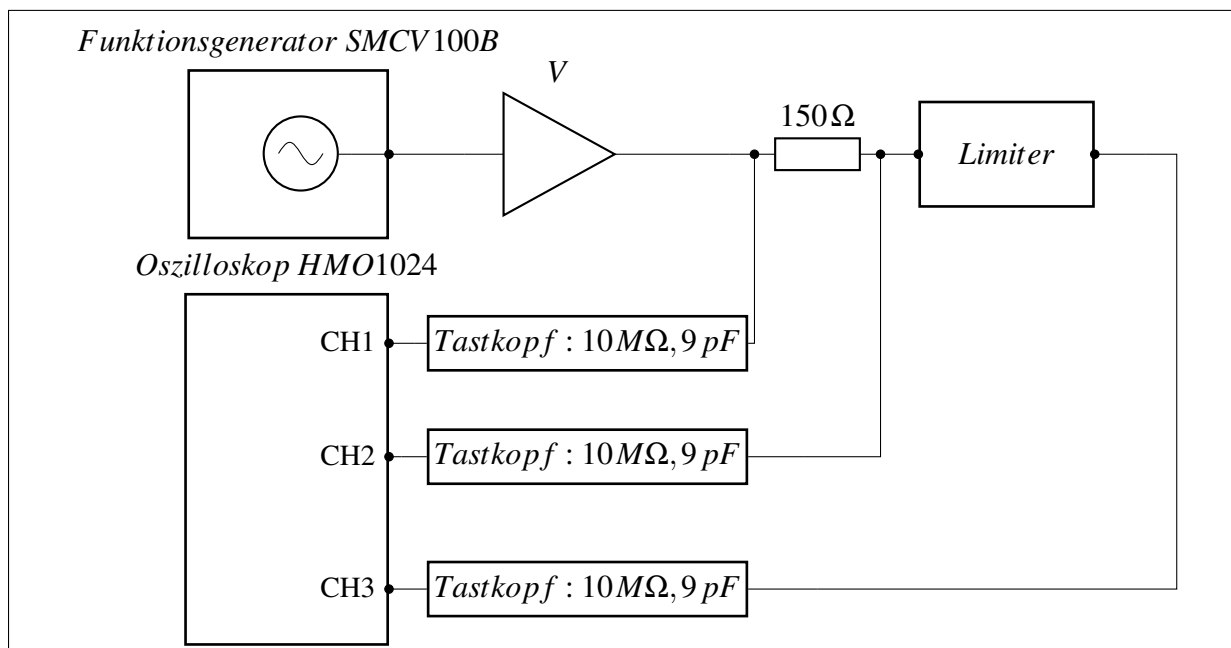


Abb. 41: Messaufbau für die Überprüfung der Schutzwirkung der Limiter

Der Limiter soll Signale bis $300\text{ mV}_{\text{pp}}$ möglichst unverfälscht passieren lassen, höhere Überspannungen jedoch auf maximal $\pm 5\text{ V}$ begrenzen. Dieser Anforderung konnten alle vermessenen Limiter gerecht werden, wie die folgende Oszillogramme belegen. An der linken Seite ist das Ausgangssignal bei 1 MHz für die Eingangsamplitude von 300 mV , rechts für die Überspannung von 100 V_{pp} dargestellt. Die Schutzwirkung der Limiter blieb hierbei im betrachteten Frequenzbereich weitestgehend konstant und zeigte lediglich eine geringe Verbesserung Richtung hoher Frequenzen, weswegen auf die Darstellung mehrerer Eingangsfrequenzen verzichtet wird. Bei dieser Überprüfung ist eine weitere Eigenschaft der meisten Limiter aufgefallen, welche bisher nicht beachtet wurde. Im Anregelfall wird der Verstärker durch sie häufig stark-nichtlinear belastet, dies könnte besonders bei niedrigen Frequenzen, bei denen der Schallwandler hochohmig ist, das Anregesignal verzerren und somit eine schmalbandige Anregung des Schallwandlers erschweren.

Der simple Dioden-Limiter konnte die Überspannung auf 750 mV begrenzen, während er den Verstärker dank seines Vorwiderstandes vorwiegend linear belastet und diesen im Anregefall nur geringfügig beeinflussen sollte. Wird statt dem Vorwiderstand ein Verarmungs-MOSFET verwendet, wie beim MOSFET-Limiter, ist der Strom deutlich verzerrt, jedoch kann auch er die Spannung auf akzeptable 1,5 V begrenzen. Kleine Amplituden können den MOSFET Limiter ohne Abfall passieren. Auch die Diodenbrücke lässt das Signal ungehindert durch, im Überspannungsfall begrenzt sie die Ausgangsspannung auf knapp 700 mV_{pp}. Im Spannungsverlauf über die Diodenbrücke wird ersichtlich, dass Sie die Spannung am gemeinsamen Knoten auf 10 V_{pp} begrenzt, wahrscheinlich liegt dies in internen Schutzdioden zu den Versorgungsspannungen des TX810 begründet, somit ist bis 10 V mit einer geringen, danach mit einer hohen Belastung des anregenden Funktionsgenerators bzw. Verstärkers zu rechnen. Beim ausgangsseitigen Spannungsverlauf zeigt der Baustein eine weichere Begrenzung, so behält das begrenzte Signal seine Signalform und Phase weitestgehend bei.

Zuletzt wurde der Analogschalter in Abbildung 45 betrachtet, er konnte die Spannung am Ausgang auf 300 mV begrenzen. Im geöffneten Zustand schließt der Schalter wie erwartet sehr hochohmig ab, wodurch der Funktionsgenerator kaum belastet wird. Als qualitative Anmerkung ist hinzuzufügen, dass beim ersten Versuch die Schutzwirkung zu untersuchen kein stromlimitierender Vorwiderstand eingesetzt wurde, bei diesen Tests sind MOSFET-Limiter und Analogschalter zerstört worden, während die übrigen Lösungen standhielten.

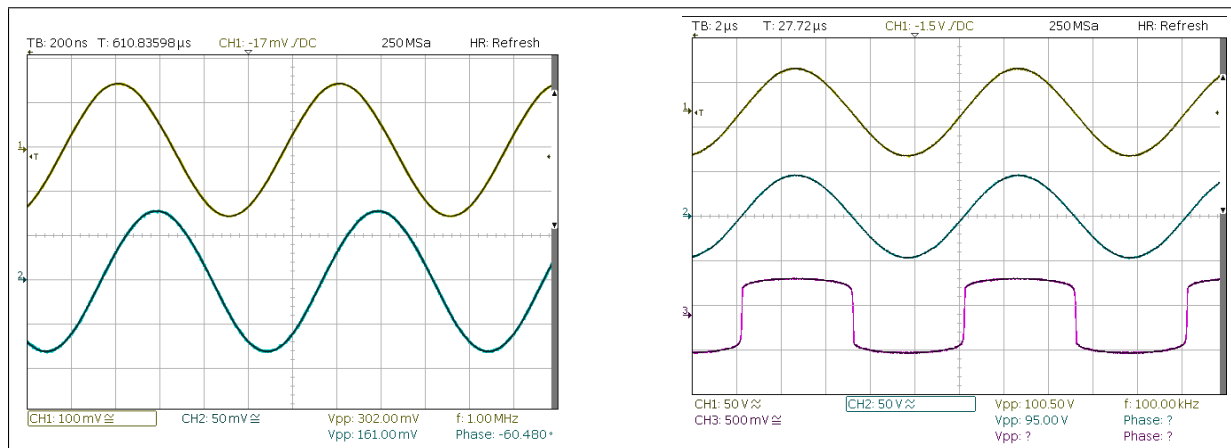


Abb. 42: Spannung am Ausgang des Dioden-Limiter für eine Spitze-Spitze-Eingangsspannung von 300 mV_{pp} links und 100 V_{pp} rechts

4 Varianten der Sende-/Empfangstrennung

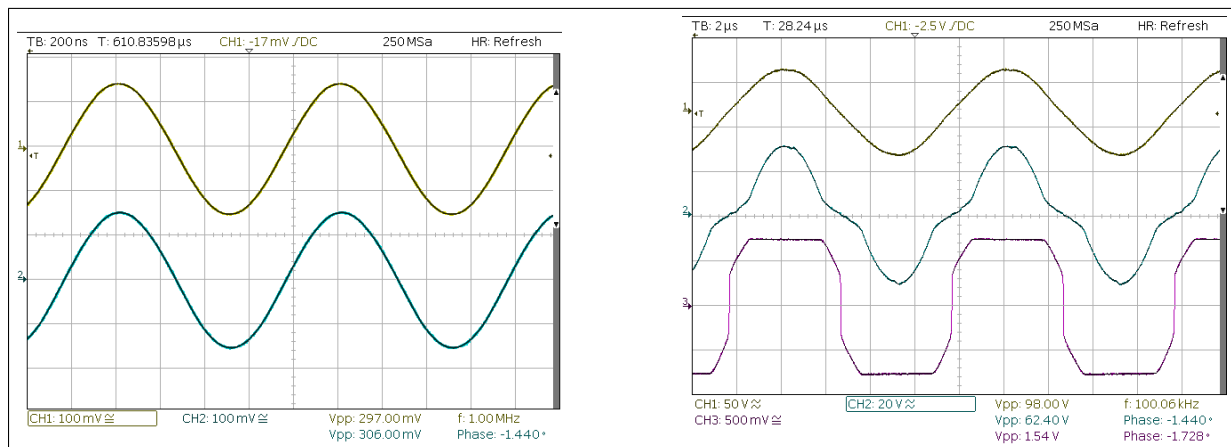


Abb. 43: Spannung am Ausgang des MOSFET-Limiters für eine Spitze-Spitze-Eingangsspannung von 300 mV_{pp} links und 100 V_{pp} rechts. Gelb: Spannung am Ausgang des Verstärkers, Blau: Spannung am Eingang des Limiters, Violett: Spannung am Ausgang des Limiters

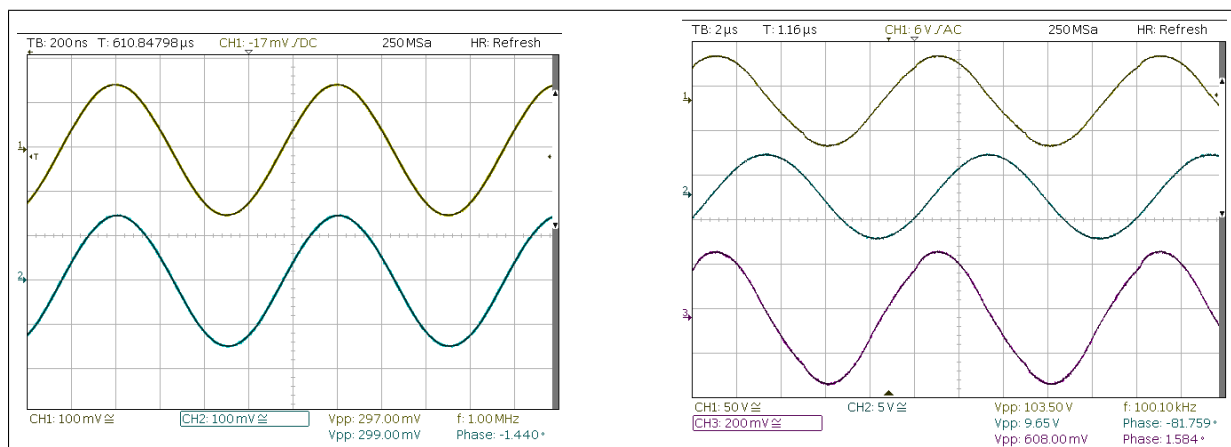


Abb. 44: Spannung am Ausgang des Diodenbrücken-Limiter TX810 für eine Spitze-Spitze-Eingangsspannung von 300 mV_{pp} links und 100 V_{pp} rechts. Gelb: Spannung am Ausgang des Verstärkers, Blau: Spannung am Eingang des Limiters, Violett: Spannung am Ausgang des Limiters

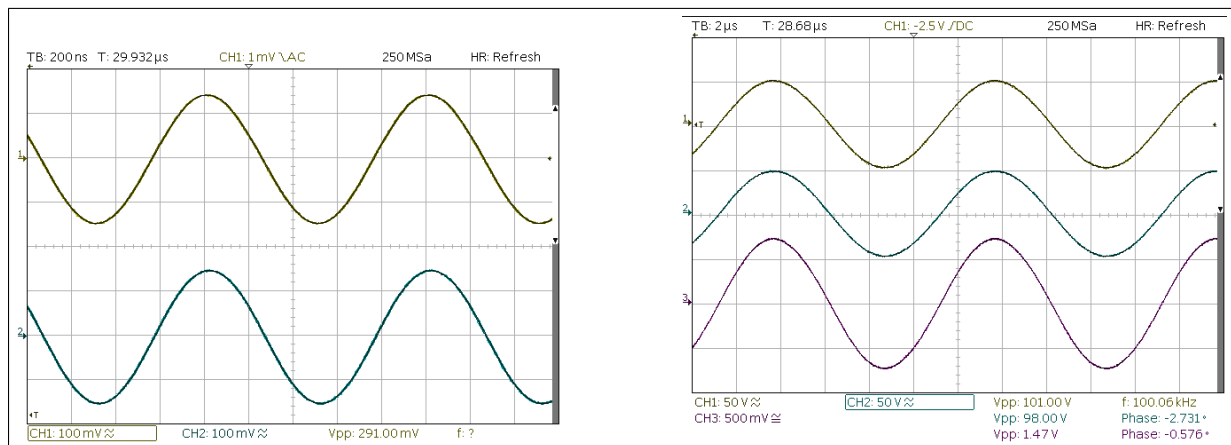


Abb. 45: Spannung am Ausgang des Analogschalters für eine Spitze-Spitze-Eingangsspannung von $300\text{ mV}_{\text{pp}}$ im geschlossenen Zustand links und 100 V_{pp} im geöffneten Zustand rechts. Gelb: Spannung am Ausgang des Verstärkers, Blau: Spannung am Eingang des Limiters, Violett: Spannung am Ausgang des Limiters

4.6.5 Einfügedämpfung der Limiter

Die Einfügedämpfung des Limiters im Empfangsfall ist lediglich für kleine Amplituden von Relevanz, weswegen sie ähnlich dem in Unterabschnitt 4.6.3 beschriebenen Verfahren mithilfe des Bode100 vermessen werden konnte. Ein Tastkopf mit $10\text{ M}\Omega$ soll hier den hohen Widerstand der Empfangsschaltung nachstellen. Wird nun die effektive Eingangsimpedanz an CH2 durch den Limiter verringert, wird dies durch eine Dämpfung des Empfangssignals oder Phasendrehung sichtbar.

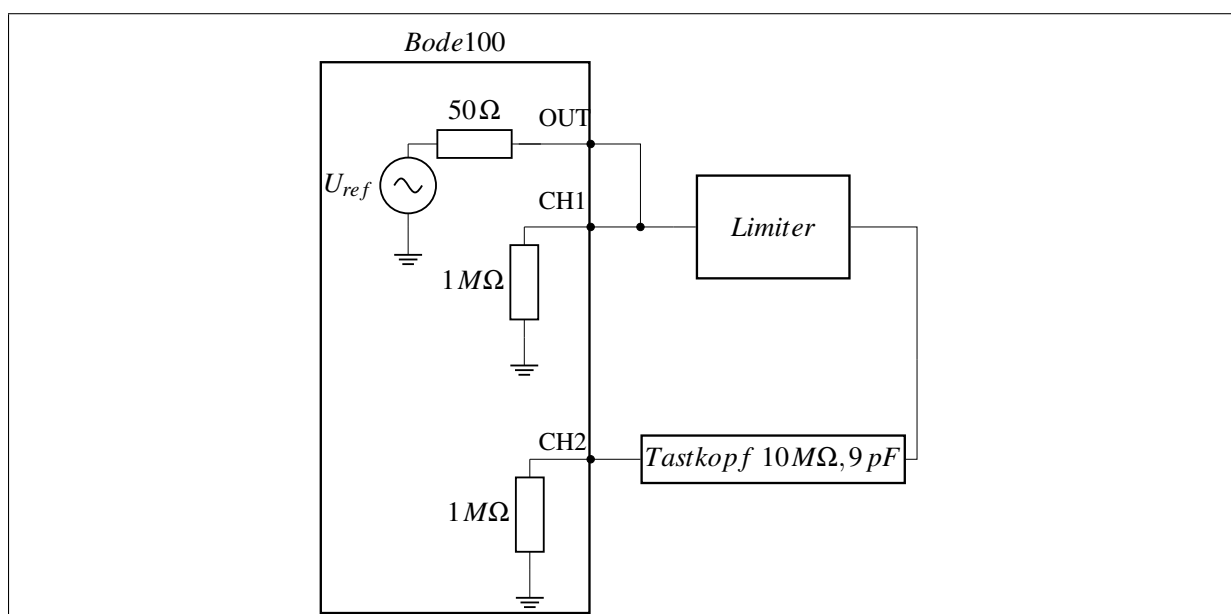


Abb. 46: Messaufbau zum Erfassen der Einfügedämpfung der Limiter

In Abbildung 47 ist die Dämpfung und Phasenverfälschung des Empfangssignals durch Dioden- und MOSFET-Limiter, in Abbildung 48 des Diodenbrücken-ICs und in Abbildung 49 des Analogschalters dargestellt. Wie zu erwarten sind die Messergebnisse für alle Lösungen außer den Analogschalter abhängig vom Spannungspegel. Außer den Dioden-Limiter konnte jeder Limiter eine geringe Dämpfung im Frequenzbereich bis 20 MHz für Empfangspegel bis zu 400 mV aufrechterhalten.

Beim klassischen Dioden-Limiter wurde ein Tiefpass bestehend aus 5,1 k Ω Reihenwiderstand und der Diodenkapazität von 1 pF auf 30 MHz Grenzfrequenz ausgelegt, der gemessene Tiefpass weist jedoch eine deutlich geringere Grenzfrequenz auf, ferner steigt diese Grenzfrequenz bis 4 V_{pp} um ca. 9 MHz an. Die verfrühte Grenzfrequenz lässt sich auf die Kapazität des Tastkopfs parallel zur Diodenkapazität zurückführen, welche die Grenzfrequenz des Tiefpasses nach vorne verschiebt. Bei den anderen Messungen fällt dies nicht auf, da der Reihenwiderstand zu gering ist um einen Tiefpass zu bilden. Die Pegelabhängigkeit der Grenzfrequenz sollte teilweise in der Spannungsabhängigkeit der Diodenkapazität begründet liegen, diese sinkt mit steigender Amplitude. Ein Tiefpass mit lediglich 1 pF (Dioden-)Kapazität wird bereits von sehr geringen Kapazitäten wesentlich verfälscht, was bei zukünftigen Entwürfen beachtet werden sollte.

Da der MOSFET-Limiter keinen Reihenwiderstand, sondern nur niederohmige FETs in Reihe zu den Limiter-Dioden aufweist, konnte hier kein Tiefpass entstehen, wodurch er eine sehr geringe Phasen- und Amplitudenverfälschung im relevanten Frequenz und Amplitudenbereich einbringt, ähnlich gute Ergebnisse konnte die Diodenbrücke erzielen. Der Analogschalter verringert den Empfangspegel nur geringfügig mehr als MOSFET- und Diodenbrücken-Limiter, jedoch bringt er bei 10 MHz bereits eine Phasendrehung von -20° ein.

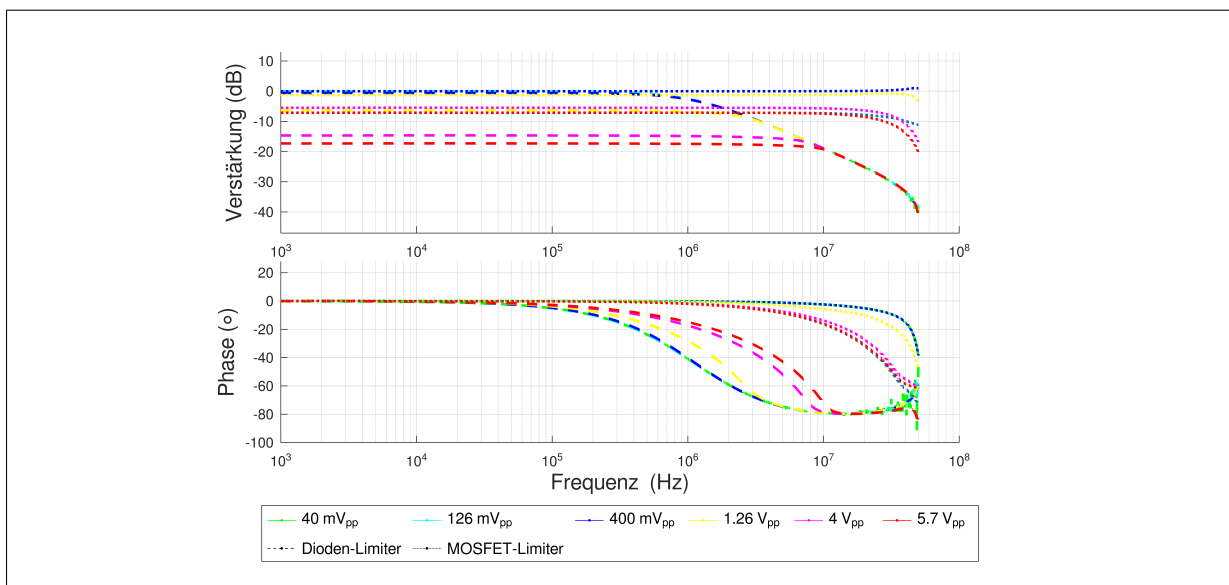


Abb. 47: Einfügedämpfung des Dioden- und MOSFET-Limiter

4 Varianten der Sende-/Empfangstrennung

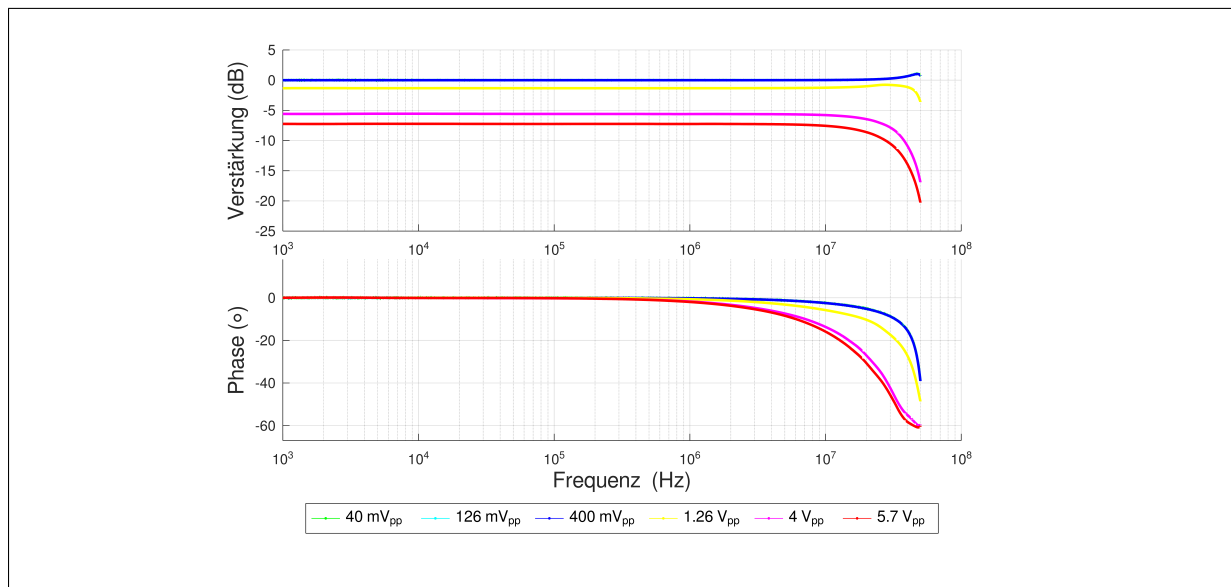


Abb. 48: Einfügedämpfung des Diodenbrücken-Limiter TX810

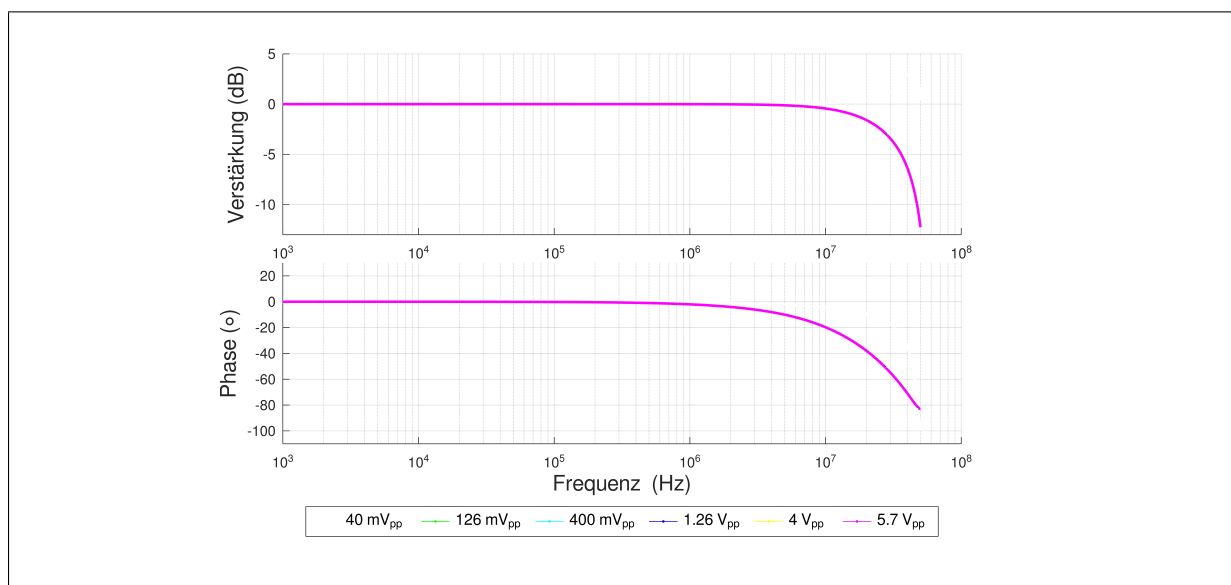


Abb. 49: Einfügedämpfung des Analogschalter TMUX8109 mit 100Ω Reihenwiderstand

4.6.6 THD der Limiter

Die Vermessung des THD ist im ähnlichen Messaufbau wie in Abbildung 31 abgebildet erfolgt, nur war kein Verstärker notwendig, da das THD des Limiters nur für geringe Amplituden interessiert. An die Stelle des Verstärkers kam ein 100Ω Reihenwiderstand. Des Weiteren wurde der $1\text{ k}\Omega$ Widerstand entfernt und direkt mit einem $10\text{ M}\Omega$ Tastkopf vermessen um den hochohmigen Empfangsverstärker zu emulieren. Wie zuvor wurde zunächst eine Referenzmessung $THD_{ref,dB}$ ohne Limiter durchgeführt, um das THD des Funktionsgenerators teilweise zu kompensieren. Danach wurde die Messung mit eingebauten Limiter $THD_{Lim,dB}$ wiederholt und die Differenz der Messungen für den Vergleich der Methoden nach Gleichung 4.24 verwendet.

$$THD_{vgl,Lim} = THD_{Lim,dB} - THD_{ref,dB} \quad (4.24)$$

Alle betrachteten Limiter konnten bis zur geforderten Empfangsamplitude von 300 mV geringe harmonische Verzerrung erreichen, die Messergebnisse über den ganzen Spannungs- und Frequenzbereich sind in Abbildung 50 bis Abbildung 52 abgebildet. Der Diodenbrücken-Limiter sticht hierbei mit einem sehr frequenzunabhängigen Verlauf heraus. Des Weiteren verschlechtert sich sein THD im Vergleich zu den anderen Limitern erst bei deutlich höheren Amplituden, so erwirkt sie erst bei 3 V eine THD-Verschlechterung von 10 dB. Die Unterschiede zwischen den THD des Dioden- und MOSFET-Limiters sind auf das Tiefpassverhalten des Diodenlimiters zurückzuführen, welches hochfrequente Harmonische bedämpft und somit das THD für hohe Frequenzen verbessert.

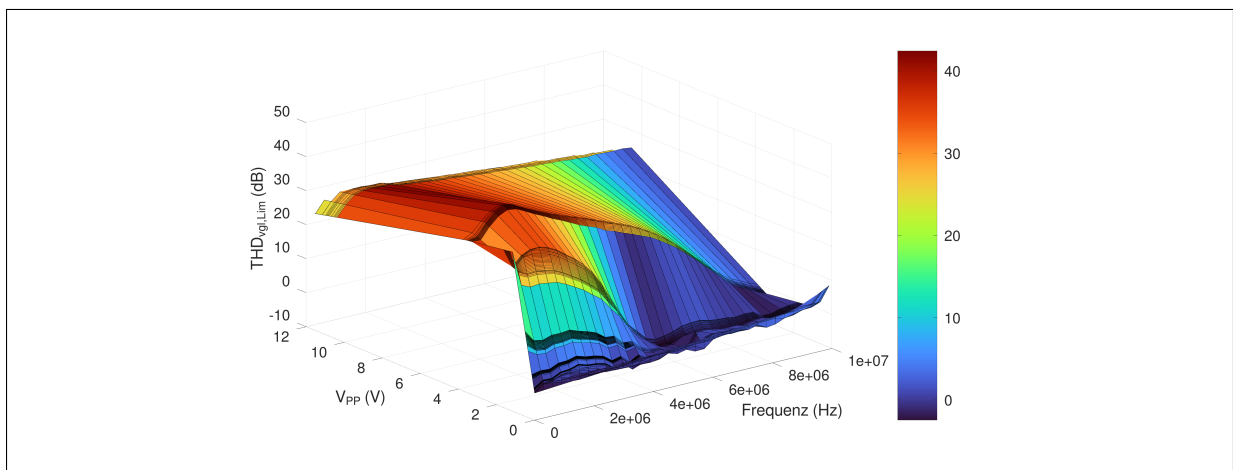


Abb. 50: THD Veränderung am Empfänger durch den Dioden-Limiter

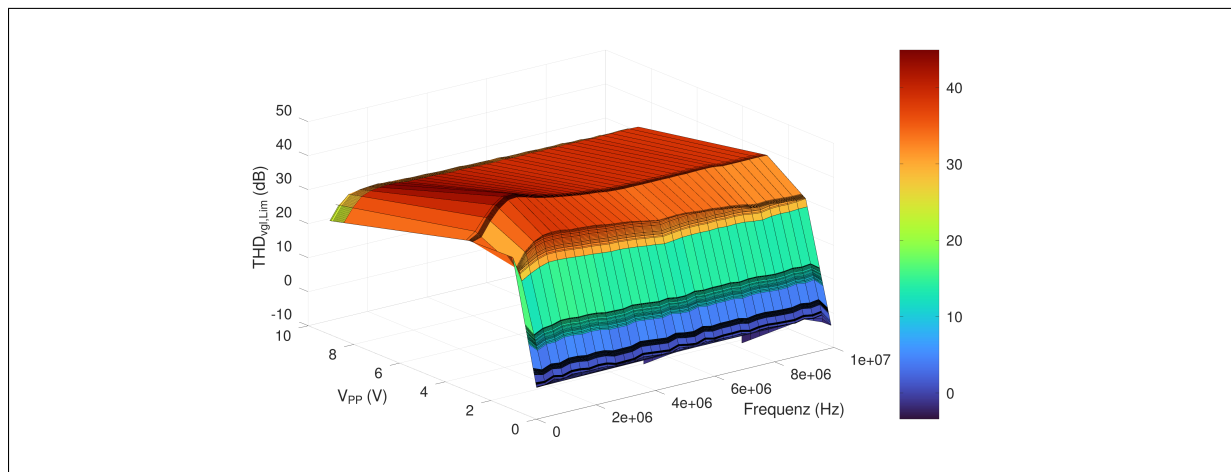


Abb. 51: THD Veränderung am Empfänger durch den MOSFET-Limiter

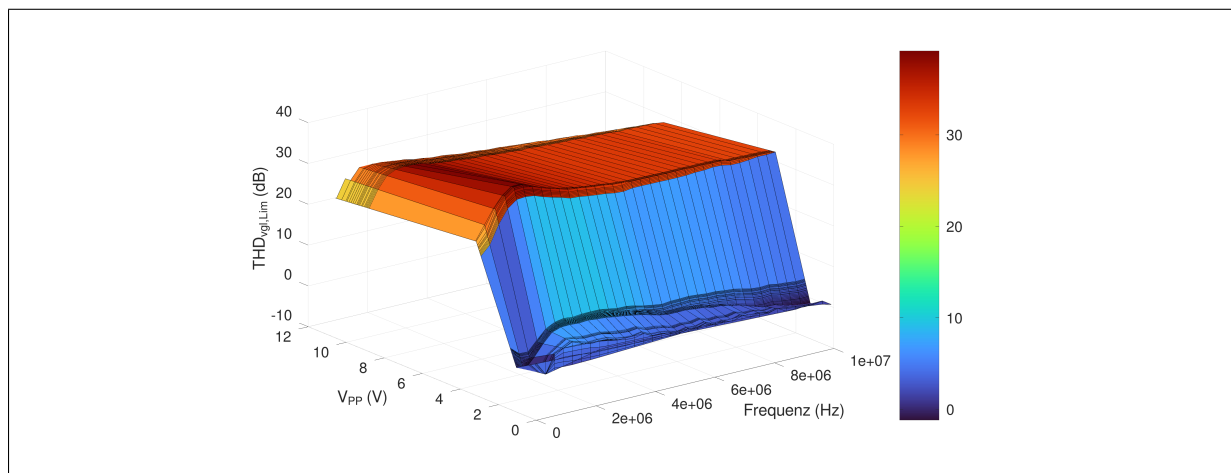


Abb. 52: THD Veränderung am Empfänger durch die TX810 Diodenbrücke

4.7 Zusammenfassung der Erkenntnisse

Es wurden einige Varianten zur Realisierung einer Sende-/Empfangstrennung betrachtet und ausgewählte Eigenschaften mittels Testschaltungen überprüft, die Ergebnisse sollen folgend zusammengefasst werden. Die grundlegendsten Aufgaben der Sende-/Empfangstrennung stellt der Schutz der Empfangselektronik im Anregefall und die Isolierung des Senders im Empfangsfall dar, häufig werden diese Aufgaben von zwei unterschiedlichen Schaltungsteilen, welche Limiter und Expander genannt werden, erfüllt. Eine weitere Kategorisierung kann in aktive Schalter und automatisch schaltende Netzwerke erfolgen. Die aktiv geschalteten Lösungen erhalten ein extra Schaltsignal woraufhin der Schallwandler entweder mit dem Sender zur Anregung oder mit dem Empfänger für die Aufzeichnung der Echos verbunden wird.

Aus der aktiven Kategorie wurden PIN-Dioden und MOSFET basierte Analogschalter in Betracht gezogen. PIN-Dioden können als stromgesteuerte Schalter betrachtet werden, folglich wird ein

DC-Biasstrom benötigt um Sie in Sperr- oder Durchlassrichtung zu polen. Sie zeichnen sich durch hohe Linearität aus und können große Leistungen über einen breiten Frequenzbereich schalten, weswegen Sie häufig im HF-Bereich eingesetzt werden. Die Recherche hat jedoch gezeigt, dass PIN-Dioden-Schalter im niederfrequenten Bereich nur eingeschränkt einsetzbar sind. Grund hierfür ist vorwiegend, dass das Bias-Netzwerk hochohmig vom Nutzsignal-Pfad isoliert werden und gleichzeitig große Umladeströme für ein schnelles Umschalten treiben muss. Hierbei handelt es sich um konkurrierende Designziele, zwischen denen im erprobten Design kein Kompromiss gefunden werden konnte, welcher die angestrebten Anforderungen erfüllte. Das sinnvolle Einsatzgebiet von PIN-Dioden Schaltern ist somit eher bei hohen Frequenzen und Leistungen bei denen die Schaltzeit kein kritischer Parameter ist.

Als weitere aktive Lösung sind MOSFET basierte Analogschalter in Betracht gezogen worden. Bei MOSFETs ist das Gate bereits von Drain und Source Anschluss isoliert, weswegen die Problematik der PIN-Dioden Schalter bei ihnen keine Rolle spielt. Generell gestaltet sich ihr Design simpler, da eine große Auswahl an integrierten Schaltungen zur Verfügung steht. Der im Testaufbau überprüfte Analogschalter-IC konnte im geschlossenen Zustand bis 20 MHz eine sehr geringe Einfügedämpfung und Verzerrung erreichen. Alle positiven Eigenschaften nehmen jedoch ab, sobald sich die Amplitude der Signalspannung der Betriebsspannung des Analogschalters nähert, was zu den Schwachstellen dieser Variante führt. THD und Einfügedämpfung beginnen bereits bei $2/3$ der Betriebsspannung steil anzusteigen, Analogschalter mit hoher Betriebsspannung sind allerdings nur begrenzt erhältlich und weisen lange Schaltzeiten sowie Störungen durch ihren Schaltvorgang auf. Auch bei der hochfrequenten Isolation werden durch den Analogschalter moderate Phasen- und Pegelabfälle verursacht. Zusammenfassend eignen sich Analogschalter daher besonders für geringe bis mittlere Amplituden, wird hier bei der Bauteil Auswahl auf ausreichend geringe Kapazitäten geachtet können Sie dort auch bis in den Megahertz-Bereich gute Ergebnisse erzielen.

Die untersuchten automatisch schaltenden Lösungen benötigen kein Schaltsignal, sondern trennen die Pfade abhängig vom Spannungspegel, dies bringt Vorteile wie kurze Blindzeit und Robustheit und Nachteile wie erhöhte Verzerrung mit sich. Als automatische Sende-/Empfangstrennungen wurden Dioden- und MOSFET-basierte Lösungen in Betracht gezogen. Der Dioden-Expander konnte eine ausgezeichnete, breitbandige Isolation des Senders, sowie geringe Einfügedämpfung und Verzerrung bei hohen Anregeamplituden erzielen. Seine Schwachstelle liegt bei niedrigen Amplituden, bei denen er äußerst schlechte THD und hohe Einfügedämpfung aufweist. Der klassische Dioden-Limiter mit Reihenwiderstand konnte die gewünschte Schutzwirkung erreichen, hierbei belastet er den Sender aufgrund des stromlimitierenden Widerstands nur geringfügig. Nachteilig ist seine Dämpfung im Empfangsfall welche ab 2 MHz stark ansteigt. Dieser Nachteil könnte jedoch höchstwahrscheinlich durch eine Anpassung des Designs behoben werden.

Wird der Dioden-Limiter anstatt mit einem Widerstand mithilfe eines MOSFETs zur Strombegrenzung realisiert, wie beim MOSFET-Limiter kann die Einfügedämpfung stark verbessert werden. Nachteil dieser Variante ist jedoch eine stark nichtlineare Belastung im Anregefall, um diesen Nachteil abzumildern sollte ein MOSFET mit möglichst geringen Sättigungsstrom gewählt werden. Der MOSFET-Expander bietet ebenfalls eine verringerte Einfügedämpfung sowie verbessertes THD, besonders Richtung hoher Amplituden. Doch stellen die größeren MOSFET-Kapazitäten ein großes Problem dar, weswegen dieser Ansatz keine breitbandige Isolation des Sendepfades erreichen kann.

Zuletzt wurde eine Diodenbrücke, bzw. der IC TX810 von Texas Instruments als Limiter-Schaltung betrachtet. Auch Sie konnte ausreichende Schutzwirkung erzielen und geringe Einfügedämpfung bewerkstelligen. Die durch Sie verursachte Verzerrung am Empfänger war ferner die geringste von den hier betrachteten Ansätzen. Lediglich die Belastung des Senders ab $10 V_{pp}$ könnte zu einem verschlechterten THD im Anregefall führen.

5 Entwicklung der Gesamtschaltung

In den bisherigen Kapiteln wurden Varianten zur Empfangsverstärkung sowie verschiedene Methoden zur Sende-/Empfangstrennung untersucht. In diesem Abschnitt werden ausgewählte Schaltungsteile der auf Basis dieser Erkenntnisse entwickelten General-Purpose-Schaltung vorgestellt. Die gesamte Schaltung ist samt Layout in Anhang A4 zu finden.

5.1 Sende-/Empfangstrennung

Als Limiter wurde die Diodenbrücke aus Unterabschnitt 4.2.4 eingesetzt, als Expander wurde die in Unterabschnitt 4.2.1 vorgestellte Diodenschaltung verwendet. Diese Lösungen konnte von den betrachteten Varianten den breitesten Frequenzbereich bei größtmöglicher Anregeamplitude erreichen, was den Anforderungen an eine breit einsetzbare Laborschaltung am ehesten entspricht. Die Wahl des Dioden-Expanders geht hierbei zu Lasten der Linearität. Um der großen Verzerrung des Expanders bei geringen Amplituden entgegenzuwirken, wurde der Expander modifiziert und die Dioden im Sendefall über ihre Schwellspannung vorgespannt. Die Limiter- und Expander-Schaltungen selbst sind bereits in den vorhergegangenen Kapiteln hinreichend beschrieben worden, daher wird sich nachfolgend auf das zugehörige Bias-Netzwerk konzentriert, welche für das Vorspannen des Dioden-Expander entwickelt wurde.

Es bestehen folgende Anforderung an das Bias-Netzwerk bzw. den Verstärker, welcher den Bias-Strom treiben muss und folgend als Treiber bezeichnet wird.

1. Geringe Störung von Schallwandler und Empfangsschaltung.
2. Hohe Isolation in Anrege- und Empfangsfall um den Funktionsgenerator nicht zu belasten und den Eingangswiderstand des Empfangsverstärkers im Empfangsfall aufrecht zu erhalten.
3. Bei der Anregung: Treiben eines geringen Bias-Stroms durch die Dioden um sie in den linearen Vorwärtsbetrieb zu schalten.
4. Beim Wechsel in den Empfangsmodus: Schnellstmögliche Reduktion des Bias, um die Dioden des Expanders in den sperrenden Bereich ihrer Kennlinie zurückzuführen.

Zunächst muss die erste Anforderung beachtet werden. Durch Ein- und Ausschalten des Dioden-Biasstroms zwischen Sende- und Empfangsbetrieb ist mit einer steilen Schaltflanke zu rechnen, welche durch die Koppelkondensatoren zu Schallwandler und Empfangsschaltung überkoppelt. Um die Störung durch diesen Puls zu minimieren wurde der Bias-Treiber ähnlich den in Abschnitt 4.4 vorgestellten Ansatz als Differenzverstärker realisiert, mit den Dioden des Expander

zwischen seinen invertierenden und nicht-invertierenden Ausgängen. Die Position des Treibers in der Sende-Empfangsschaltung ist in Abbildung 53 dargestellt. Besäße der Differenzverstärker perfekt gleiche, um Masse symmetrische Ausgangsspannungen sowie identische Impedanz an beiden Ausgängen, würden sich auf diese Weise die zwei gegensätzlich gepolten Störpulse am Ausgang des Expanders auslöschen. In Realität sollte sich so zumindest eine deutliche Verringerung der Störung erreichen lassen.

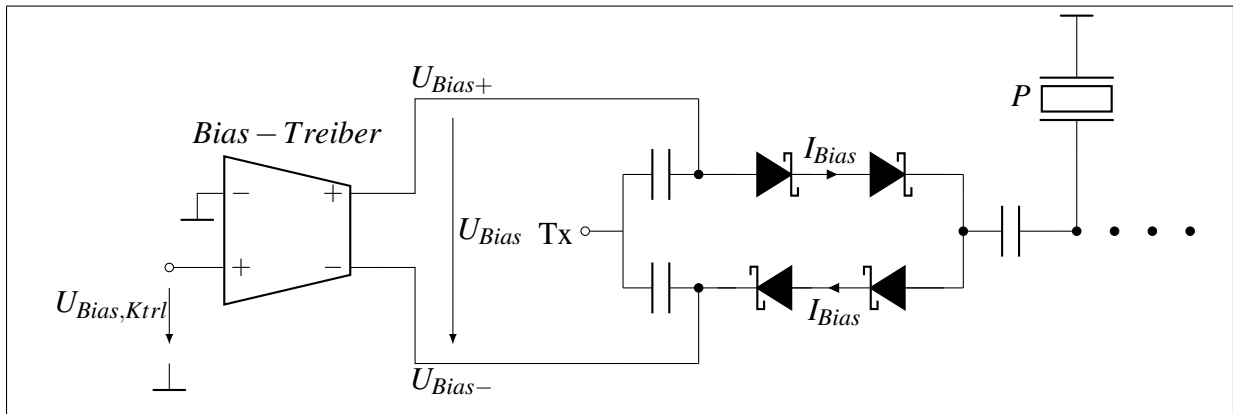


Abb. 53: Position des Bias-Treibers im Expander

Basis des hier verwendeten Bias-Treiber bietet eine häufig angewandte Schaltung zur Konvertierung von unsymmetrischen in symmetrischen Signalen, wie sind in Abbildung 54 zu sehen ist. Das Regelziel des Differenzverstärker besteht darin mittels seiner symmetrischen Ausgangsspannung die Differenz an seinen Eingängen auszulöschen. Wird nun ein unsymmetrisches Steuersignal bei $U_{Bias,Ktrl}$ eingespeist, muss es zum Erreichen des Regelziels über den Widerstand R_1 nachgebildet werden. Die Höhe der hierzu nötigen Ausgangsspannung des Differenzverstärkers wird durch den Spannungsteiler aus R_1 und R_2 nach Gleichung 5.1 bestimmt.

$$U_a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_e \quad (5.1)$$

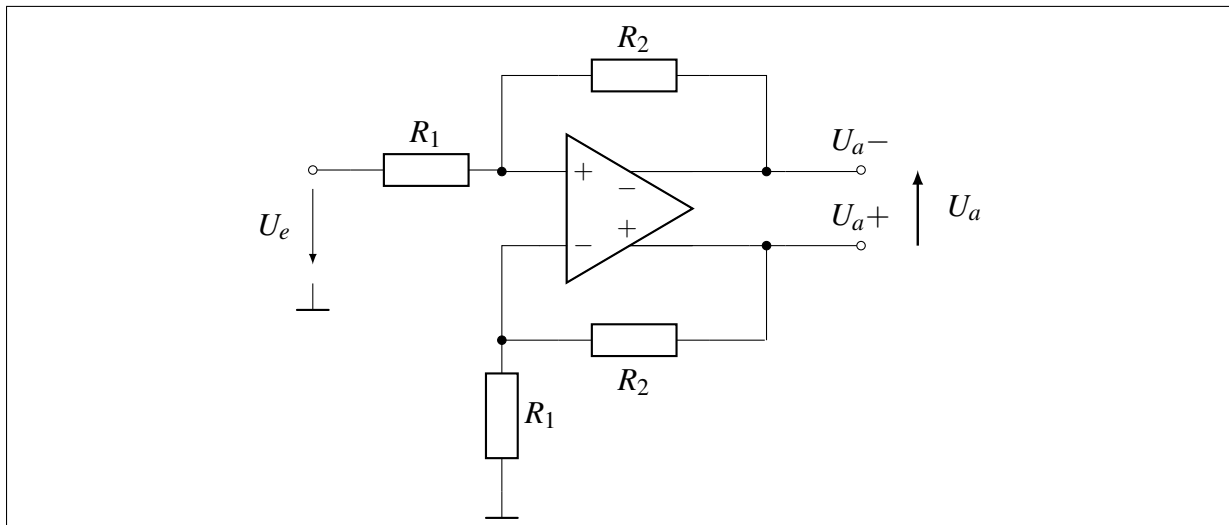


Abb. 54: OPV-Schaltung zur Umwandlung eines unsymmetrischen Eingangssignals U_e zu einem symmetrischen Ausgangssignal U_a , abgeändert aus [Ard10]

Damit dieser Ansatz der zweiten Anforderung nach hoher Isolation im Anregefall gerecht werden kann, sind Reihenwiderstände an seinen Ausgängen nötig, welche den Strom und Leistungsabfluss im Anregefall minimieren. Die Isolation zum Schallwandler, die im Empfangsfall kritisch ist, wird bereits durch die Einbauposition des Treibers sichergestellt durch welche sich der Treiber für die Echo-Signale hinter den isolierenden Expander-Dioden befindet. Soweit entspricht der Treiber dem in Abschnitt 4.4 verfolgten Ansatz und gleichwohl die Ladung der Schottky-Dioden um ein Vielfaches geringer ist als bei den PIN-Dioden besteht weiterhin das Problem, eine ausreichend schnelle Schaltzeit bei gleichzeitiger Isolation des Bias-Kreises vom Sender aufrechtzuerhalten. Die erdachte Lösung ist die Erweiterung des Entwurfs zum in Abbildung 55 dargestellten Bias-Treiber.

Er enthält zwei Rückkopplungswege die in unterschiedlichen Betriebsmodi dominieren und zunächst getrennt betrachtet werden sollen. Sind die Dioden im Vorwärts-betrieb, ist der äußere Rückkopplungsweig bestehend aus R_1 , R_3 und R_4 aktiv. Da der Rückkoppelpfad nach R_4 anschließt, wird nicht mehr die Spannung direkt am Ausgang des Differenzverstärkers, sondern die am Ausgang der Gesamtschaltung, sprich der Spannungsabfall über die Dioden, geregelt. Der Verstärker wird seine Ausgangsspannung folglich so einstellen, dass die durch die Bias-Steuerung eingestellte Spannung über die Dioden anliegt, bzw. der entsprechende Bias-Strom fließt. Die Ausgangsspannung folgt hierbei weiterhin Gleichung 5.1, nur ist U_a nun nach R_4 zu verorten. Wird die Bias-Steuerung umgeschaltet, kann die Spannung über die Dioden U_{Bias} nicht instantan nachgeregelt werden, da die Dioden- und Koppelkapazitäten entladen werden müssen. Der Differenzverstärker muss die Kapazitäten über R_4 entladen und legt seine maximale Ausgangsspannung an, in diesen Moment wird die innere Rückkopplungsschleife bestehend aus R_2 und R_1 aktiv. Sie limitiert die Spannung im Umschaltmoment, damit der Vorgang kontrolliert abläuft und der Verstärker nicht ins Schwingen gerät. Die Kapazitäten C_2 können optional bestückt werden

um die Schaltflanke abzuflachen oder hochfrequentes Schwingen weitergehend zu verringern. Die Kapazitäten C_4 erlauben im Umschaltmoment kurzzeitig einen höheren Entladestrom und verkürzen somit den Umschaltprozess, ihre Auslegung ist bereits in Abschnitt 4.4 beschrieben. Wichtig ist die Isolation bei der oberen Grenzfrequenz sowie die Maximalströme des Verstärkers zu beachten.

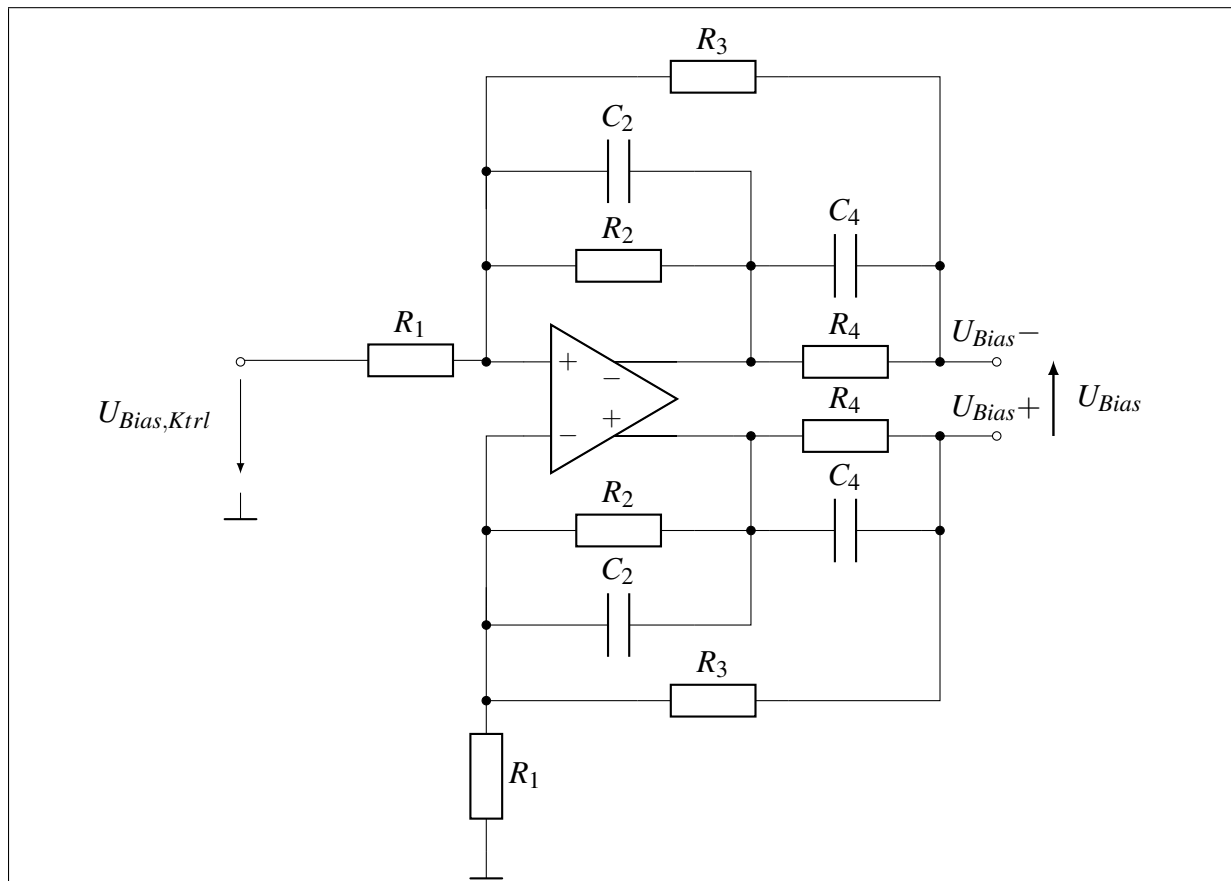


Abb. 55: Bias-Treiber-Schaltung für den Dioden-Expander

In der gefertigten Schaltung wurde als Differenzverstärker der ADA8137 von Analog Devices sowie folgende Bauteilwerte gewählt: $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_4 = 5 \text{ pF}$. Mit dieser Konfiguration konnte in der Simulation ein vollständiges Sperren der Dioden innerhalb $2 \mu\text{s}$ erreicht werden.

Zuletzt soll zur Sende-/Empfangsschaltung kurz auf die Steuerung des Bias eingegangen werden. Die Eingangsspannung des Bias-Treibers, die in den gezeigten Schaltungen als $U_{Bias,Ktrl}$ beschriftet ist, liefert zwei Steuerspannungen. Einmal die Vorwärtsspannung, welche über die Dioden im Anregefall anliegen soll und die Sperrspannung welche im Empfangsfall angestrebt wird. Der Umschaltvorgang soll hierbei nach den in Abschnitt 1.3 gesetzten Zielen über ein externes Steuersignal vom Trigger-Ausgang des Funktionsgenerators steuerbar sein. Da hier nur geringe Spannungen geschaltet werden müssen, wurde ein Hochgeschwindigkeits-Analogschalter

verwendet, dessen Schalterstellung vom Trigger-Ausgang des Funktionsgenerators gesteuert wird. An seinem Eingang befinden sich hierbei die Steuerspannung für den Empfangsfall und Sperrfall, welche mit einem Potentiometer nachgestellt werden können. An seinem Ausgang liegen die Bias-Treiber, somit werden Sperr- und Durchlasssteuerspannung eingestellt und vom Trigger-Eingang zugeschaltet.

5.2 Empfangsschaltung

Für die Empfangsschaltung wurde aufgrund der in Kapitel 3 gesammelten Erkenntnisse der entwickelte Instrumentenverstärker als Eingangsverstärker verwendet, da er die geforderte Bandbreite für alle überprüften Kapazitäten aufweisen konnte. Um das Rauschen oberhalb des Frequenzbereichs zu bedämpfen wurde dieser Ansatz um einen Butterworth-LC-Tiefpassfilter dritter Ordnung erweitert, dessen Grenzfrequenz für einen geringen Phasenversatz weit oberhalb des Nutzfrequenzbandes angesetzt ist. Nach dem LC-Filter wurde der HF-OPV OPA843 von Texas Instruments in nicht-invertierender Grundsaltung mit zweistufig umschaltbarer Verstärkung von Faktor zwei und zehn vorgesehen. So kann entweder lediglich der Abfall durch den RC-Filter ausgeglichen, oder kleine Echos weitergehend verstärkt werden. Abschluss des Verstärkers bildet der leistungsstarke ADA4899-1 von Analog Devices in Spannungsfolger-Verschaltung, welcher die Leitung bis zum Oszilloskop treiben soll. In der Verstärker-Kette wurden ferner einige optional bestückbare RC-Glieder vorgesehen um eventuell notwendige, weitere Filterwirkung oder Verstärkung zu ermöglichen. Die gesamte Verstärkungskette ist in Abbildung 56 abgebildet.

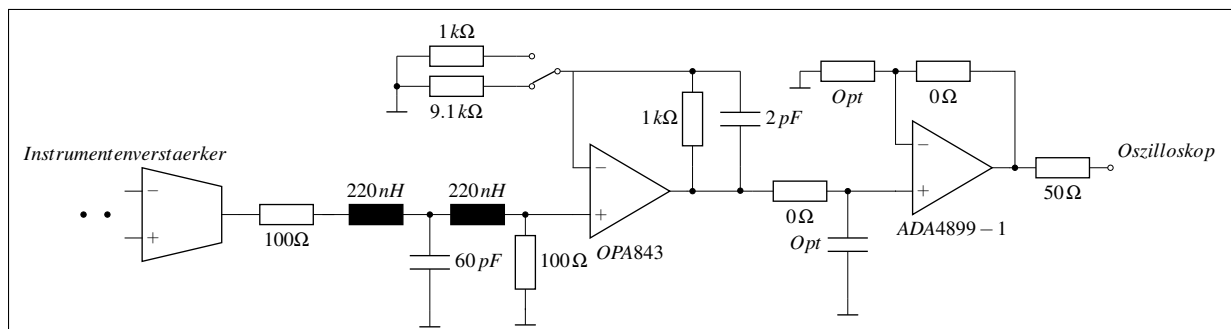


Abb. 56: Verstärkungskette der Endschaltung

6 Fazit und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Konzepte zur Verstärkung und Sende-/Empfangstrennung von piezoelektrischen Schallwandlern untersucht und bewertet, die Schwierigkeiten bei deren Entwicklung aufgezeigt sowie die realen Charakteristika anhand einiger Messaufbauten experimentell untersucht. Somit wurde eine Grundlage für weitere Entwicklung des ISAT geschaffen. Des Weiteren wurde eine Laborelektronik mit hoher Kompatibilität mit verschiedenen Schallwandlern und hohen Spannungs- sowie Frequenzbereich entwickelt, welche die Erforschung neuer Messmethoden im ISAT Erleichtern wird. Eine detaillierte Zusammenfassung der Ergebnisse ist in den jeweiligen Kapiteln sowie in der Zusammenfassung zu Beginn dieses Dokuments zu finden.

Da der entwickelten Schaltungen lediglich erste Prototypen darstellen, bieten sich für jede der Schaltungen zahlreiche Möglichkeiten der Weiterentwicklung. Je nach Anwendung könnten bei dem Ansatz der Spannungsmessung die Einbuße von Empfangspegel, Gleichtaktunterdrückung und erhöhte untere Grenzfrequenz im Kauf genommen werden und anstatt dem Instrumentenverstärker ein simpler Differenzverstärker erprobt werden, welcher noch höhere Bandbreiten erreichen könnte, auch ein FET-gebufferter nichtinvertierender Verstärker könnte eine sinnvolle Alternative bieten. Da beim erprobten Ladungsverstärker der limitierte Ausgangsstrom des verwendeten OPV als Ursache für seine geringe Bandbreite vermutet wird, wäre weitergehend eine Untersuchung dieses Ansatzes mit einem anderen OPV sinnvoll. Eine besonders interessante Forschungsfrage wäre, das Zusammenspiel im Falle des Ladungsverstärkers mit unterschiedlichen Sende-/Empfangsmethoden genauer zu untersuchen. Da ein Ladungsverstärker durch seinen niederohmigen Eingang aktiv Ladungen aus den Sende/Empfangsschalter absaugen kann, könnte er die Schaltzeit der aktiven Expander verringern, die Nichtlinearitäten der Limiter reduzieren, sowie die parasitären Einflüsse von den Kapazitäten der Sende-Empfangsschaltung generell senken. Es ist allerdings nach aktuellen Kenntnisstand zu erwarten, dass dieser Ansatz eine geringere Bandbreite als die hier präsentierte Lösung erreichen wird.

Als nächster Schritt ist eine genaue Vermessung der entwickelten Laborelektronik geplant, welche aus zeitlichen Gründen sowie Lieferschwierigkeiten im Rahmen dieser Arbeit leider nicht mehr erfolgen konnte. Die erworbenen Erkenntnisse sollen weitergehend in spezifischere, projektbezogene Entwicklung des ISAT Einzug finden.

Literaturverzeichnis

- [Alt95] ALTHEN, D. H.: *Sensoranwendungen*. Wiesbaden : Springer Vieweg. in Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 1995 (Werkstoffe und Bauelemente der E-Technik Ser). – ISBN 978–3–519–06147–2 978–3–322–96721–3
- [Ana] ANALOG DEVICES, INC.: *Selecting the Right CMOS Analog Switch* | Analog Devices. <https://www.analog.com/en/resources/design-notes/selecting-the-right-cmos-analog-switch.html>
- [Ana06] ANALOG DEVICES, INC.: *Low Cost, Low Power, Differential ADC Driver ADA8137 Rev. E*. Version: September 2006. <https://www.analog.com/en/products/ad8137.html>
- [Ana25] ANALOG DEVICES, INC.: *ADA4817-1/ADA4817-2: Low Noise, 1 GHz FastFET Op Amps Data Sheet (Rev.I)*. Version: Dezember 2025. <https://www.analog.com/en/products/ada4817-1.html>
- [Ard10] ARDIZZONI, John: Driving PIN Diodes: The Op-Amp Alternative. In: *Analog Dialogue* 44 (2010), Februar. <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/driving-pin-diodes-with-op-amps.html>
- [Bar10] BARTOLOME, Eduardo: Signal conditioning for piezoelectric sensors. In: *Analog Applications Journal* (2010), Nr. 1Q. <https://www.ti.com/lit/an/slyt369/slyt369.pdf>
- [CF08] CAMACHO, Jorge ; FRITSCH, Carlos: Protection circuits for ultrasound applications. In: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control* 55 (2008), Mai, Nr. 5, 1160–1164. <http://dx.doi.org/10.1109/TUFFC.2008.769>. – DOI 10.1109/TUFFC.2008.769. – ISSN 1525–8955
- [Cho25] CHOI, Hojong: Protection Circuit Design for Ultrasound Transducers. In: *Applied Sciences* 15 (2025), Januar, Nr. 4, 2141. <http://dx.doi.org/10.3390/app15042141>. – DOI 10.3390/app15042141. – ISSN 2076–3417
- [CKS12] CHOI, Hojong ; KIM, Mingon ; SHUNG, K. K.: New MOSFET-based expander for high frequency ultrasound systems. In: *2012 IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2012. – ISSN 1051–0117, 623–626. – ISSN: 1051-0117
- [CS14] CHOI, Hojong ; SHUNG, K. K.: Novel Power MOSFET-Based Expander for High Frequency Ultrasound Systems. In: *Ultrasonics* 54 (2014), Januar, Nr. 1, 121–130. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ultras.2013.04.018>. – DOI 10.1016/j.ultras.2013.04.018. – ISSN 0041–624X

- [Cze25] CZECHOWICZ, Alexander: *Aktoren und Sensoren für mechatronische Systeme: Grundlagen, Konzepte und Beispiele*. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2025. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-45414-2>. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-45414-2>. – ISBN 978–3–658–45413–5 978–3–658–45414–2
- [Dio25] DIOTEC SEMICONDUCTOR AG: *BAS40 - Schottky-Dioden*. Version: Mai 2025. <https://diotec.com/de/produkt/BAS40.html>
- [DJ98] DOHERTY, W.E. ; JOSS, R. D.: *THE PIN DIODE CIRCUIT DESIGNERS' HANDBOOK*. 1998
- [Gau02] GAUTSCHI, Gustav: *Piezoelectric sensorics: force, strain, pressure, acceleration and acoustic emission sensors, materials and amplifiers*. Berlin New York : Springer, 2002. – ISBN 978–3–540–42259–4
- [Gys23] GYSLING, Daniel L.: Accurate mass flow and density of bubbly liquids using speed of sound augmented Coriolis technology. In: *Flow Measurement and Instrumentation* 91 (2023), Juni, 102358. <http://dx.doi.org/10.1016/j.flowmeasinst.2023.102358>. – DOI 10.1016/j.flowmeasinst.2023.102358. – ISSN 0955–5986
- [HH24] HOROWITZ, Paul ; HILL, Winfield: *The art of electronics*. Third edition, 21st printing with corrections. Cambridge, New York : Cambridge University Press, 2024. – ISBN 978–0–521–80926–9
- [HMS⁺17] HERING, Ekbart ; MARTIN, Rolf ; STOHRER, Martin ; KÄSS, Hanno ; KURZ, Günther ; SCHULZ, Wolfgang: *Physik für Ingenieure*. 12. Aufl. 2016. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2017. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-49355-7>. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-49355-7>. – ISBN 978–3–662–49355–7
- [Inf09] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *BSS139 SIPMOS Small-Signal-Transistor*. Version: August 2009. <https://www.infineon.com/part/BSS139>
- [Inf12a] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *BSP129 SIPMOS Small-Signal-Transistor*. Version: November 2012. <https://www.infineon.com/part/BSP129>
- [Inf12b] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *BSP88 SIPMOS Small-Signal-Transistor Rev. 2.2*. Version: November 2012. <https://www.infineon.com/part/BSP88>
- [Inf12c] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *BSS119N OptiMOS Small-Signal-Transistor*. Version: Oktober 2012. <https://www.infineon.com/part/BSS119N>
- [Inf15a] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *BAT17 - RF mixer and detector Schottky diode* | Infineon Technologies. <https://www.infineon.com/part/BAT17>. Version: Juni 2015

- [Inf15b] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *BSP179 SiPMOS Small-Signal-Transistor*. Version: Juni 2015. <https://www.infineon.com/part/BSP179>
- [Inf16] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *BSS87 - Small signal/small power MOSFET*. Version: Mai 2016. <https://www.infineon.com/part/BSS87>
- [Inf18] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *BAT15-099 - RF mixer and detector Schottky diode* | Infineon Technologies. Version: Oktober 2018. <https://www.infineon.com/part/BAT15-099>
- [KK86] KRAUTKRAEMER, Josef ; KRAUTKRAEMER, Herbert: *Werkstoffprüfung mit Ultraschall*. Berlin : Springer, 1986. – ISBN 978–3–540–15754–0
- [MACa] MACOM TECHNOLOGY SOLUTIONS INC.: *2000 V & 3000 V PIN Diodes MA4PK200x & MA4PK300x Rev. V15*. <https://www.macom.com/products/product-detail/MA4PK2000>
- [MACb] MACOM TECHNOLOGY SOLUTIONS INC.: *MA4P MELF & HIPAX Series, High Power PIN Diodes V16*. <https://cdn.macom.com/datasheets/MA4P-MELF-HIPAX-Series.pdf>
- [Mic] MICROCHIP TECHNOLOGY INC.: *VN2210 N-Channel Enhancement-Mode Vertical DMOS FE*. <https://www.microchip.com/en-us/product/vn2210>
- [Mic20] MICROCHIP TECHNOLOGY INC.: *TN2524 N-Channel Enhancement-Mode Vertical DMOS FET*. Version: November 2020. <https://www.microchip.com/en-us/product/tn2524>
- [Nex22] NEXPERIA B.V.: *BAT54 (Schottky barrier diode)*. Version: Juli 2022. <https://www.nexperia.com/product/BAT54>
- [Pau22] PAUFLER, Peter: *Physikalische Kristallographie*. Reprint 2021. Berlin Boston : De Gruyter, 2022. <http://dx.doi.org/10.1515/9783112478585>. <http://dx.doi.org/10.1515/9783112478585>. – ISBN 978–3–11–247857–8 978–3–11–247858–5
- [PI a] PI CERAMIC GMBH: *Grundlagen der Piezotechnologie*. <https://www.piceramic.de/de/expertise/piezotechnologie/grundlagen#c10760>
- [PI b] PI CERAMIC GMBH: *Verhalten bei Ansteuerung*. <https://www.piceramic.de/de/expertise/piezotechnologie/eigenschaften-piezoaktoren/ansteuerverhalten>
- [ROH24] ROHM Co., LTD.: *RB568VAM150TR - Data Sheet, Produktdetails* | ROHM.de. Version: Juni 2024. <https://www.rohm.de/products/diodes/schottky-barrier-diodes/ultra-low-ir/rb568vam150-product#productDetail>

- [Sem24] SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES, LLC: *N-Channel Logic Level Enhancement Mode Field Effect Transistor BSS123*. Version: August 2024. <https://www.onsemi.com/products/discrete-power-modules/mosfets/small-signal-mosfets/bss123>
- [Sky21] SKYWORKS SOLUTIONS, INC.: *Design With PIN Diodes (Application Note 200312E)*. August 2021
- [SRZ22] SCHRÜFER, Elmar ; REINDL, Leonhard M. ; ZAGAR, Bernhard: *Elektrische Messtechnik: Messung elektrischer und nichtelektrischer Größen*. 13., vollständig überarbeitete Auflage. München : Hanser, 2022. – ISBN 978–3–446–47443–7 978–3–446–47164–1
- [SS20] SINAMBARI, Gh. R. ; SENTPALI, Stefan: *Ingenieurakustik: Physikalische Grundlagen, Anwendungsbeispiele und Übungen*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-27289-0>. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-27289-0>. – ISBN 978–3–658–27288–3 978–3–658–27289–0
- [STM22] STMICROELECTRONICS: *STN4NF20L N-channel 200 V, 1.1 Ohm, 1 A SOT-223 low gate charge STripFET II Power MOSFET*. Version: Oktober 2022. <https://www.st.com/en/power-transistors/stn4nf20l.html>
- [Str00] STREET, A.M.: RF switch design. In: *IEE Training Course How to Design RF Circuits*, 2000, 4/1–4/7
- [Sup] SUPERTEX INC.: *HV2201*. <https://www.microchip.com/en-us/product/hv2201>
- [Tex09] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *TX810 8-Channel, Programmable T/R Switch for Ultrasound*. Version: September 2009. <https://www.ti.com/product/TX810>
- [Tex25a] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *TMUX810x 100-V, Flat RON, Single 8:1 and Dual 4:1 Multiplexers with Latch-Up Immunity and 1.8-V Logic*. Version: Oktober 2025. <https://www.ti.com/product/TMUX8109>
- [Tex25b] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *TMUX821x 100-V, Flat Ron, 1:1 (SPST), 4-Channel Switches with Latch-Up Immunity and 1.8-V LogTMUX8109 data sheet, product information and supportic*. Version: Oktober 2025. <https://www.ti.com/product/TMUX8212>
- [Tex25c] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *TMUX9616x 220-V High Voltage 1:1, 16-Channel Switch with Latch-Up Immunity*. Version: Oktober 2025. <https://www.ti.com/product/TMUX9616>

- [TSG12] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph ; GAMM, Eberhard: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 14., überarb. und erw. Aufl. Berlin Heidelberg : Springer-Vieweg, 2012. – ISBN 978–3–642–31025–6
- [VPS⁺03] VOGT, M. ; PAUL, B. ; SCHARENBERG, S. ; SCHARENBERG, R. ; ERMERT, H.: Development of a high frequency ultrasound skin imaging system: optimization utilizing time domain reflectometry and network analysis. In: *IEEE Symposium on Ultrasonics*, 2003 Bd. 1, 2003, 744–747 Vol.1
- [ZZX⁺13] ZHOU, Shi Y. ; ZHANG, Kai ; XIAO, Dinguo ; XU, Chun G. ; YANG, Bo: Application of Silicon Carbide Diode in Ultrasound High Voltage Pulse Protection Circuit. In: *Applied Mechanics and Materials* 290 (2013), 115–119. <http://dx.doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.290.115>. – DOI 10.4028/www.scientific.net/AMM.290.115. – ISSN 1662–7482
- [Zö08] ZÖLZER, Udo: *Digital audio signal processing*. 2nd ed. Chichester, U.K : Wiley, 2008. – ISBN 978–0–470–99785–7

Glossar

Body-Diode

Diode zwischen Drain- und Source-Anschluss des MOSFET, in Deutsch als Rückwärtsdiode bezeichnet [TSG12, S.204]

Clipping

Abflachen der Ausgangsspannung, wenn der Verstärker seine Maximalaussteuerung erreicht [HH24, S.231]

Echo

Reflektiertes Anregesignal bei der Impulsecho-Messung [KK86, S.176f].

Eingangs-Offset-Spannung

Offset-Spannung am Eingang des Operationsverstärkers, wirkt bei Gegenkopplung als Spannungsquelle in Reihe zum Signal [TSG12, S.554f].

Expander

Schaltungsteil welcher dazu dient den Sender vom Empfangspfad zu isolieren.

General-Purpose-Schaltung

Vielseitig einsetzbare und breit kompatible elektronische Schaltung

Leerlaufverstärkung

Verstärkungsfaktor des Operationsverstärkers ohne äußere Rückkopplung engl.: open loop gain [TSG12, S.514f].

Limiter

Schaltungsteil, welcher dazu dient die Spannung auf ein definiertes Maximum zu limitieren.

OPV-Eingangsruhestrom

Stromfluss in den Eingang realer Operationsverstärker, entspricht dem Basis- oder Gatestrom der Eingangstransistoren [TSG12, S.556].

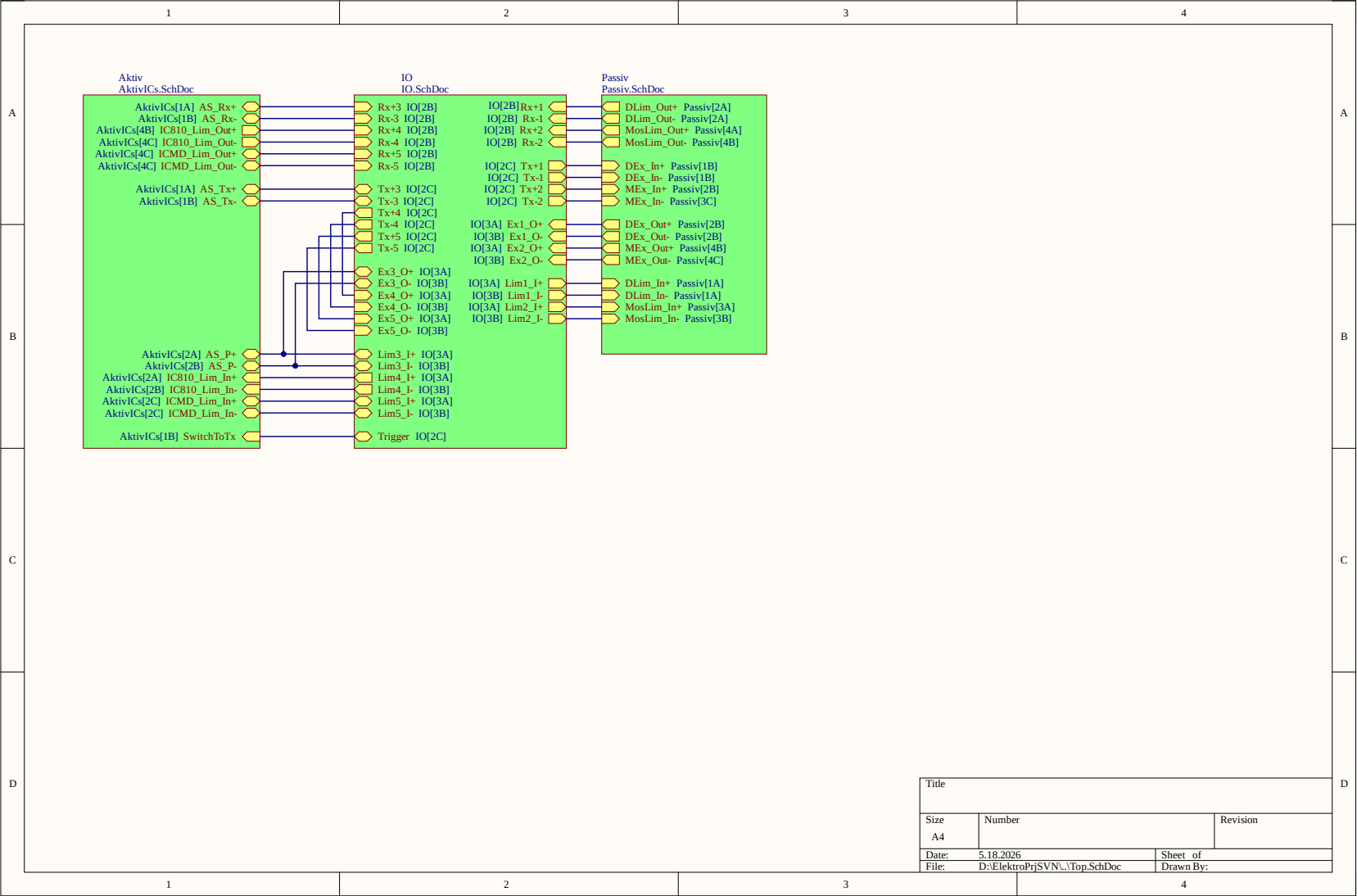
Sinus-Burst

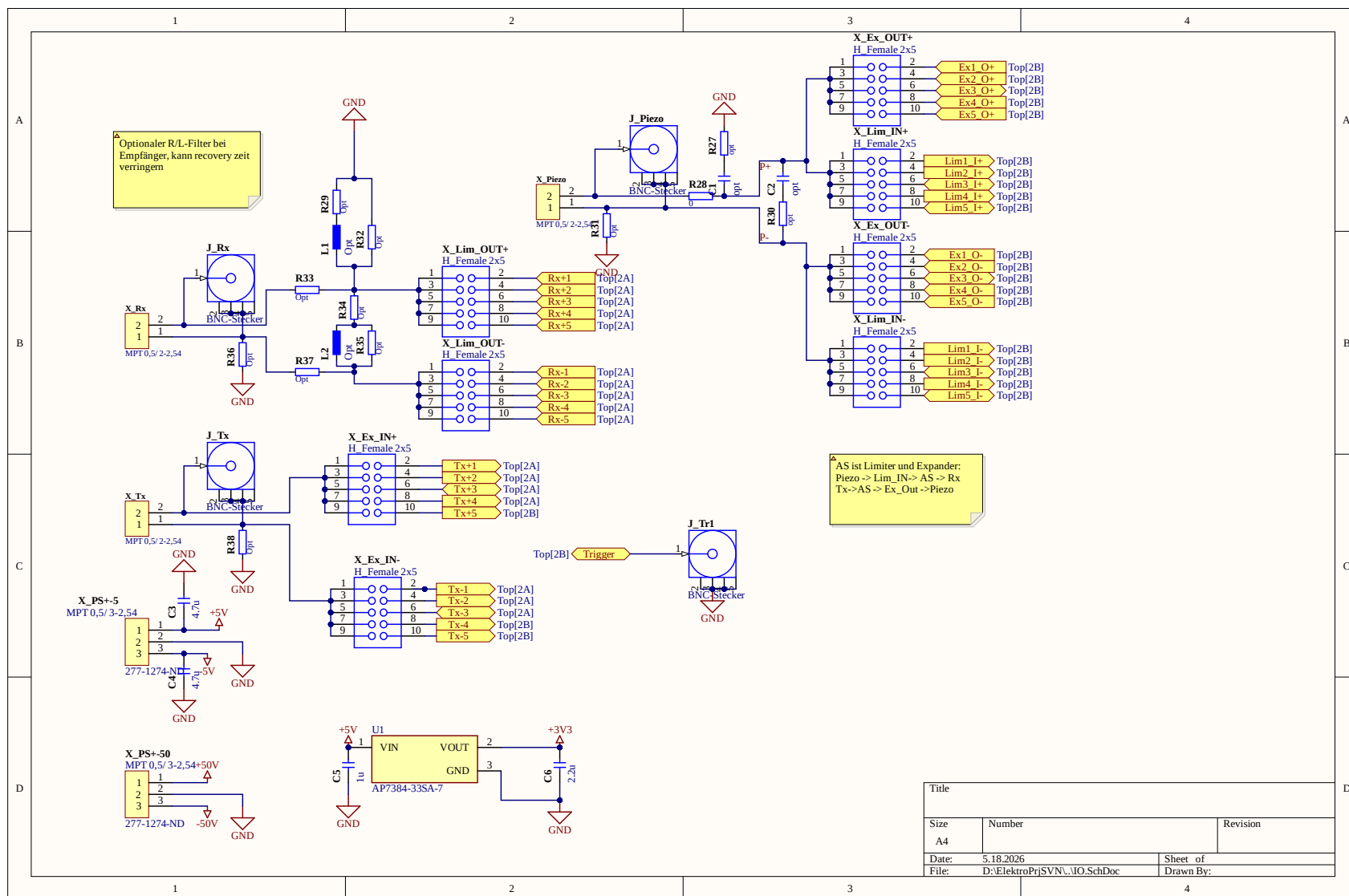
Abgeschnittener bzw. gefensterter sinusförmiger Spannungsverlauf

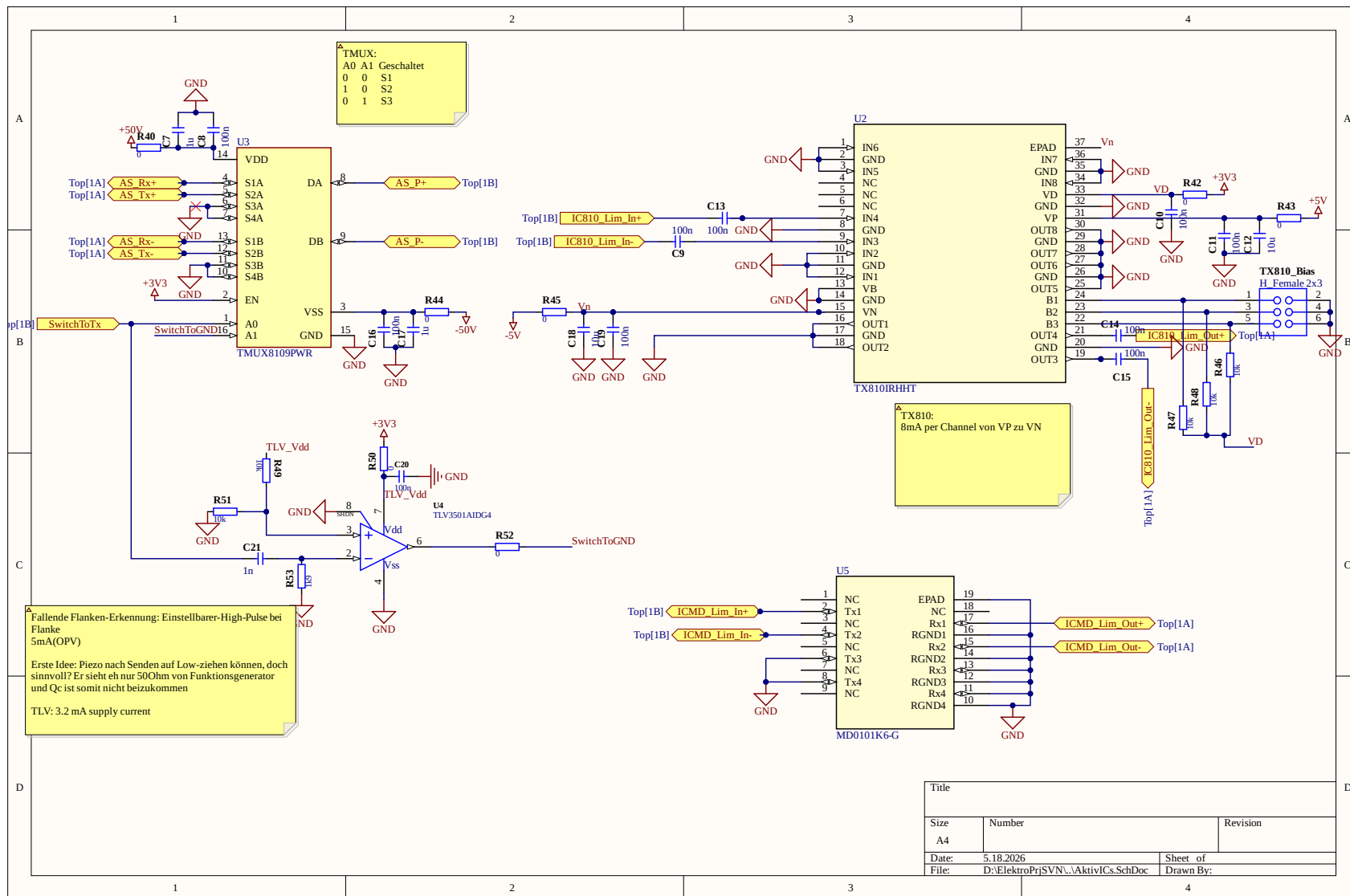
Slew Rate

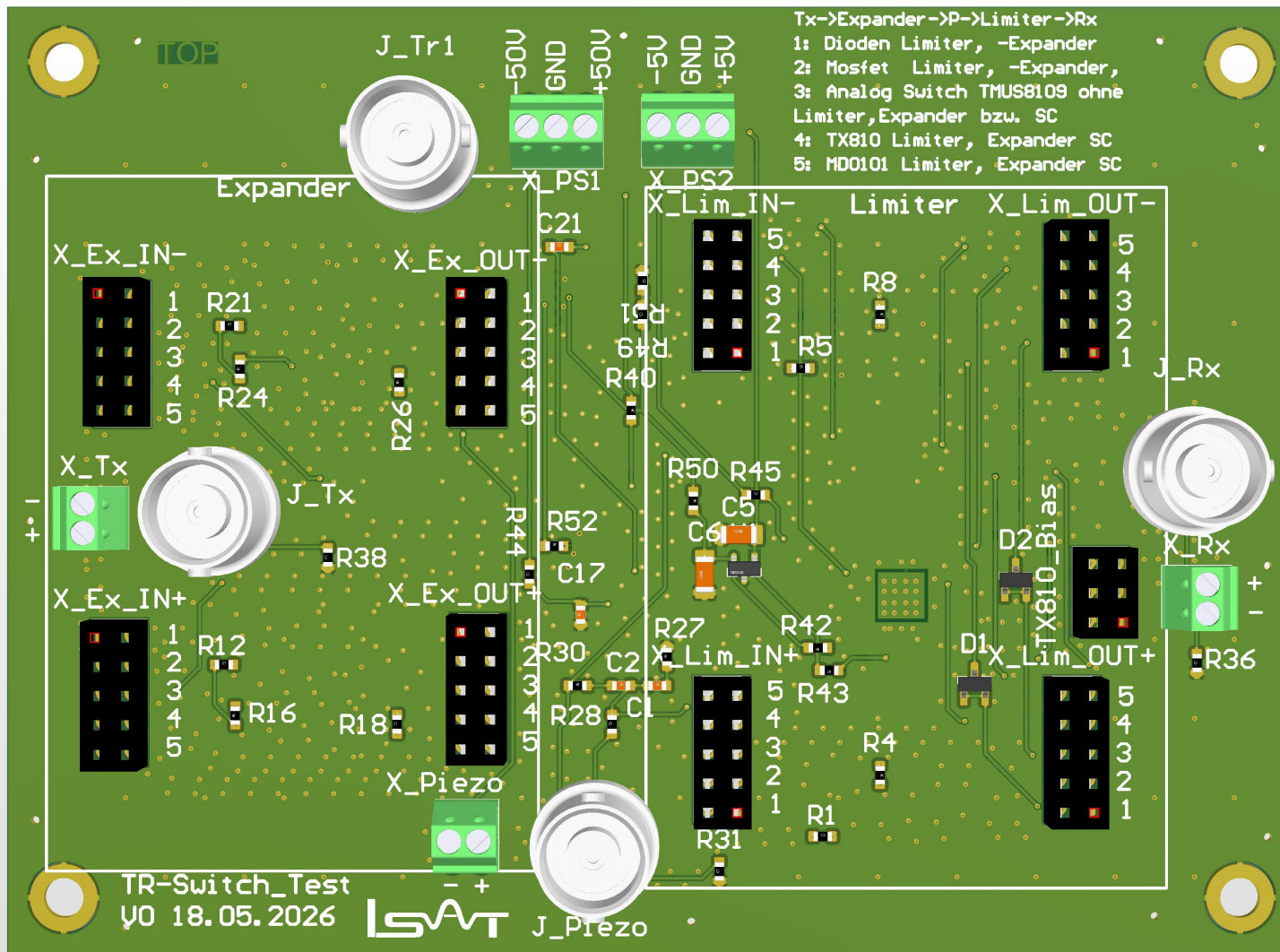
Maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit am Ausgang des Operationsverstärkers [HH24, S.248].

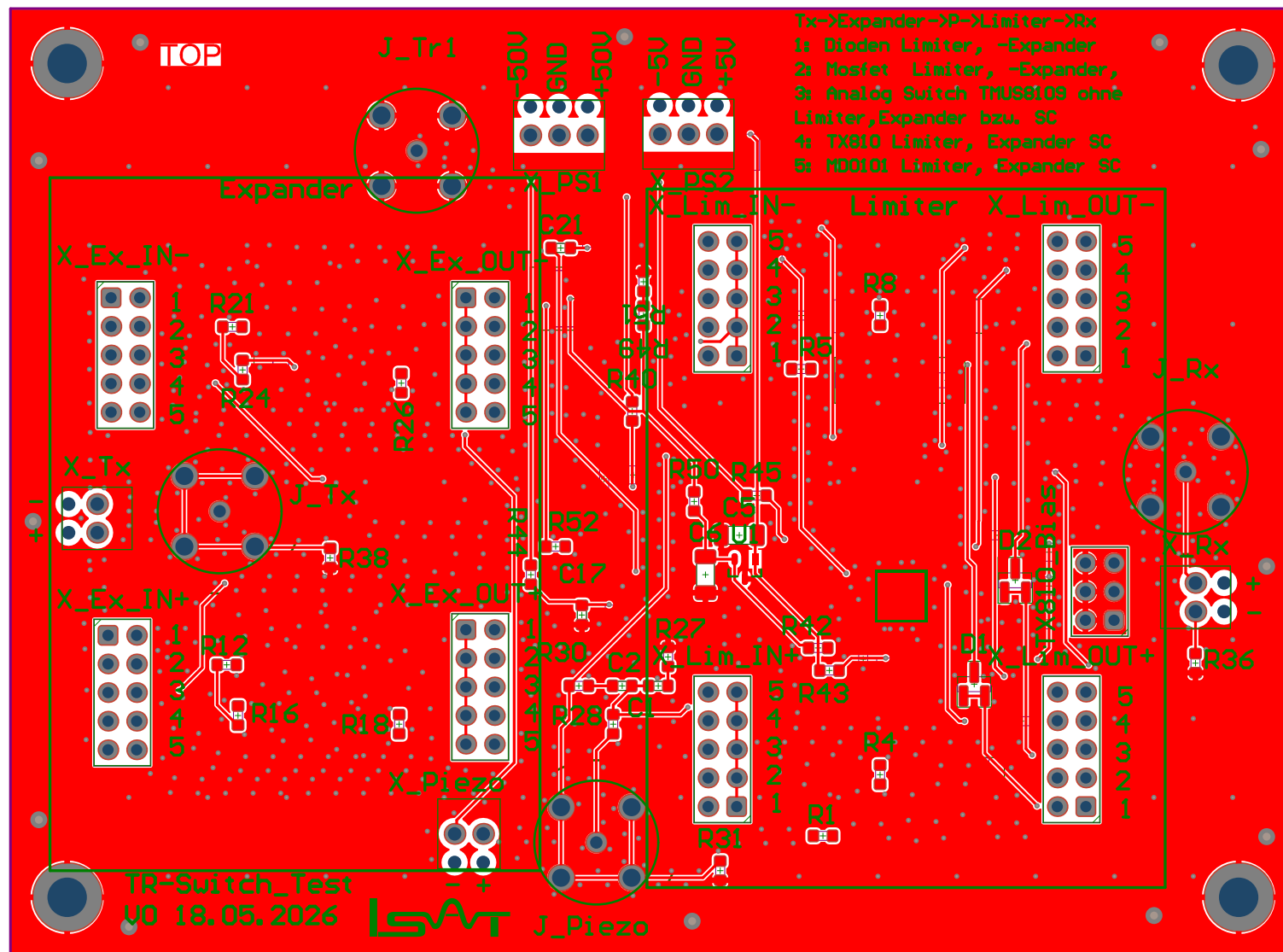
Anhang A1 Schaltplan und Layout der Sende-/Empfangsschalter Prototypen

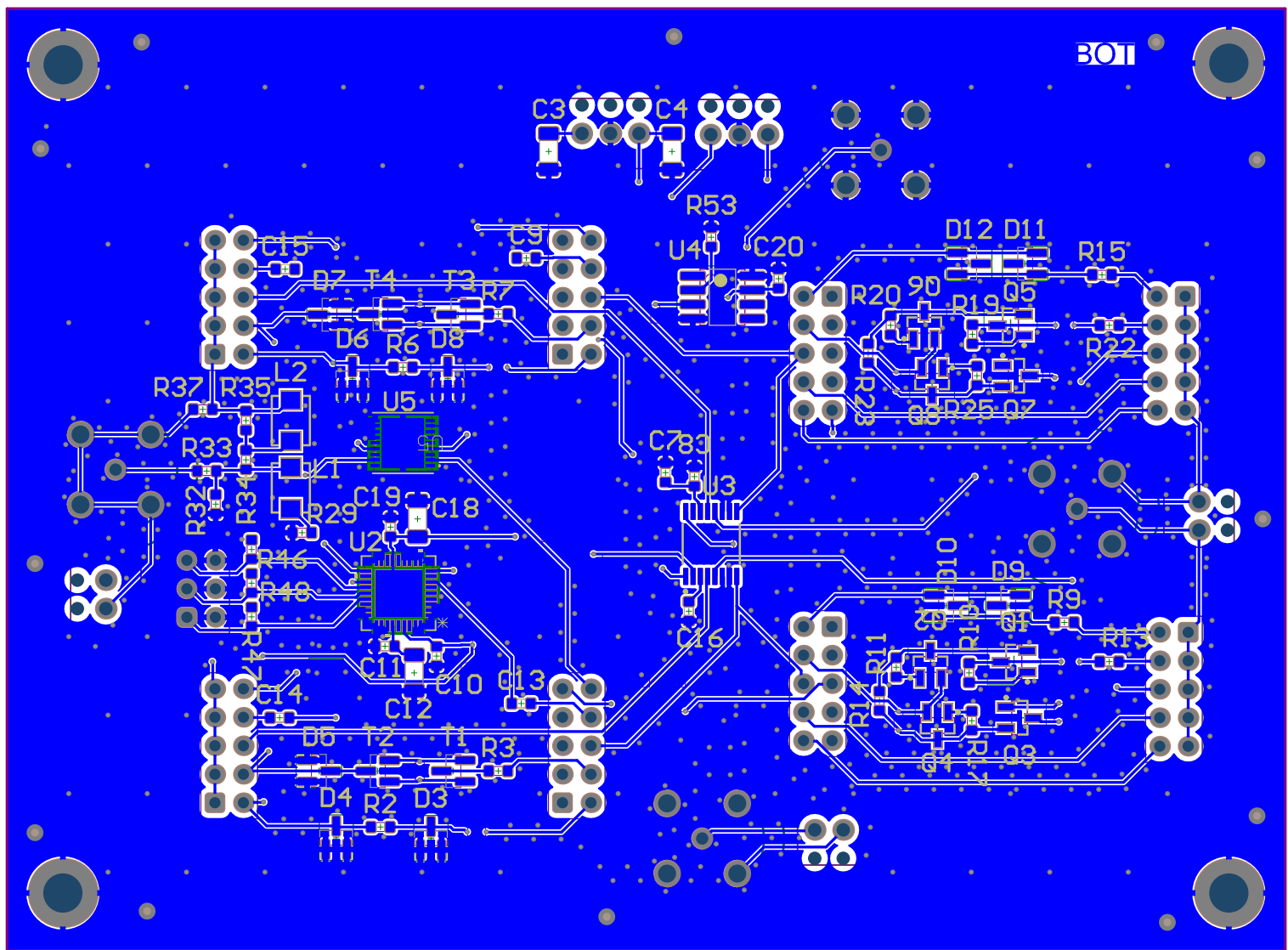












Anhang A2 Vergleichsmessungen zur Bestimmung der THD-Änderung durch Expander und Limiter

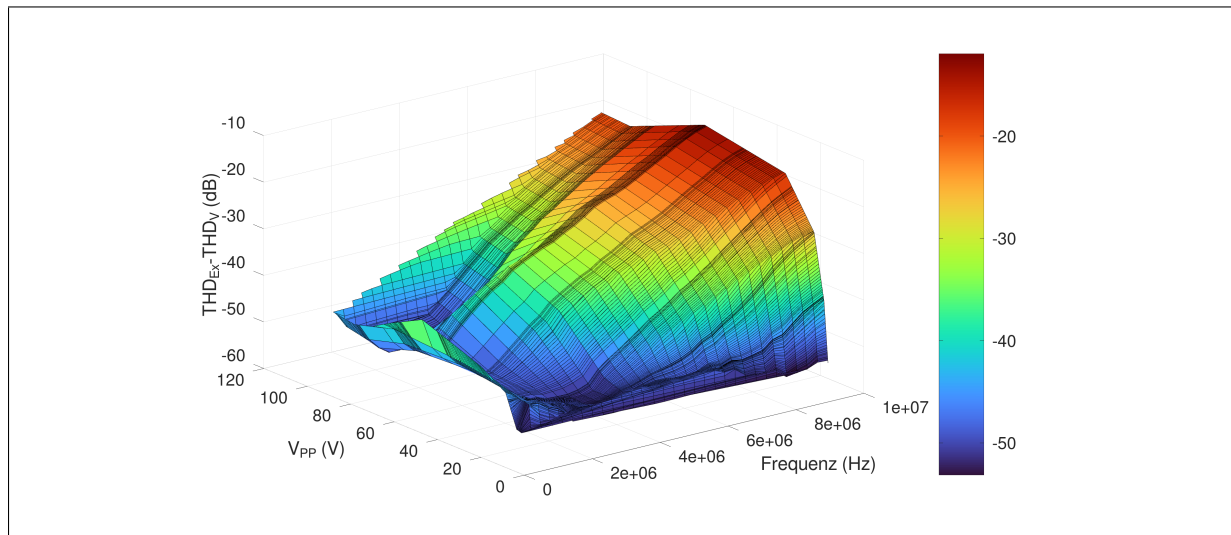


Abb. 57: THD des verwendeten Verstärkers über Frequenz und Amplitude, welches für die THD-Messungen beim Expander als Referenz verwendet wurde

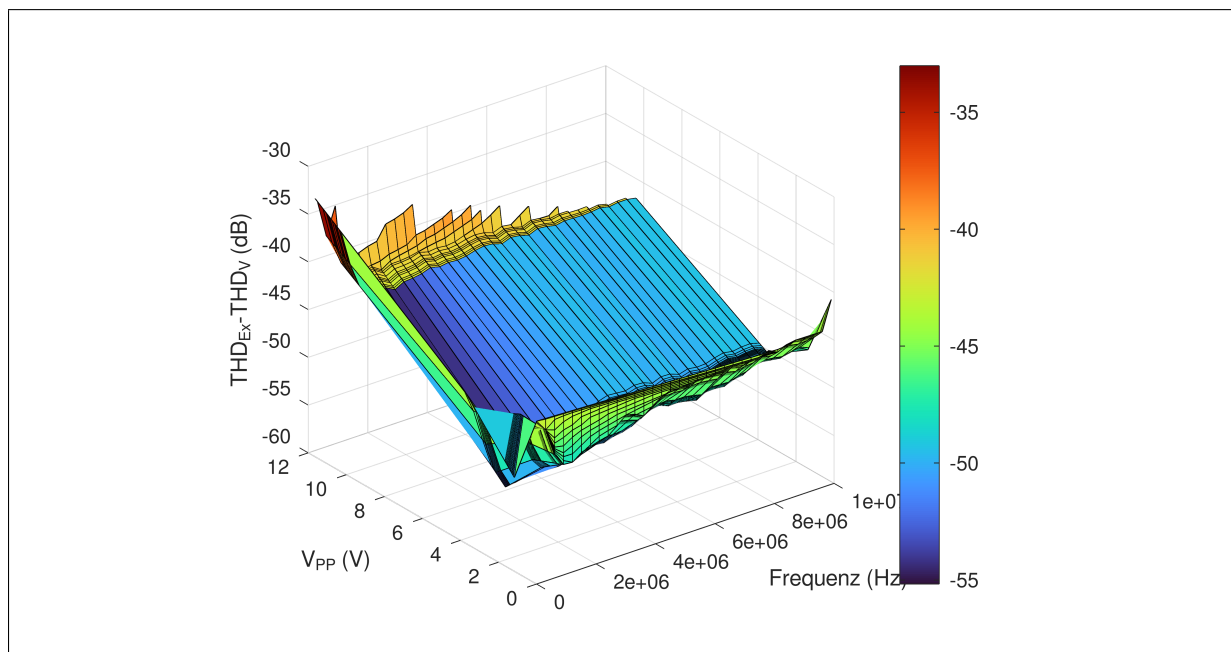


Abb. 58: THD des verwendeten Funktionsgenerators über Frequenz und Amplitude, welches für die THD-Messungen beim Limiter als Referenz verwendet wurde

Anhang A3 Python Messskript für die Messung von Einfügedämpfung und THD

```
1 from RsInstrument import *
2 import pyvisa
3 import numpy as np
4 import matplotlib.pyplot as plt
5 import time
6 import csv
7
8 # IPs der Messgeraete
9 IP_VSG = '10.8.96.46'
10 IP_RTO = '10.8.96.50'
11
12 # Vermessene Frequenzen einstellen
13 START_FREQ = int(65e3)
14 END_FREQ = int(9.2e6) # so it acutally goes to 9, this is excluded
15 STEP_FREQ = int(300e3)
16
17 # Anzahl an harmonischen fuer THD Berechnung (Grundwelle inkludiert)
18 HARMONICS = int(10)
19
20 # Resolution-Bandwidth, also Aufloesung der FFT
21 RBW = 800;
22
23 # Amplituden des Funktionsgenerators:
24 # Verstaerker hat zwei Modi, fuer Spannugen groesser 100Vpp muss in
    Expertenmodus gewechselt werden, dann den "Experte" Teil
    einkommentieren
25 # Nicht Experte
26 EXPERT = False
27 START_AMP = int(-19)
28 END_AMP = int(10) # so it acutally goes to 9, this is excluded
29 STEP_AMP = int(7)
30 #Experte
31 #EXPERT = True
32 #START_AMP = int(9)
33 #STEP_AMP = int(1)
34 #END_AMP = int(11) # so it acutally goes to 10, this is excluded
35
```

```

36 # Sicherheitseinstellung, maximal erlaubte Vpp am VerstaerkerAusgang
37 VPP_MAX = 125
38
39 def setup_vsg(_rm):
40     """
41     setup_vsg(_rm):
42
43     Stellt den Signalgenerator initial ein,
44     _rm: RsInstrument Instanz des Funktionsgenerators
45     """
46     device = _rm.open_resource(f'TCPIP::{IP_VSG}::INSTR')
47     device.write('SYSTem:PREset')
48     device.query('STATus:OPERation:CONDition?')
49     device.write("SOUR1:ROSC:SOUR INT")
50     rto.query_opc()
51
52     device.write("SOUR1:FREQ:MODE CW")
53     device.write("SOUR1:POW:LEV:IMM:AMPL -30")
54     device.write(f"SOUR1:FREQ {START_FREQ}")
55     rto.query_opc()
56
57     device.write('OUTP:STAT 1')
58     rto.query_opc()
59
60     return device
61
62
63 def setup_rto():
64     """
65     setup_vsg(_rm):
66
67     Stellt das RTO64 Oszilloskop initial ein
68     _rm: RsInstrument Instanz des Funktionsgenerators
69     """
70
71     # verbinden
72     rto = None
73     try:
74         rto = RsInstrument(f'TCPIP::{IP_RTO}::INSTR', True, False)
75         rto.visa_timeout = 15000 # Timeout for VISA Read Operations

```

```

76         rto.opc_timeout = 15000 # Timeout for opc-synchronised
operations
77         rto.instrument_status_checking = True # Error check after
each command
78
79     except Exception as ex:
80         print('Error initializing the instrument session:\n' + ex.
args[0])
81         exit()
82
83     print(f'rto2000 IDN: {rto.idn_string}')
84     print(f'rto2000 Options: {"", ".join(rto.instrument_options)}')
85
86     rto.clear_status()
87     rto.reset()
88     rto.write_str("SYST:DISP:UPD ON") # Display update ON - switch
OFF after debugging
89     rto.query_opc()
90
91     # Channel 1 einstellen
92     rto.write_str("CHAN1:POS 0") # Offset 0
93     rto.write_str("CHAN1:COUP DCLimit") # Coupling DC 1 NOhm
94     rto.write_str("CHAN1:STAT ON") # Schalte Channel 1 ON
95     rto.write_str(f"CHAN1:RANG {VPP_MAX}")
96     rto.query_opc()
97
98     #Channel 2 einstellen
99     rto.write_str("CHAN2:POS 0") # Offset 0
100    rto.write_str("CHAN2:COUP DCLimit") # Coupling DC 1 NOhm
101    rto.write_str("CHAN2:STAT ON") # Schalte Channel 2 ON
102    rto.write_str(f"CHAN2:RANG {VPP_MAX}")
103    rto.query_opc()
104
105    #Trigger einstellen
106    rto.write_str("TRIG1:MODE AUTO") # Trigger Auto mode in case of
no signal is applied
107    rto.write_str("TRIG1:SOUR CHAN1") # Trigger source CH1
108    rto.write_str("TRIG1:TYPE EDGE;;TRIG1:EDGE:SLOP POS") # Trigger
type Edge Positive
109    rto.query_opc() # Using *OPC? query waits until all the
instrument settings are finished

```

```

110
111     # Spitze-Spitze-Spannungen vor(CH1) und nach(CH2) Pruefobjekt
messen
112     rto.write_str("MEAS2:SOUR C1W1")
113     rto.write_str("MEAS2:MAIN PDELta")
114     rto.write_str("MEAS2 ON")
115     rto.query_opc()
116     rto.write_str("MEAS3:SOUR C2W1")
117     rto.write_str("MEAS3:MAIN PDELta")
118     rto.write_str("MEAS3 ON")
119     rto.query_opc()
120
121     # FFT fuer beide Kanaele aktivieren
122     rto.write_str("CALC:MATH1:EXPR \"FFTMAG(CH1)\");");
123     rto.write_str("CALCulate:MATH1:STATE ON");
124     rto.write_str("CALCulate:MATH1:FFT:LOGScale LIN") #linear x-Axis
125     rto.write_str("CALCulate:MATH1:FFT:TYPE MAGNitude") # magnitude
fft
126     # blackmann harris window recommended for harmonics measurement
127     rto.write_str("CALCulate:MATH1:FFT:WINDow:TYPE BLACKharris")
128
129     rto.query_opc()
130     rto.write_str("CALC:MATH2:EXPR \"FFTMAG(CH2)\");");
131     rto.write_str("CALCulate:MATH2:STATE ON");
132     rto.write_str("CALCulate:MATH2:FFT:LOGScale LIN") #linear x-Axis
133     rto.write_str("CALCulate:MATH2:FFT:TYPE MAGNitude") # magnitude
fft
134     # blackmann harris window recommended for harmonics measurement
135     rto.write_str("CALCulate:MATH2:FFT:WINDow:TYPE BLACKharris")
136     rto.query_opc()
137
138     # THD-Berechnung des Oszilloskops auf Basis der sichtbaren
harmonischen aktivieren
139     rto.write_str("MEAS4:SOUR M1")
140     rto.write_str("MEAS4:MAIN THD")
141     rto.write_str("MEAS4 ON")
142     rto.query_opc()
143     time.sleep(0.5)
144     rto.write_str("MEAS5:SOUR M2")
145     rto.write_str("MEAS5:MAIN THD")
146     rto.write_str("MEAS5 ON")

```

```

147     rto.query_opc()
148
149     # Pegel der harmonischen beider FFTs messen
150     rto.query_opc()
151     rto.write_str("MEAS6:SOUR M1")
152     rto.write_str("MEAS6:MAIN HAR")
153     rto.write_str("MEAS6 ON")
154     rto.query_opc()
155
156     rto.write_str("MEAS7:SOUR M2")
157     rto.write_str("MEAS7:MAIN HAR")
158     rto.write_str("MEAS7 ON")
159     rto.query_opc()
160
161     # Untergrenze fuer erkennung der harmonischen auf -90dB setzen
    und Anzahl limitieren
162     tr1 = -90;
163     tr2 = -90;
164     rto.write_str(f"MEAS6:SPEC:ATHReshold {tr1}")
165     rto.write_str(f"MEAS7:SPEC:ATHReshold {tr2}")
166     rto.write_str(f"MEAS6:SPEC:RES13:COUNT {HARMONICS}")
167     rto.write_str(f"MEAS7:SPEC:RES13:COUNT {HARMONICS}")
168     rto.write_str(f"MEAS4:SPEC:ATHReshold {tr1}")
169     rto.write_str(f"MEAS5:SPEC:ATHReshold {tr2}")
170
171     # zusaetlich amplitude der Kanale messen
172     rto.query_opc()
173     rto.write_str("MEAS8:SOUR C1W1")
174     rto.write_str("MEAS8:MAIN AMPL")
175     rto.write_str("MEAS8 ON")
176     rto.query_opc()
177
178     rto.write_str("MEAS1:SOUR C2W1")
179     rto.write_str("MEAS1:MAIN AMPL")
180     rto.write_str("MEAS1 ON")
181     rto.query_opc()
182
183     # FFT erstmalig einstellen
184     adaptFFT(rto, START_FREQ);
185
186     return rto

```

```

187
188 def adaptFFT(rto, freq):
189     """
190     adaptFFT(rto, freq):
191
192     Stellt die fft des s RTO64 Oszilloskop fuer die gegebene frequenz
193     des grundtons (freq) nach, sodass 10 harmonische sichtbar sind
194     rto: Instanz der Verbundung zum Oszilloskop
195     freq: Grundton
196     """
197
198     rto.visa_timeout = max(60000, (1/RBW) + 500) # Acquisition
199     timeout - set it higher than the acquisition time
200
201     # Start kurz vor Grundton, enden kurz nach letzter harmonischen
202     start = freq*0.6;
203     stop = freq*(HARMONICS+0.6); # 10 - Oberwellen
204     rto.write_str(f"CALCulate:MATH1:FFT:START {start}")
205     rto.write_str(f"CALCulate:MATH1:FFT:STOP {stop}")
206     rto.query_opc()
207
208     rto.query_opc()
209     rto.write_str(f"CALCulate:MATH2:FFT:START {start}")
210     rto.write_str(f"CALCulate:MATH2:FFT:STOP {stop}")
211     rto.query_opc()
212
213     # Die Aufloesung muss fuer jede Messfrequenz gleich bleiben, so
214     bleiben die Messwerte vergleichbar
215     rto.write_str(f"CALCulate:MATH1:FFT:BAND:RES {RBW}")
216     rto.write_str(f"CALCulate:MATH2:FFT:BAND:RES {RBW}")
217     rto.query_opc()
218
219     # Zeit um Einstellungen anzuwenden
220     time.sleep(0.5)
221
222 def get_mes(rto):
223     """
224     get_mes(rto):
225
226     Ruft die in rto_setup eingestellten Messwerte ab

```

```

225     rto: Instanz der Verbundung zum Oszilloskop
226     """
227     # Single trigger
228     rto.write_str("SING")
229     rto.query_opc()
230     time.sleep(0.5)
231
232     vpp1 = rto.query_float("MEAS2:RES?")
233     vpp2 = rto.query_float("MEAS3:RES?")
234     thd1 = rto.query_float("MEAS4:RES?")
235     thd2 = rto.query_float("MEAS5:RES?")
236     harm1C = rto.query_int("MEAS6:RES:COUN?")
237     harm2C = rto.query_int("MEAS7:RES:COUN?")
238     harm1 = rto.query_str("MEAS6:RES?")
239     harm2 = rto.query_str("MEAS7:RES?")
240     amp1 = rto.query_str("MEAS8:RES?")
241     amp2 = rto.query_str("MEAS1:RES?")
242     rto.query_opc()
243
244     return [vpp1, vpp2, thd1, thd2, harm1, harm2, harm1C, harm2C,
245            amp1, amp2]
246
247 def wait_for_user():
248     """
249     wait_for_user:
250
251     pausiert die Ausfuehrung bis zur Bestaetigung durch Benutzer
252     """
253     while True:
254         antwort = input("continue? Type GO: ").strip().upper()
255
256         if antwort == "GO":
257             return
258
259         print("invalid entry.")
260
261         print("coninuing...")
262
263 def scale_vert(rto):
264     """

```

```

265     scale_vert(tro):
266
267     Passt den vertikalen Spannungsbereich des Oszilloskop(rto) fuer
268     gute Aufloesung bei stark schwankenden Amplituden an
269     rto: Instanz der Verbundung zum Oszilloskop
270
271     """
272
273     # Startpunkt: Maximalamplitude
274     rto.write_str(f"CHAN1:RANG {VPP_MAX}")
275     rto.write_str(f"CHAN2:RANG {VPP_MAX}")
276     rto.query_opc()
277
278     # Ueberpruefen ob Maximalamplitude bereits ueberschritten wird ->
279     Fehlerfall
280     int(rto.query_str("STAT:QUES:ADCState?"))
281     rto.write_str("SING")
282     rto.query_opc()
283     time.sleep(0.5)
284     ovl = int(rto.query_str("STAT:QUES:ADCState?"))
285     if ovl != 0:
286         # Overload at max? -> somethings wrong!
287         raise Exception("Overvoltage")
288
289     # Von Maximalamplitude an tatsaechliche groesse der Signale ueber
290     zwei iterationen annaehern
291     scaledown_vert(rto, True);
292     scaledown_vert(rto);
293
294 def scaledown_vert(rto, skipFirstSing=False):
295     """
296     scaledown_vert(rto, skipFirstSing):
297
298     Vermisst die Amplituden der Signale an CH1 und CH2 und passt den
299     vertikalen Spannungsbereich fuer bestmoegliche Aufloesung an.
300     rto: Instanz Oszilloskop
301     skipFirstSing: Uberspringt den ersten Single-Trigger, fuer den
302     Fall es wurde bereits vor der Funktion getriggert
303
304     """
305
306     # Trigger einmal und vermesse Die Spitze-Spitze-Spannungen an
307     beiden Kanaelen

```

```

300     if not skipFirstSing:
301         rto.write_str("SING")
302         rto.query_opc()
303     Vpp1 = rto.query_float("MEAS2:RES?")
304     Vpp2 = rto.query_float("MEAS3:RES?")
305
306     # Neue Spannungsbereiche bestimmen:
307     # Die Messwerte sind am gleichseten wenn beide DACs in selber
Aussteuerung, also selben Spannungsbereich arbeiten. Liegen die
Amplituden jedoch zu weit auseinander ueberwiegt der Fehler durch
zu gering ausgesteuerte DACs,
308     if(Vpp2/Vpp1 > 0.4 or Vpp1/Vpp2 > 0.4):
309         rang1 = max(0.1, Vpp1 + 0.3*Vpp1)
310         rang2 = max(0.1, Vpp2 + 0.3*Vpp2)
311     else:
312         VppMx = max(Vpp1, Vpp2)
313         rang1 = max(0.1, VppMx + 0.3*VppMx)
314         rang2 = rang1
315
316     # neue Spannungsbereiche anwenden und trigger-level anpassen
317     rto.write_str(f"CHAN1:RANG {rang1}")
318     rto.write_str(f"CHAN2:RANG {rang2}")
319     rto.query_opc()
320     rto.write_str(f"TRIG1:LEV1 {Vpp1/4}")
321     rto.query_opc()
322     print(f"adjusted vertical range to {rang1} and {rang2}")
323
324 if __name__ == '__main__':
325     # Messgeraete initial einstellen
326     rto = setup_rto()
327     rm = pyvisa.ResourceManager()
328     vsg = setup_vsg(rm)
329     result = []
330
331     try:
332         # Aussen: ueber alle Amplituden, innen: ueber alle frequenzen
laufen
333         for a in range(START_AMP, END_AMP, STEP_AMP):
334
335             # Fuktionsgenerator auf definierte Startfrequenz
einstellen

```

```

336     vsg.write(f"SOUR1:FREQ {START_FREQ}")
337     while int(vsg.query("SOUR1:FREQ?")) != START_FREQ:
338         pass
339
340     # Fuer Testlaeufe einkommentieren
341     #print(f"wait for user to confirm next amplitude {a} dBm
342 ")
343
344     #wait_for_user()
345
346     # Funktionsgenerator auf aktuelle Amplitude einstellen
347     print(f"Set Amp to {a}dBm and freq back to start")
348     vsg.write(f"SOUR1:POW:LEV:IMM:AMPL {a}")
349     rto.query_opc()
350     while int(vsg.query("SOUR1:POW:LEV:IMM:AMPL?")) != a:
351         pass
352     time.sleep(1)
353
354     # Oszilloskop vertikal nachstellen
355     print("Adapting Vertical-Scale")
356     scale_vert(rto)
357
358     # Sicherstellen, dass Maximalamplitude nicht
359     ueberschritten wurde
360     VppMx = max(rto.query_float("MEAS2:RES?"), rto.
361 query_float("MEAS3:RES?"))
362     if not VppMx <= VPP_MAX:
363         vsg.write('OUTP:STAT 0')
364         print(f"Measured Vpp to: {VppMx} at {a}dBm, stopping
365 measurement")
366         raise Exception("Overvoltage")
367
368     # Alle Frequenzen durchgehen
369     for f in range(START_FREQ, END_FREQ, STEP_FREQ):
370
371         # Funktionsgenerator auf aktuelle Frequenz einstellen
372         print(f"Set freq: {f}, by Amp at {a}")
373         vsg.write(f"SOUR1:FREQ {f}")
374         while int(vsg.query("SOUR1:FREQ?")) != f:
375             pass
376         time.sleep(0.5)

```

```

373         # Oszilloskop fft nachstellen
374         print("Adapting FFT")
375         adaptFFT(rto, f);
376
377         # Messwerte beziehen
378         print("taking measurement now")
379         Vpp1, Vpp2, thd1, thd2, harm1, harm2, harm1C, harm2C,
amp1, amp2 = get_mes(rto)
380         #time.sleep(0.5) # give me time to watch the
measurement
381
382         # Ueberspannung ueberpruefen
383         VppMx = max(Vpp1, Vpp2)
384         if VppMx > VPP_MAX:
385             vsg.write('OUTP:STAT 0')
386             print(f"Measured Vpp to: {VppMx} at {a}dBm and {f
}Hz, stopping measurement")
387             raise Exception("Overvoltage")
388
389         # Qualitaet der Messung ueberpruefen, heisst:
390         # 1. Kein Overload der Channel bzw. ADCs des
Oszilloskop
391         # 2. Alle harmonischen wurden gefunden
392         ovl = int(rto.query_str("STAT:QUES:ADCState?"))
393         while ovl != 0 or harm1C != HARMONICS or harm2C !=
HARMONICS:
394             if ovl != 0:
395                 print("detected overload, rescaling now and
retaking measurement")
396                 scale_vert(rto)
397                 ovl = int(rto.query_str("STAT:QUES:ADCState?"
))
398                 Vpp1, Vpp2, thd1, thd2, harm1, harm2, harm1C,
harm2C, amp1, amp2 = get_mes(rto)
399                 elif harm1C != HARMONICS or harm2C != HARMONICS:
400                     print("couldn't find all harmonics, retrying
...")
401                     Vpp1, Vpp2, thd1, thd2, harm1, harm2, harm1C,
harm2C, amp1, amp2 = get_mes(rto)
402
403         # Immer gegen Ueberspannung sichern

```

```

404         VppMx = max(Vpp1, Vpp2)
405         if VppMx > VPP_MAX:
406             vsg.write('OUTP:STAT 0')
407             print(f"Measured Vpp to: {VppMx} at {a}dBm
and {f}Hz, stopping measurement")
408             raise Exception("Overvoltage")
409
410         # Horizontale Aufloesung fuer Messprotokoll erheben
411         timeRang = rto.query_float("TIM:RANG?")
412         points = rto.query_float("ACQ:POIN?")
413
414         # Messwert Speichern
415         print(f"Measured: Vpp1: {Vpp1}, Vpp2: {Vpp2}, THD1: {
thd1}, THD2: {thd2} ")
416         result.append([f, Vpp1, Vpp2, thd1, thd2, f"[{harm1}]
", f"[{harm2}]", amp1, amp2, timeRang, points])
417
418         # Fuer jede Amplitude Messwete in csv fuer spaetere
Weiterverarbeitung ablegen
419         header = "Freq;Vpp1;Vpp2;THD1;THD2;Harm1;Harm2;Amp1;Amp2;
Timerange;Points"
420         if EXPERT:
421             np.savetxt(f"Expert_THD{a}.csv", result, delimiter=";
", fmt="%s", header=header, comments="")
422         else:
423             np.savetxt(f"THD{a}.csv", result, delimiter=";", fmt=
"%s", header=header, comments="")
424             result = []
425
426     except Exception as e:
427
428         # Fehlerfaelle wie Ueberspannung abfangen -> loggen und
Funktionsgenerator ausschalten
429         print("error detected:", e)
430         header = "Freq;Vpp1;Vpp2;THD1;THD2;Harm1;Harm2;Amp1;Amp2;
Timerange;Points"
431         rto.write_str("RUN") # oszi to watch voltage
432         # shutdown fgen
433         vsg.write('OUTP:STAT 0')
434
435         if EXPERT:

```

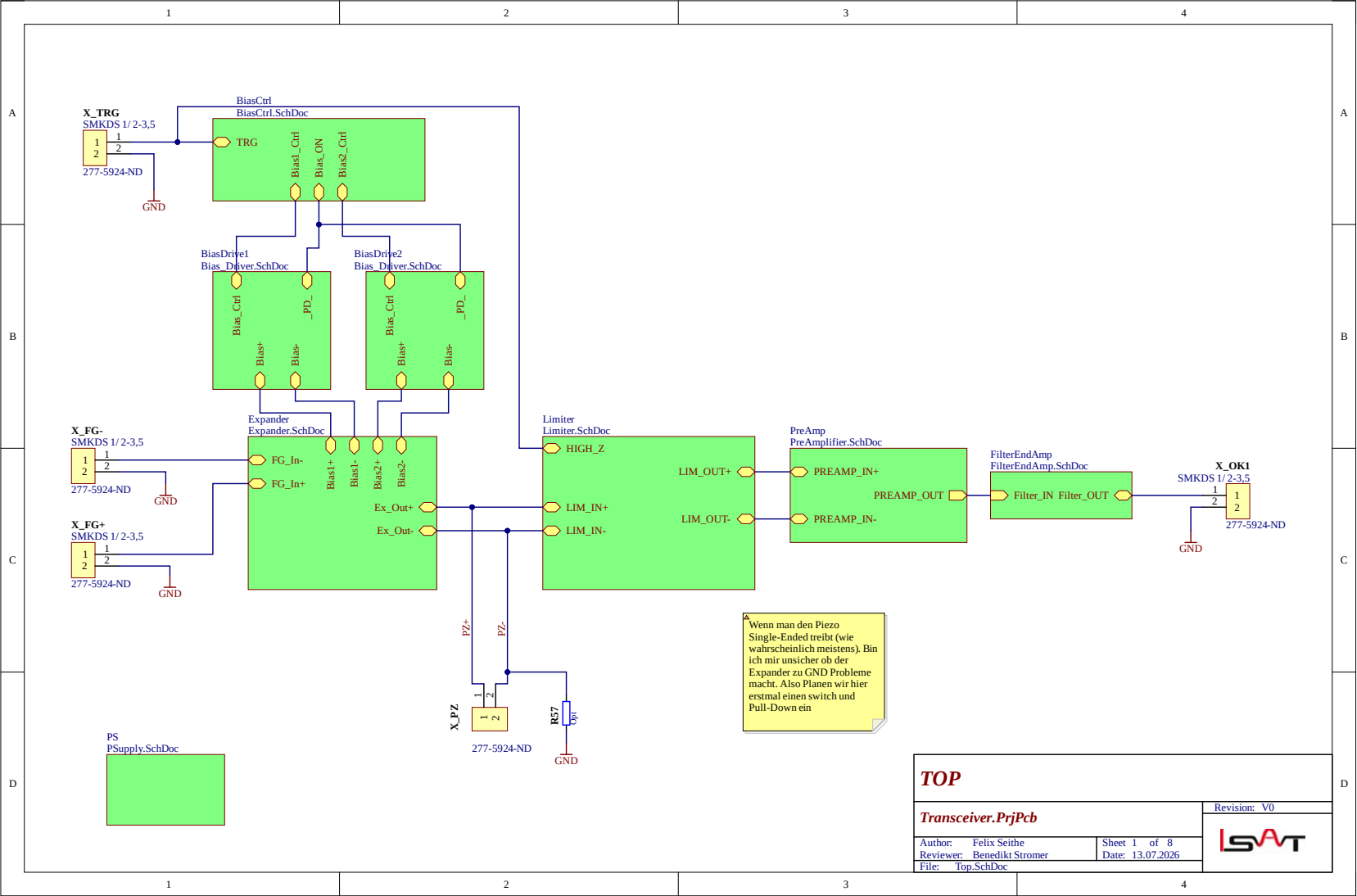
```

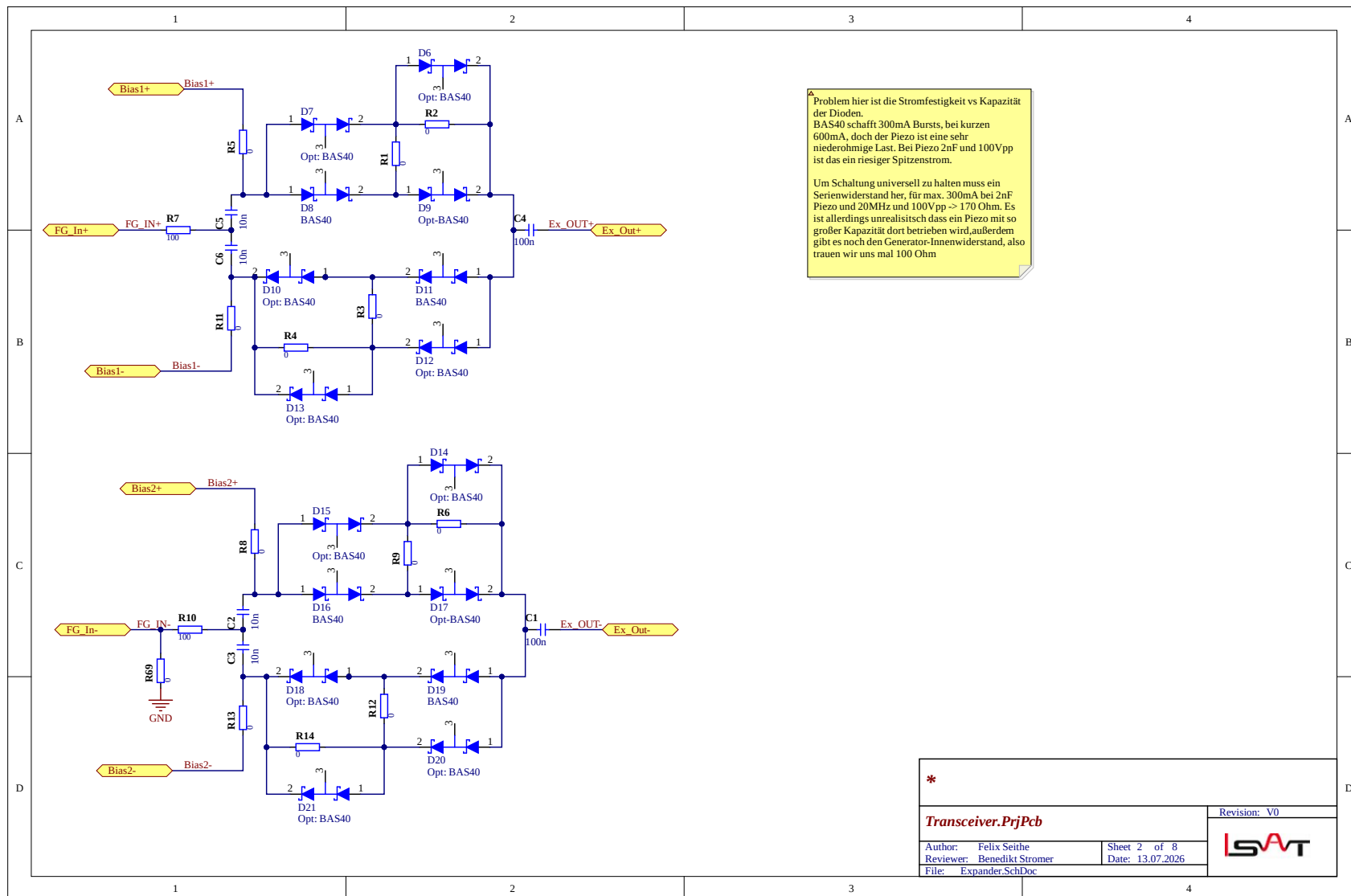
436         np.savetxt(f"Expert_THD{a}_aborted.csv", result,
437                    delimiter=";", fmt="%s", header=header, comments="")
438     else:
439         np.savetxt(f"THD{a}_aborted.csv", result, delimiter=";",
440                    fmt="%s", header=header, comments="")
441         result = []
442
443     # Funktionsgenerator abschalten
444     vsg.write('OUTP:STAT 0')
445     rto.close()
446     vsg.close()

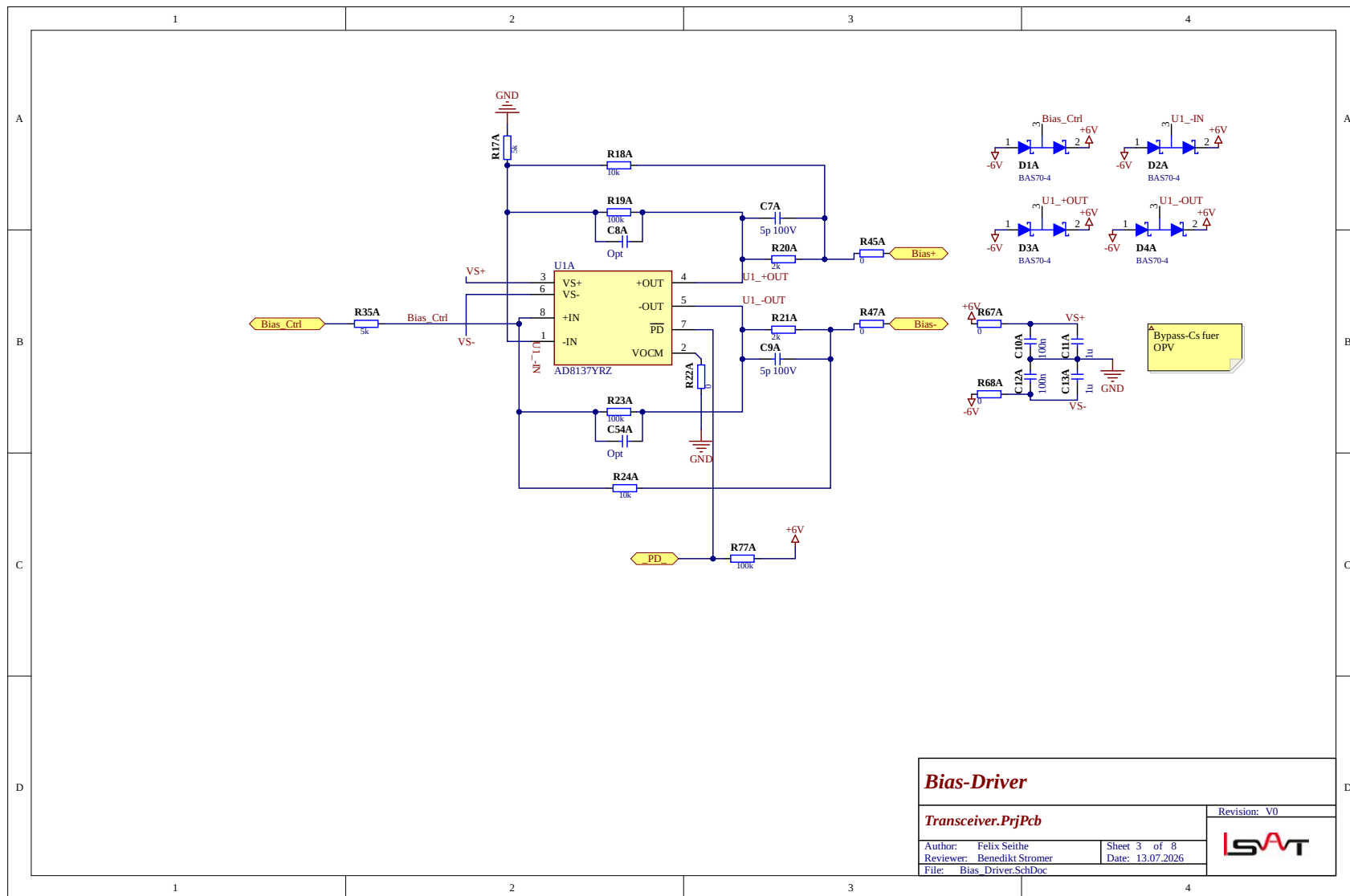
```

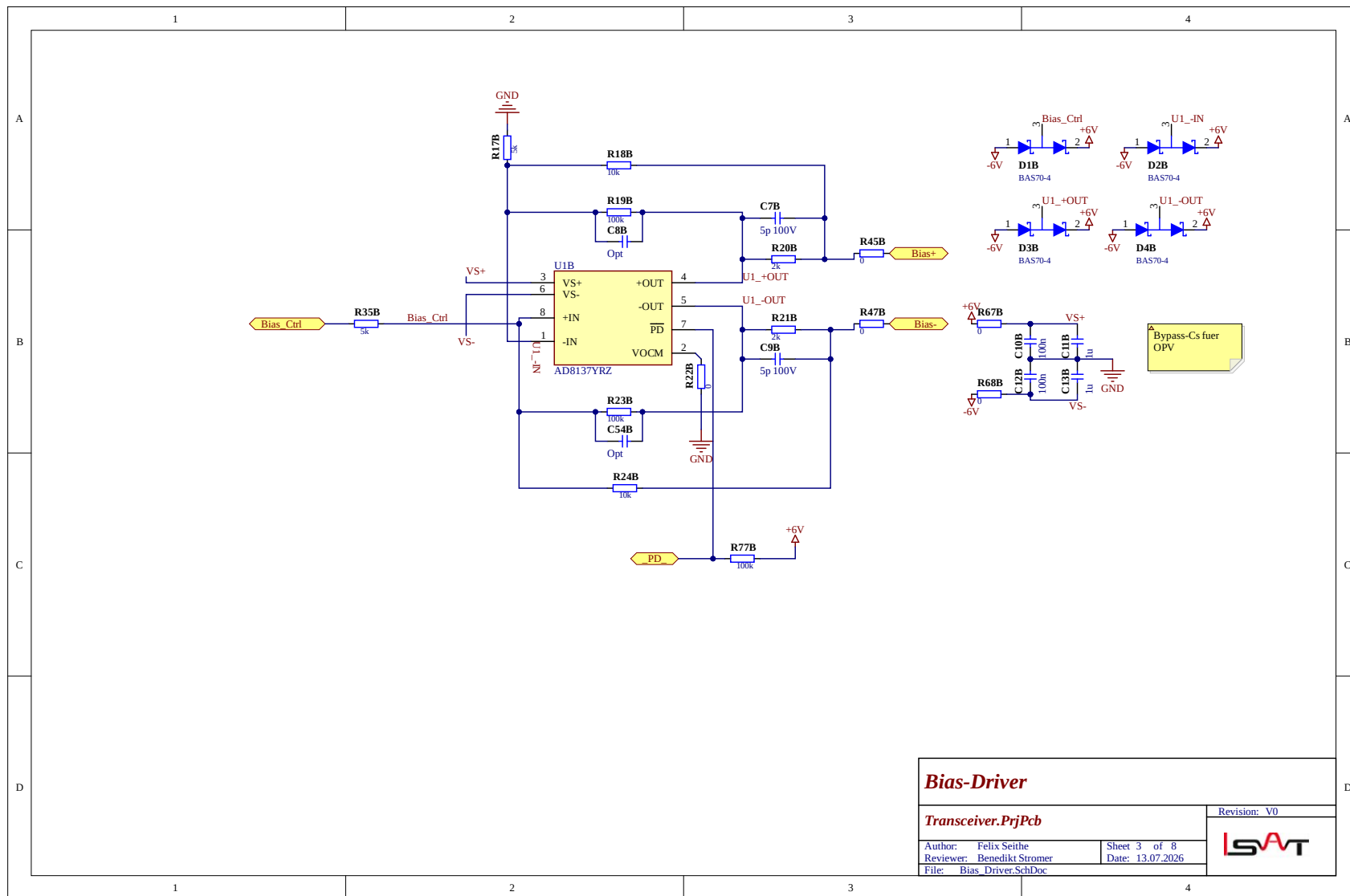
Code 1: Messskript für die automatische THD Vermessung mittels Oszilloskop und Funktionsgenerator sowie ggf. Verstaerker

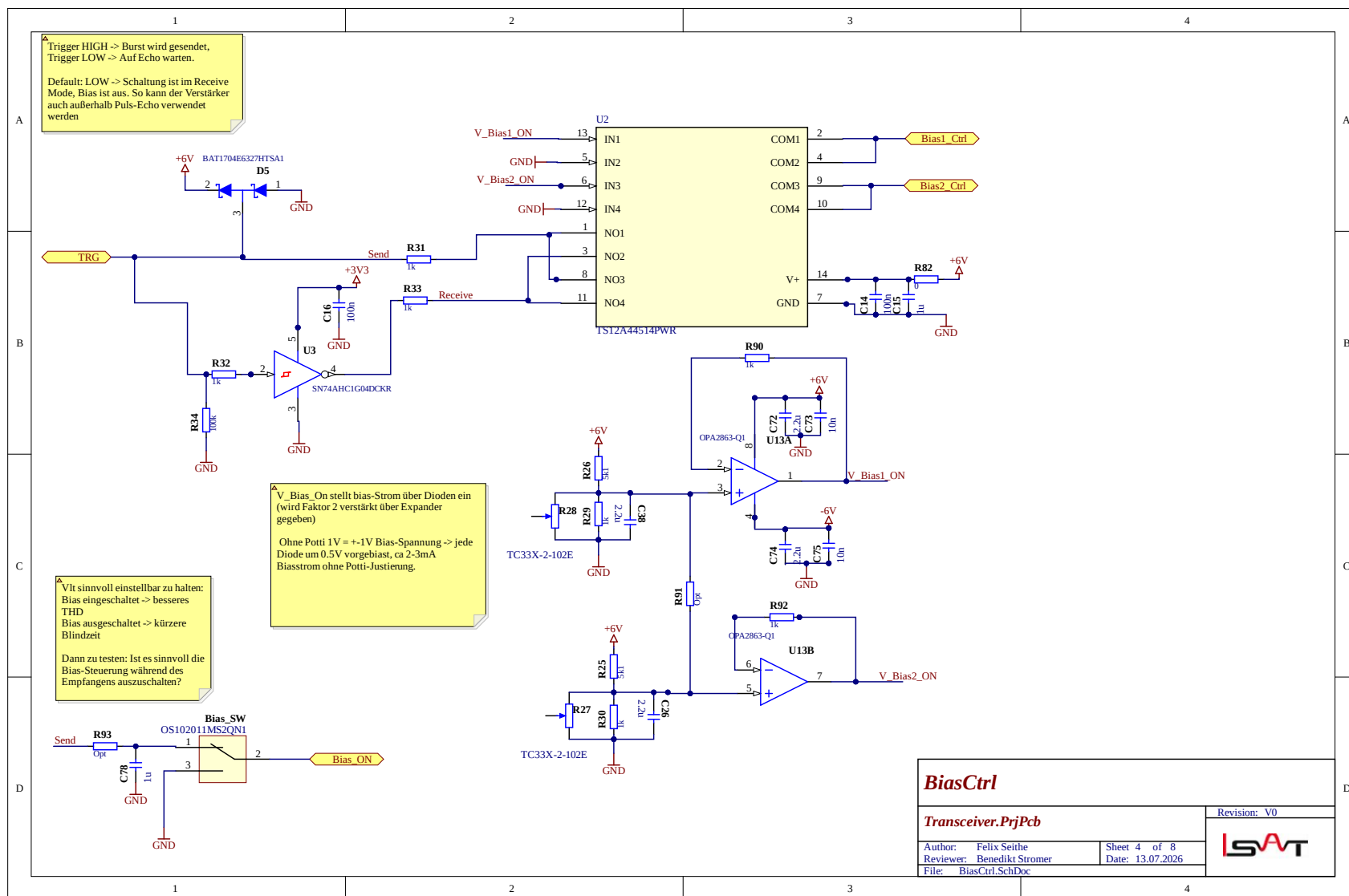
Anhang A4 Schaltplan und Layout der entwickelten General-Purpose-Schaltung

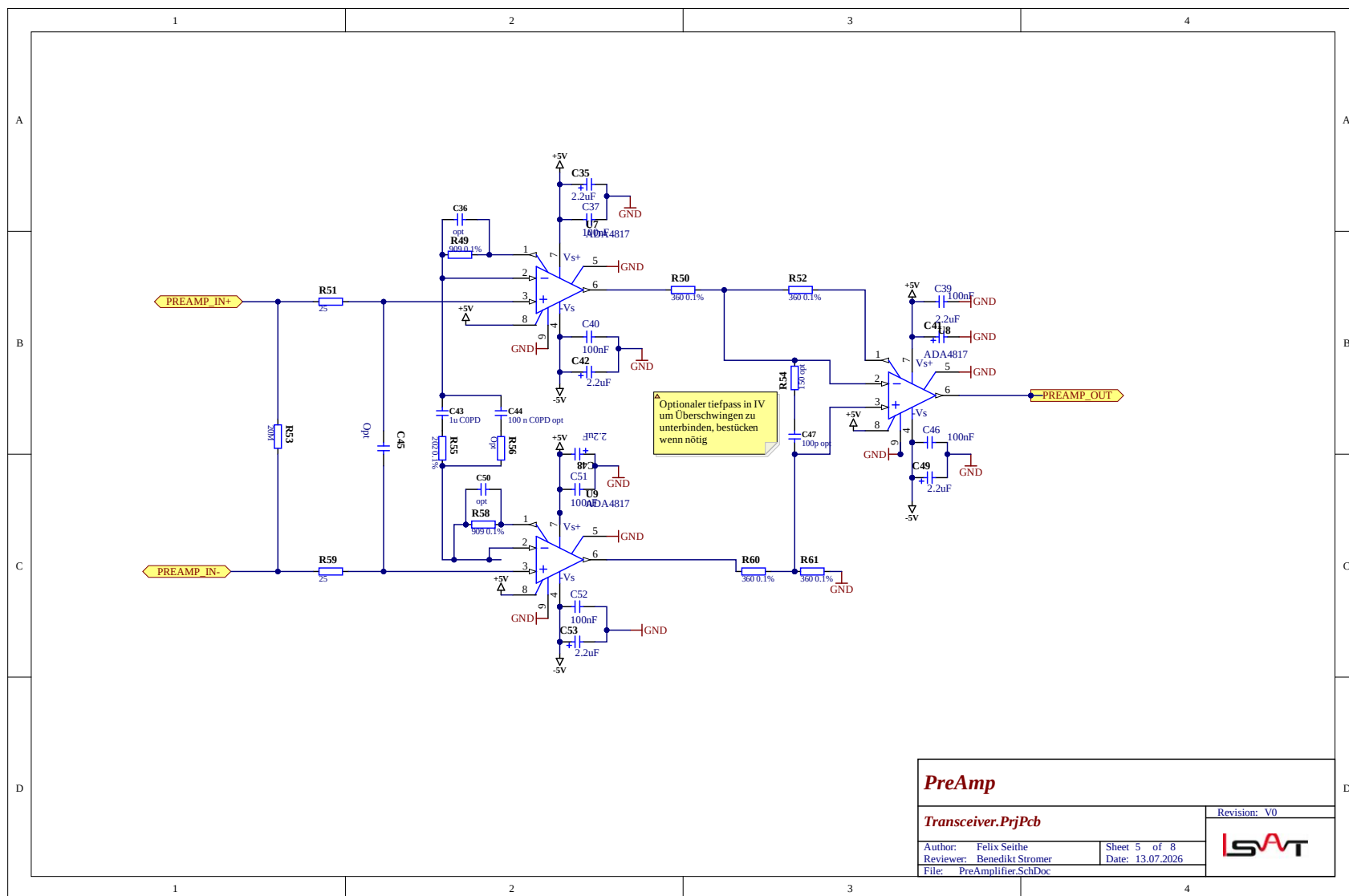


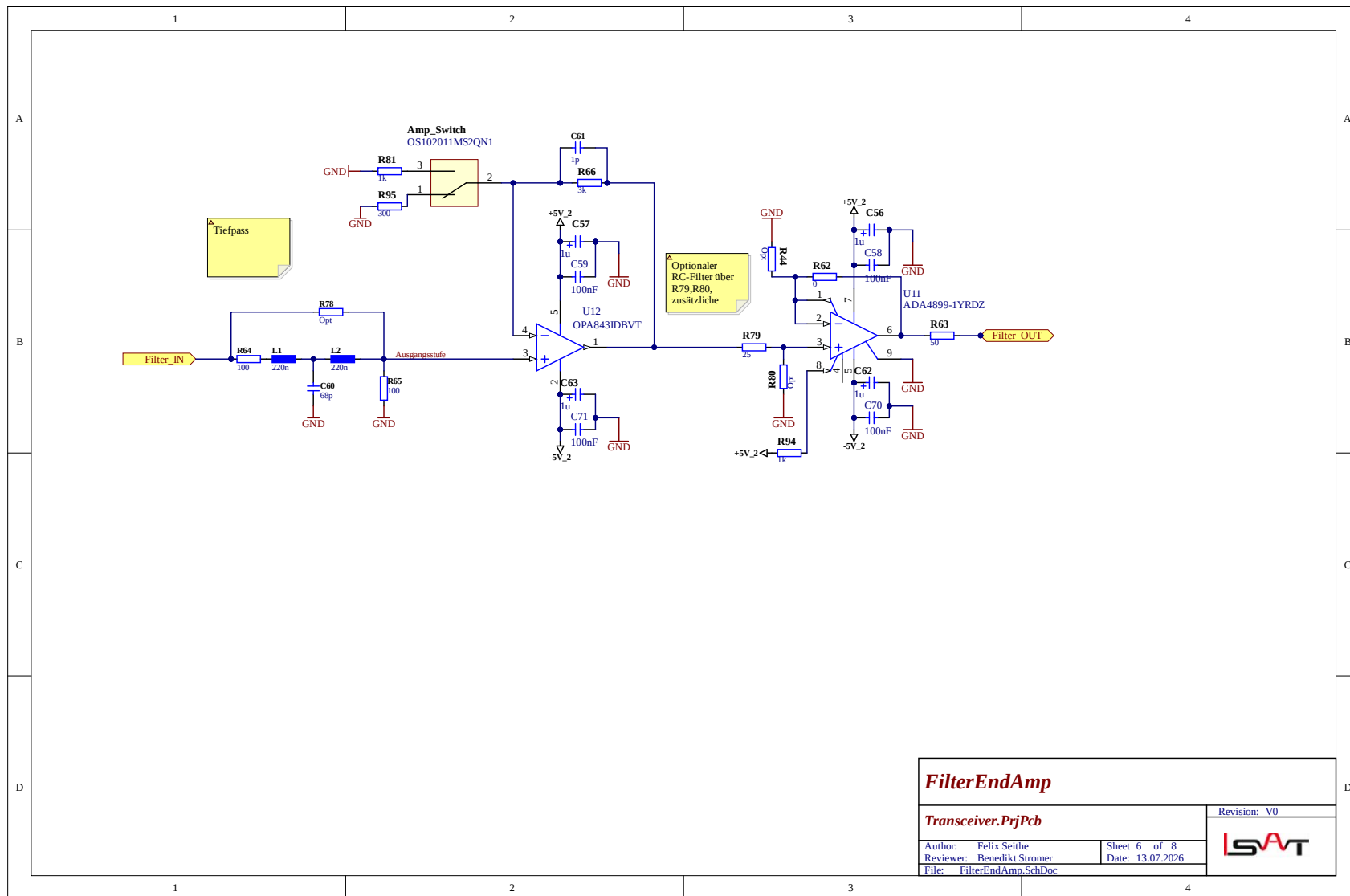


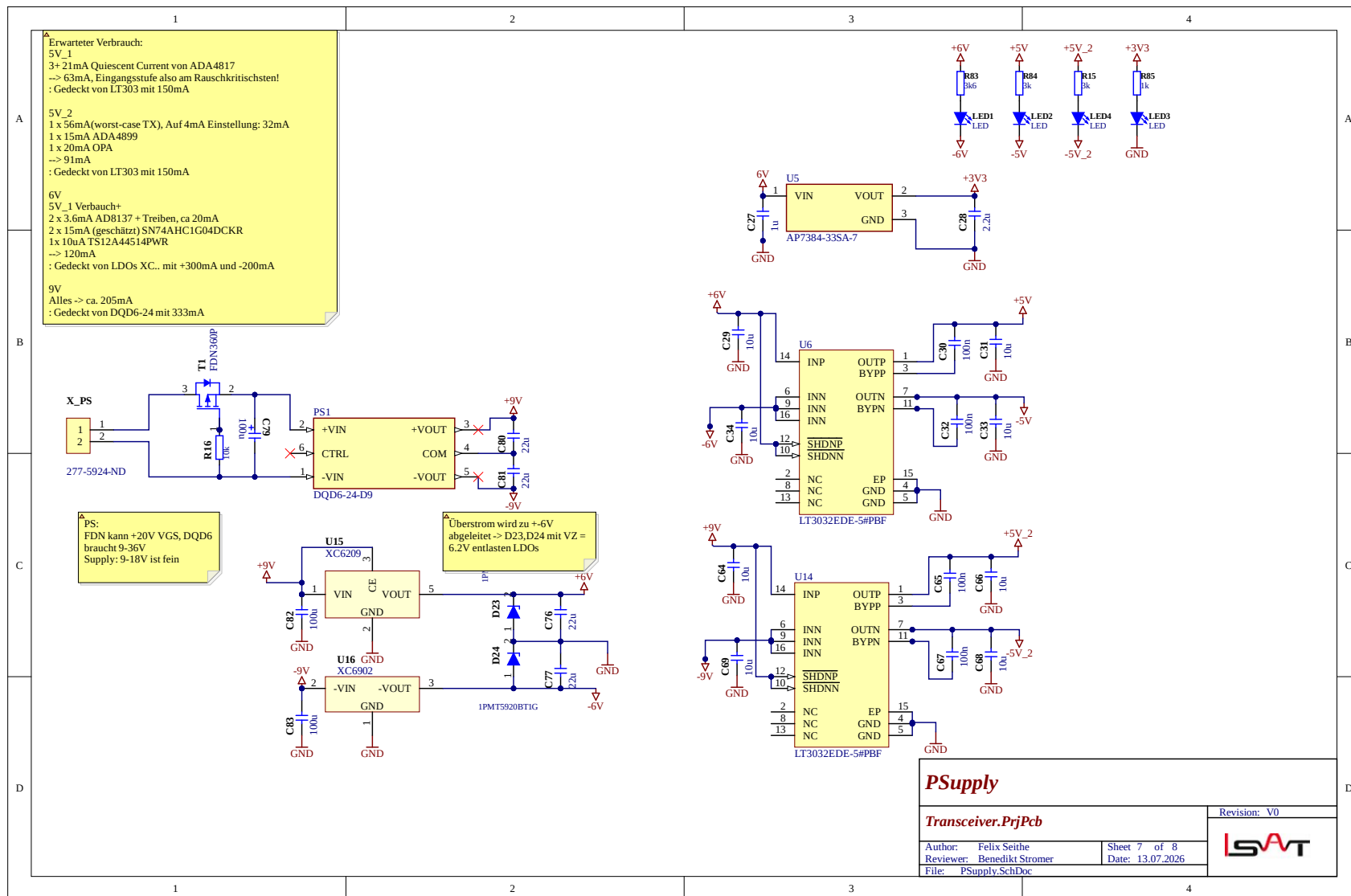


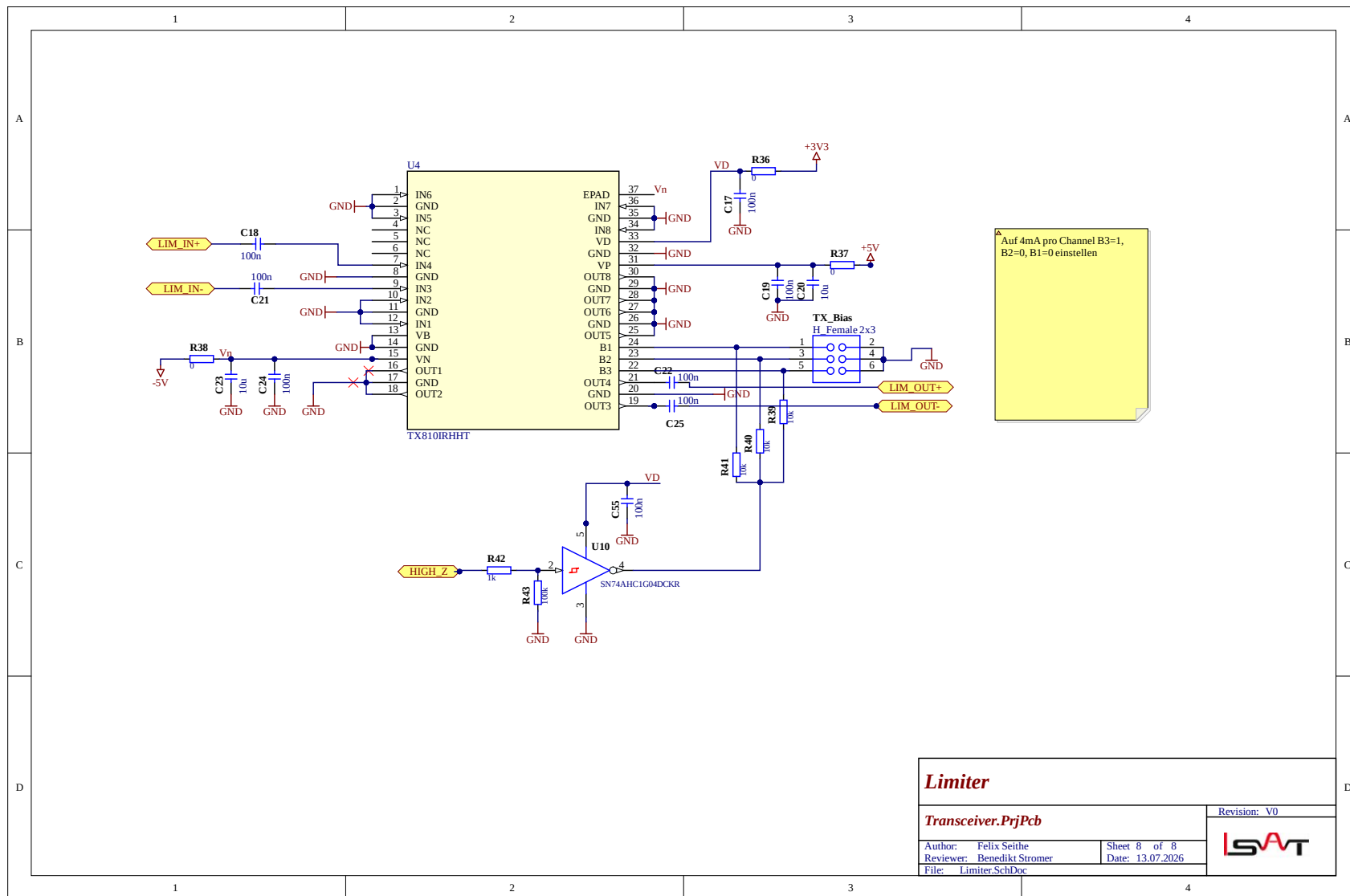












Limiter			
Transceiver.PrjPcb			Revision: V0
Author: Felix Seithe		Sheet 8 of 8	
Reviewer: Benedikt Stromer		Date: 13.07.2026	
File: Limiter.SchDoc			

