

Detektorarray für die photoakustische Tomographie

DIPLOMARBEIT

DA 710

durchgeführt von

Markus Bugl

Institut für Elektronik
der Technischen Universität Graz
Leiter: Univ.-Prof. DI Dr.techn. Wolfgang Bösch



in Zusammenarbeit mit dem

Institut für Physik
der Karl-Franzens-Universität Graz

Begutachter: Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Bernd Eichberger
Externer Betreuer: Ao.Univ.-Prof. Mag. Dr.rer.nat. Günther Paltauf

Graz, Februar 2013

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am.....
.....
(Unterschrift)

Englische Fassung:

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

.....
date
.....
(signature)

Kurzfassung

Die photoakustische Tomographie ist ein bildgebendes Verfahren, das in der medizinischen Forschung zur Diagnose von Brust- und Hautkrebs ihre Anwendung findet.

Die photoakustische Bildgebung basiert auf dem photoakustischen Effekt. In biologischem Gewebe werden durch Absorption elektromagnetischer Strahlung Ultraschallwellen generiert. Die Ultraschallwellen werden zum Beispiel mit Piezosensoren in elektrische Signale umgewandelt.

Dr. Günther Paltauf und sein Team am Institut für Physik der Karl-Franzens-Universität Graz forschen unter anderem auf dem Gebiet der photoakustischen Bildgebung. Dafür kommen verschiedene Versuchsaufbauten zum Einsatz.

Diese Arbeit beschreibt die Entwicklung und den Aufbau eines Detektorarrays für die photoakustische Tomographie. Das Detektorarray besteht aus 64 Piezosensoren und konditioniert deren Signale zur Weiterverarbeitung mit einer 32-Kanal Datenerfassungskarte. Das Hauptaugenmerk der vorliegenden Arbeit liegt auf der Entwicklung der Schaltung der Sensorschnittstelle, die auf die verwendeten Sensoren und die zu erwartenden Messsignale optimiert wird. Die Anforderungen an die Sensorschnittstelle sind möglichst geringes Eigenrauschen, hohe Spannungsverstärkung und hohe Bandbreite. Die Gesamtschaltung des Detektorarrays verfügt über 64 Sensoreingänge, 32 Signalausgänge, einen 32-fach 2:1 Multiplexer mit digitalem Steuereingang, eine Selbsttestfunktion und eine Spannungsversorgung.

Abstract

Photoacoustic tomography is an imaging technique used in state of the art medical research for diagnosis of breast and skin cancer.

The basic principle of photoacoustic tomography is the photoacoustic effect which induces an ultrasound wave in biological tissue samples upon absorption of electromagnetic waves. Ultrasound waves are converted into electrical signals for example by piezoelectric sensors.

Dr. Günther Paltauf and his Team at the Institute of Physics at the University of Graz research in the field of photoacoustic imaging. Therefore different experimental setups are used. In this work the development and construction of a 64 channel detector array for photoacoustic tomography is described with focus on the sensor interface circuit that is optimized to the used sensors and the expected measurement signals. Requirements for adequate signal processing on the interface are: low noise, high voltage gain, and high bandwidth.

The entire circuit of the developed detector array comprises 64 sensor inputs, pre-processing circuitry to meet the system requirements, and an interface for 32 channel data acquisition hardware. Furthermore a digital input to control the interface, a self-test function, and a power supply are implemented.

Danksagung

Diese Diplomarbeit widme ich meiner Tochter Mirjam. Sie wurde während der Entstehung dieser Arbeit geboren. Ihr sonniges Gemüt half mir Energien zu mobilisieren und Durststrecken zu überwinden.

Ich bedanke mich herzlich bei Dr. Bernd Eichberger für die kompetente Betreuung, sowie bei den Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Instituts für Elektronik der TU Graz für ihre Unterstützung.

Weiters danke ich Dr. Günther Paltauf und seinem Team des Instituts für Physik der Uni Graz für die nette Zusammenarbeit.

Diese Arbeit wurde durch eine Forschungsbeihilfe des Fonds zur Förderung der wissenschaftlichen Forschung (FWF) unterstützt.

Einen besonderen Dank möchte ich auch meinen Eltern aussprechen, die meine Ausbildung ermöglicht und mich auf meinem Weg immer unterstützt haben.

Besonders herzlich danke ich meiner Lebenspartnerin Rita, die mir emotional zur Seite stand und meinen Freunden Chris, Häugäu, Heisla, Robs, Armin, Mario, Wahli, Bip, Feal. Wir haben während des Studiums gemeinsam schöne, lustige, aber auch entmutigende Zeiten durchlebt. Ihre Ermunterung, Hilfe und Geduld haben mir den Abschluss des Studiums wesentlich erleichtert.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Photoakustische Tomographie	1
1.2	Motivation	2
2	Grundlagen	4
2.1	Piezosensoren	4
2.1.1	Piezoelektrischer Effekt	4
2.1.2	Sensoren	5
2.2	Verstärkertopologien	6
2.2.1	„Normaler“ Operationsverstärker	7
2.2.2	Transkonduktanzverstärker	8
2.2.3	Transimpedanzverstärker	9
2.2.4	Stromverstärker	10
2.2.5	Vergleich VV-OPV mit CV-OPV	11
3	Sensorschnittstelle	15
3.1	Anforderungen	15
3.1.1	Sensoren	15
3.1.2	Eingangssignal	15
3.1.3	Ausgangssignal	16
3.1.4	Aufbau des Sensorarrays	16
3.1.5	Technische Anforderungen an die Sensorschnittstelle	17
3.2	Schaltungskonzept	18
3.2.1	Größe	18
3.2.2	Eingangsfiter	18
3.2.3	Verstärkerstufen	21
3.2.4	Multiplexer	29
3.2.5	Erstes Gesamtkonzept	31
3.2.6	Selbsttestfunktion	32
3.3	Erste Prototypen	35
3.3.1	PreAmp V0.1	36
3.3.2	PreAmp V0.2	37

3.3.3	Amp V0.1	38
3.3.4	Messungen	40
3.4	Zweite Prototypen	47
3.4.1	PreAmp V2.0	48
3.4.2	Amp V2.0	48
3.4.3	Simulation	50
3.4.4	Messungen	51
4	Gesamtaufbau	53
4.1	Konzept	53
4.2	Sensorarray	55
4.3	Verstärker	56
4.4	Basisplatine	57
4.5	Spannungsversorgung	58
4.6	Testaufbau	59
5	Messergebnisse	62
6	Diskussion und Ausblick	65
	Literaturverzeichnis	66
	Anhang	69

Abbildungsverzeichnis

1.1	Bilder eines Zebrafisches, die mittels photoakustischer Bildgebung entstanden sind.	2
2.1	Prinzip des longitudinalen piezoelektrischen Effekts anhand eines Quarz-Kristalls [18]	4
2.2	Ersatzschaltbild eines Piezosensors	6
2.3	Vereinfachte Ersatzschaltbilder eines Piezosensors	6
2.4	Übersicht über die vier Operationsverstärkertypen [25]	7
2.5	Vergleich der Prinzipschaltung eines VV-OPVs mit der eines CV-OPVs [25]	11
2.6	Modell eines rückgekoppelten Transimpedanzverstärkers	12
3.1	Schaltung des Eingangsfilters	19
3.2	Bode-Diagramm des Eingangsfilters	20
3.3	Rauschen des Eingangsfilters	20
3.4	Schaltung der Eingangsstufe mit OPA653	22
3.5	Bode-Diagramm der Eingangsstufe mit OPA653	23
3.6	Rauschen der Eingangsstufe mit OPA653	23
3.7	Schaltung der Verstärkerstufe mit OPA847	25
3.8	Bode-Diagramm des zweiten Verstärkers mit OPA847	26
3.9	Rauschen des zweiten Verstärkers mit OPA847	26
3.10	Schaltung der Verstärkerstufe mit THS3201	28
3.11	Bode-Diagramm der Verstärkerstufe mit THS3201	28
3.12	Rauschsimulation der Verstärkerstufe mit THS3201	29
3.13	Schaltung des 2:1 Multiplexers	30
3.14	Frequenzgang der Multiplexerschaltung	31
3.15	Blockschaltbild der Schaltungsaufteilung der ersten Prototypen	31
3.16	Rauschsimulation des ersten Gesamtkonzepts	32
3.17	Schaltung zur Simulation der Selbsttestfunktion	33
3.18	Simulation des Frequenzganges der Testsignaleinkopplung	35
3.19	Schaltplan der Platine <i>PreAmp V0.1</i>	36
3.20	Schaltplan der Platine <i>PreAmp V0.2</i>	37
3.21	Schaltplan der Platine <i>Amp V0.1</i>	39

3.22	Messung des Frequenzganges von <i>PreAmp V0.1a</i> und <i>Amp V0.1a</i>	42
3.23	Messung des Frequenzganges von <i>Amp V0.1b</i>	43
3.24	Messung des Frequenzganges von <i>PreAmp V0.2b</i> und <i>Amp V0.1c</i>	44
3.25	Messung des Frequenzganges von <i>PreAmp V0.2b</i> und <i>Amp V0.1d</i>	44
3.26	Vergleich des Rauschens zweier Prototypvarianten	45
3.27	Vergleich der Sensorsignale eines PAT-Versuchsaufbaus verstärkt mit verschiedenen Prototypvarianten	46
3.28	Blockschaltbild der Schaltungsaufteilung der zweiten Prototypen	48
3.29	Schaltplanausschnitt der Platine <i>PreAmp V2.0</i>	49
3.30	Schaltplanausschnitt der Platine <i>Amp V2.0</i>	50
3.31	Simulation des Frequenzganges der Gesamtschaltung <i>PreAmp V2.0</i> und <i>Amp V2.0</i>	50
3.32	Messung des Frequenzganges der Gesamtschaltung <i>PreAmp V2.0</i> und <i>Amp V2.0</i>	51
4.1	Bild des mechanischen Musters des Detektorarrays	53
4.2	Blockschaltbild des Gesamtkonzepts des Detektorarrays	54
4.3	Schaltplan der Platine <i>Verstärker</i>	56
4.4	bestückte Platine <i>Verstärker</i>	57
4.5	Schaltplanausschnitt der Platine <i>Halbkreis</i> ; Testsignalgenerierung	58
4.6	Schaltplanausschnitt der Platine <i>Halbkreis</i> ; MUX-Steuersignal	58
4.7	Schaltplanausschnitt der Platine <i>Filter</i>	59
4.8	Schaltplan der Platine <i>Testaufbau_Signal</i>	59
4.9	Testaufbau mit angeschlossener Verstärkerplatine	61
5.1	Messung des Frequenzganges der Sensorschnittstelle <i>Verstärker</i>	63

Tabellenverzeichnis

3.1	Auszug aus den Spezifikationen des NI PXI-5105 [14]	16
3.2	Auszug aus dem Datenblatt des OPA653 [22]	22
3.3	Auszug aus dem Datenblatt des OPA847 [19]	24
3.4	Auszug aus dem Datenblatt des THS3201 [20]	27
3.5	Auszug aus dem Datenblatt des TS5A2053 [21]	30
3.6	Stromaufnahme der ersten Prototypen	41
3.7	DC-Arbeitspunkte der ersten Prototypen	41
3.8	Messpunkte zur Erfassung der Frequenzgangkurven der ersten Prototypen . .	42
3.9	Vergleich des Rauschens zweier Prototypvarianten	45
4.1	Testaufbaukonfigurationen der Platine <i>Testaufbau_Signal</i>	60
5.1	Stromaufnahme der Platine <i>Verstärker</i>	62

1 Einleitung

In der heutigen Medizin werden zur Diagnose von Krankheiten, Verletzungen, Anomalien usw. verschiedene bildgebende Verfahren eingesetzt. Den Grundstein der bildgebenden Diagnostik legte 1895 Wilhelm Conrad Röntgen mit der Entdeckung der Röntgenstrahlen. In den letzten Jahrzehnten wurden einige weitere Methoden zur Bildgebung eingeführt. Heute verwendete bildgebende Verfahren sind Röntgenbilder, Computertomografie, nuklearmedizinische Verfahren, Kernspintomographie, Sonographie, Endoskopie, Thermographie, Elektroenzephalographie, Elektrokardiographie, Magnetoenzephalographie, Magnetokardiographie, Impedanztomographie, optische Tomographie ... [13]. Die verschiedenen Verfahren beruhen auf unterschiedlichen physikalischen Eigenschaften. Somit zeigt jedes Verfahren andere anatomische oder physiologische Merkmale des untersuchten Körpers bzw. Körperteils. Auf einem Röntgenbild sind Knochen und Metallteile gut zu erkennen, jedoch sehen Weichteile sehr ähnlich aus. Die Kernspintomografie wiederum liefert einen hohen Kontrast bei Weichteilen und Geweben, aber einen niedrigen Kontrast bei Knochen. Ein Bild, das durch die Sonographie erzeugt wurde, lässt die Grenzen unterschiedlicher Strukturen innerhalb des Körpers erkennen.

Die Neu- und Weiterentwicklung bildgebender Verfahren muss immer das Ziel haben, den Patienten möglichst wenig Leid, Schmerzen oder Verletzungen während der Untersuchung zuzuführen. Die photoakustische Tomographie ist ein neues Verfahren der bildgebenden Diagnostik. Das Detektorarray, dessen Entwicklung in dieser Arbeit dokumentiert ist, soll der Forschung auf diesem Gebiet dienlich sein.

1.1 Photoakustische Tomographie

Die photoakustische Tomographie (PAT) ist ein bildgebendes Verfahren und wird in der medizinischen Diagnose angewendet. Sie dient in der medizinischen Forschung der bildgebenden Untersuchung von Kleintieren und stellt eine neue Möglichkeit der Diagnose von Brustkrebs und Hautkrebs dar [4]. Dieses Verfahren vereint den Vorteil der optischen Bildgebung, die einen hohen Kontrast ermöglicht, mit dem Vorteil der Ultraschall-Bildgebung, die eine hohe Auflösung bietet.

Das Prinzip der photoakustischen Tomographie beruht auf dem photoakustischen Effekt. Dieser beschreibt die Erzeugung von Schallwellen durch Absorption gepulster elektromagnetischer Strahlung. Wird eine Probe mit einem Laserpuls (10 ns) bestrahlt, kommt es zu

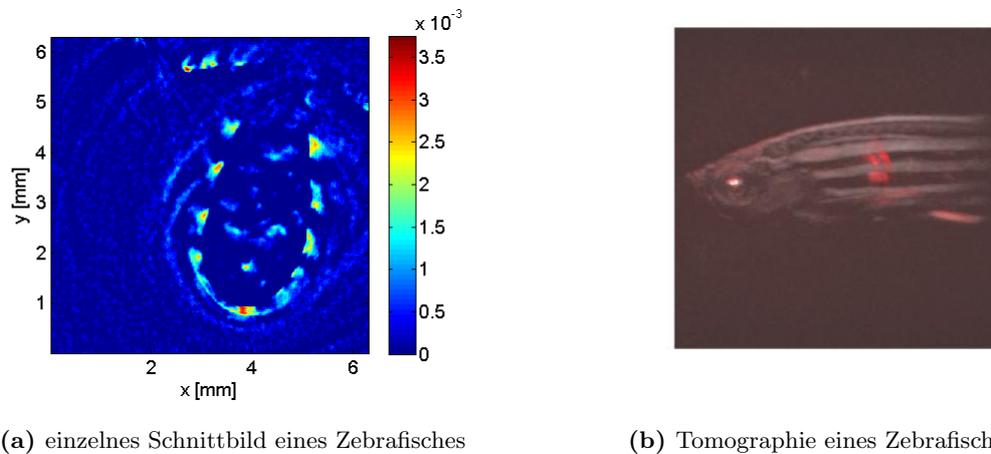


Abbildung 1.1: Bilder eines Zebrafisches, die mittels photoakustischer Bildgebung entstanden sind.

schlagartiger thermoelastischer Expansion innerhalb der Probe, wodurch akustische Wellen generiert werden [26]. Das Licht wird von verschiedenen Strukturen des biologischen Gewebes, abhängig von dessen Absorptionskoeffizienten, unterschiedlich stark absorbiert. Dies führt zu unterschiedlichen akustischen Signalen, die auch Informationen über die molekulare Zusammensetzung des Gewebes enthalten [7].

Die Ultraschallwellen werden außerhalb der Probe mit optischen oder piezoelektrischen Sensoren gemessen. Mit diesen Messdaten kann die anfängliche Verteilung der absorbierten Energie rekonstruiert werden.

Zur Erfassung der Ultraschallwellen werden häufig kleine piezoelektrische Sensoren verwendet, die annähernd einen Punkt-Detektor darstellen. Die erreichbare Auflösung wird durch die Bandbreite und die Größe der Detektoren bestimmt. Piezoelektrische Sensoren mit hoher Empfindlichkeit und kleinen Abmessungen sind schwierig zu realisieren. Es wurde ein Verfahren entwickelt, welches den Einsatz von Sensoren, die größer als das beobachtete Objekt sind, ermöglicht. Diese Detektoren werden als integrierende Detektoren bezeichnet [8, 6, 16]. Die Abbildung 1.1 zeigt Bilder eines Zebrafisches, die durch die PAT erzeugt wurden. In der Abbildung 1.1a ist ein einzelnes Schnittbild eines Zebrafisches zu sehen, die Abbildung 1.1b stellt eine dreidimensionale Rekonstruktion eines Zebrafisches dar.

1.2 Motivation

Das Institut für Physik der Karl-Franzens-Universität Graz forscht unter anderem auf dem Gebiet der photoakustischen Tomographie. Dabei kommen verschiedene Versuchsaufbauten zum Einsatz, die das Abbilden einer Probe ermöglichen. Damit die dreidimensionale Struktur einer Probe präzise dargestellt werden kann, müssen die in der Probe erzeugten

Ultraschallwellen an möglichst vielen unterschiedlichen Positionen außerhalb der Probe erfasst werden. Zur Detektion der Ultraschallwellen kommen zum Beispiel integrierende Liniensensoren zum Einsatz. Das dreidimensionale Abbild einer Probe kann zwar mit nur einem Sensor erfolgen, ist aber zeitaufwändig.

Motivation und Ziel dieser Arbeit ist, ein Detektorarray für die PAT zu entwickeln und aufzubauen. Mit Hilfe dieses Detektorarrays soll die Zeit, die für einen vollständigen Scan einer Probe benötigt wird, erheblich verkürzt werden, was einerseits der Erforschung der PAT dienlich ist und andererseits im Hinblick auf den Einsatz photoakustischer Tomographiegeräte an Patienten erstrebenswert ist.

Das Array besteht aus 64 Sensoren. Jedem Sensor ist ein Messsignalverstärker nachgeschaltet, der das Sensorsignal für die Weiterverarbeitung in einer Datenerfassungskarte konditioniert. Die Datenerfassungskarte verfügt über 32 Eingänge, somit wird ein 2:1 Multiplexer benötigt, der je 32 Sensorsignale an die Karte weiterleitet. Die Schaltung zur Signalkonditionierung und der Multiplexer bilden die Sensorschnittstelle.

Aufgrund der Form und des Schalldrucks der Ultraschallwellen, die durch den photoakustischen Effekt erzeugt werden, hat das elektrische Signal, das die Piezosensoren erzeugen, eine sehr kleine Amplitude und ein breitbandiges Spektrum. Dies stellt spezielle Anforderungen an die Sensorschnittstelle bezüglich Verstärkung, Impedanzanpassung und Rauschverhalten. Diese Anforderungen sollen so gut wie möglich erfüllt werden.

2 Grundlagen

2.1 Piezosensoren

2.1.1 Piezoelektrischer Effekt

Der piezoelektrische Effekt beschreibt den Zusammenhang zwischen mechanischer Verformung eines bestimmten Materials und dem Anlegen elektrischer Spannung an diesem Material (direkter Piezoeffekt). Der inverse Piezoeffekt beschreibt die Verformung eines piezoelektrischen Materials bei Anlegen elektrischer Spannung. Wird an ein piezoelektrisches Material eine gerichtete Kraft aufgebracht, kommt es zur Verschiebung der Ladungsschwerpunkte und somit zur Bildung von Dipolen innerhalb der Elementarzellen des Materials. Die Summe aller Dipole über das damit verbundene elektrische Feld führt zu einer an den gegenüberliegenden Seiten des Materials messbaren elektrischen Spannung. In Abbildung 2.1 ist dieser Effekt anhand des Prinzips des longitudinalen piezoelektrischen Effekts erklärt. Abbildung 2.1a zeigt einen unbelasteten Quarz-Kristall. Die Ladungen sind gleichmäßig verteilt. Ein Quarzkristall ist nicht punktsymmetrisch. Wie in Abbildung 2.1b zu sehen ist, verschieben sich die Ladungsschwerpunkte, wenn der Kristall durch eine gerichtete Kraft verformt wird.

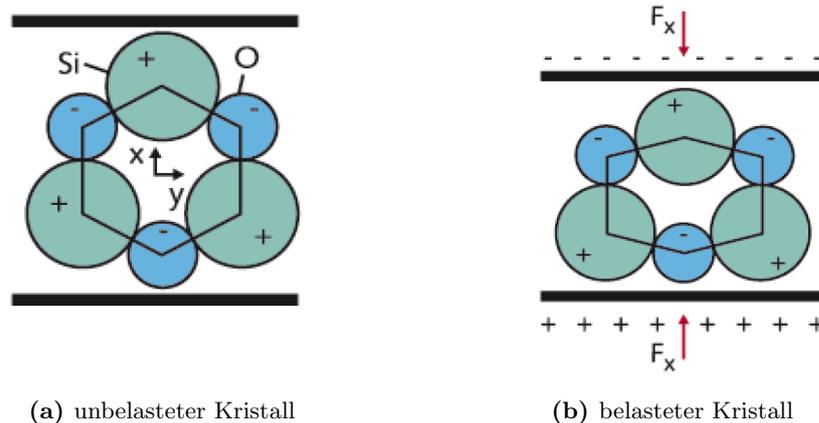


Abbildung 2.1: Prinzip des longitudinalen piezoelektrischen Effekts anhand eines Quarz-Kristalls [18]

Je nachdem, wie die Kristalle angeordnet sind und in welcher Richtung die Kraft auftritt,

unterscheidet man drei piezoelektrische Effekte:

- Longitudinaler piezoelektrischer Effekt
- Transversaler piezoelektrischer Effekt
- Piezoelektrischer Schereffekt

2.1.2 Sensoren

Für piezoelektrische Sensoren (bzw. Aktoren) kommen verschiedene Materialien zum Einsatz [10]:

- Piezoelektrische Kristalle: Quarz, Turmalin, Lithiumniobat, ...
- Piezoelektrische Keramiken: Blei-Zirkonat-Titanate, ...
- Sonstige piezoelektrische Materialien: Dünnschichten auf Silizium, wie Zinkoxid oder Aluminiumnitrid; Polyvinylidenfluorid (PVDF)

Die meisten piezoelektrischen Materialien werden synthetisch hergestellt.

Der Zusammenhang zwischen einer am Piezosensor aufgebrauchten Kraft und einer damit hervorgerufenen Ladung ist in Formel 2.1 beschrieben [17].

$$\Delta Q = k_P \cdot \Delta F \quad (2.1)$$

Die Ladungsänderung ΔQ ist proportional zu der Kraftänderung ΔF . Für verschiedene Piezomaterialien wird die piezoelektrische Konstante k_P angegeben.

Ein Piezosensor weist durch die elektrischen und mechanischen Eigenschaften Resonanzfrequenzen auf. Ein oft verwendetes Ersatzschaltbild (ESB) für einen piezoelektrischen Sensor [5] zeigt die Abbildung 2.2. Die Kapazität C_0 stellt die Sensorkapazität dar, der Widerstand R_0 ist ein parasitärer Parallelwiderstand. Weitere parasitäre Elemente sind der Widerstand R_S , die Induktivität L_S und die Kapazität C_S , die einen Serienschwingkreis bilden.

Betrachtet man nur den resonanzfreien Frequenzbereich, kann das ESB vereinfacht werden. Ein Piezosensor kann durch die Beziehung in Formel 2.2 als Ladungs- oder Spannungsquelle angesehen werden.

$$Q = C \cdot U \quad (2.2)$$

In Abbildung 2.3 werden die vereinfachten Ersatzschaltbilder gezeigt. Abbildung 2.3a stellt einen Piezosensor als Ladungsquelle, Abbildung 2.3b als Spannungsquelle dar. Dabei sind R_P der parasitäre Parallelwiderstand und C_P die Sensorkapazität.

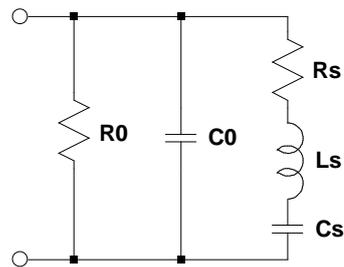
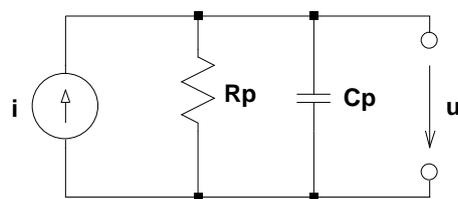
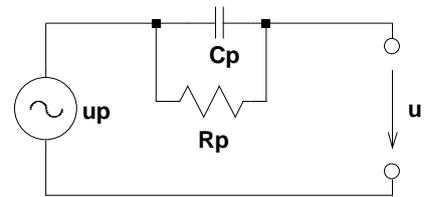


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild eines Piezosensors



(a) ESB eines Piezosensors als Ladungsquelle



(b) ESB eines Piezosensors als Spannungsquelle

Abbildung 2.3: Vereinfachte Ersatzschaltbilder eines Piezosensors

2.2 Verstärkertopologien

Bei den hier beschriebenen Verstärkern handelt es sich um Operationsverstärker (OPV). Operationsverstärker sind mehrstufige Verstärkerschaltungen, die als integrierte Schaltungen angeboten werden. Wegen der vielfältigen Einsetzbarkeit und deren meist einfacher externer Beschaltung werden OPVs oft diskreten Transistorschaltungen vorgezogen. Dies führte wiederum zur Entwicklung spezieller OPV-Typen, die für ein bestimmtes Einsatzgebiet maßgeschneidert sind.

Der folgende Abschnitt bezieht sich hauptsächlich auf [25, S. 511 ff].

Beim prinzipiellen inneren Aufbau von Operationsverstärkern wird zwischen vier verschiedenen Typen unterschieden.

- „Normaler“ Operationsverstärker (VV-OPV, Voltage Feedback Operational Amplifier, VFA, VFB)
Verhalten: Spannungsgesteuerte Spannungsquelle (voltage-controlled voltage source, VCVS)
- Transkonduktanzverstärker (VC-OPV, Operational Transconductance Amplifier, OTA)
Verhalten: Spannungsgesteuerte Stromquelle (voltage-controlled current source, VCCS)

- Transimpedanzverstärker (CV-OPV, Current Feedback Operational Amplifier, CFA, CFB)
Verhalten: Stromgesteuerte Spannungsquelle (current-controlled voltage source, CCVS)
- Stromverstärker (CC-OPV, Diamond Transistor¹, Drive-R-Amplifier)
Verhalten: Stromgesteuerte Stromquelle (current-controlled current source, CCCS)

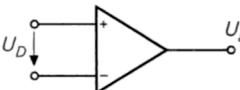
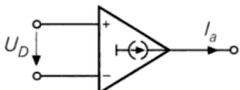
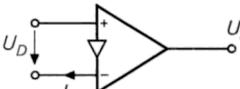
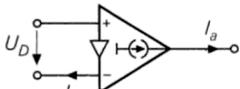
	Spannungs-Ausgang	Strom-Ausgang
Spannungs-Eingang	<p>Normaler OPV VV-OPV</p>  $U_a = A_D U_D$	<p>Transkonduktanz-Verstärker VC-OPV</p>  $I_a = S_D U_D$
Strom-Eingang	<p>Transimpedanz-Verstärker CV-OPV</p>  $U_a = I_N Z = A_D U_D$	<p>Strom-Verstärker CC-OPV</p>  $I_a = k_I I_N = S_D U_D$

Abbildung 2.4: Übersicht über die vier Operationsverstärkertypen [25]

Abbildung 2.4 zeigt die Schaltsymbole der vier Operationsverstärkertypen und deren Übertragungsgleichungen. Die Übertragungsgleichungen werden weiter unten beschrieben. Merkmale der Verstärkertopologien sind die unterschiedlichen Ein- und Ausgangswiderstände. Die Typen mit Spannungsausgang haben niederohmige, die Typen mit Stromausgang hochohmige Ausgänge. Die invertierenden Eingänge sind bei den OPVs mit Spannungseingang hochohmig, bei den OPVs mit Stromeingang niederohmig. Die nichtinvertierenden Eingänge sind bei allen vier Topologien hochohmig.

2.2.1 „Normaler“ Operationsverstärker

Der VV-OPV ist der am weitesten verbreitete OPV-Typ. Anfänglich war nur dieser Typ erhältlich. Er erfreut sich auch heute noch hoher Beliebtheit aufgrund der einfachen und meist unkritischen Beschaltung.

Der normale OPV verhält sich wie eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle. Die Ausgangsspannung ist abhängig von der anliegenden Eingangsspannungsdifferenz. Der nichtinvertierende und der invertierende Eingang sind hochohmig, der Ausgang ist niederohmig. Die

¹Die Bezeichnung *Diamond Transistor* stammt von der Firma Burr Brown

Übertragungsgleichung ist in Formel 2.3 angegeben.

$$U_a = A_D \cdot U_D \quad (2.3)$$

Die Differenzverstärkung A_D beträgt 10^4 bis 10^6 V/V. Somit ergibt sich bei kleiner Eingangsspannungsdifferenz U_D eine hohe Ausgangsspannung U_a . Die hohe Differenzverstärkung bewirkt, dass bei einer rückgekoppelten Schaltung nur die externe Beschaltung einen Einfluss auf das Verhalten der Schaltung hat (idealer OPV).

Die Vorteile der VV-OPVs sind:

- geringe Offsetspannung,
- geringe Offsetspannungsdrift
- hohe Präzision bei niederen Frequenzen
- einfache, universelle Beschaltung.

Aufgrund der vielen verschiedenen Typen, die am Markt erhältlich sind, ergibt sich ein breit gefächertes Anwendungsgebiet. Früher wurden OPVs für analoge Rechenschaltungen eingesetzt. Diese Aufgaben übernimmt heute meist die digitale Signalverarbeitung. Für die Messsignalverarbeitung und im Besonderen für die Signalkonditionierung gibt es moderne spezialisierte OPVs. Man kann den OPV-Typ je nach Bedarfsfall aufgrund dessen herausragender Eigenschaften wählen. Solche Eigenschaften sind zum Beispiel niedriges Spannungsrauschen, hohe Bandbreite, kleine Eingangsruheströme, geringe Offsetspannung, low-power- oder rail-to-rail-Architektur etc. Ein genaueres Studium der Datenblätter ist aber nicht zu vermeiden, da die herausragend erscheinenden Vorteile oft durch kleinere oder größere Nachteile erkauft werden. (Die eierlegende Wollmilchsau² ist noch immer nicht erfunden.)

2.2.2 Transkonduktanzverstärker

Der VC-OPV verhält sich wie eine spannungsgesteuerte Stromquelle. Der Ausgangsstrom ist abhängig von der anliegenden Eingangsspannungsdifferenz. Die beide Eingänge sind hochohmig, der Ausgang ist ebenfalls hochohmig wie bei einer Stromquelle. Die Übertragungsgleichung (Formel 2.4) gibt die Abhängigkeit des Ausgangsstromes I_a an.

$$I_a = S_D \cdot U_D \quad (2.4)$$

Die Übertragungsteilheit S_D (=Transkonduktanz) ist die charakteristische Größe des VC-OPV. Bei manchen Typen kann die Übertragungsteilheit durch die externe Beschaltung beeinflusst werden. Die Spannungsverstärkung ist vom Lastwiderstand abhängig.

²Die eierlegende Wollmilchsau ist ein umgangssprachliches Synonym für Alleskönner

Der innere Aufbau unterscheidet sich zum VV-OPV prinzipiell dahingehend, dass der Ausgangspuffer (=Impedanzwandler) weggelassen wird.

Die Vorteile dieser Topologie sind:

- gute Stabilität bei kapazitiven Lasten,
- hohe Bandbreite (gegenüber Standard-VV-OPVs),
- geringe Offsetspannung.

Kann die Steilheit durch einen externen Widerstand reduziert werden (bei bestimmten OPV-Typen³), dann kann durch diese Stromgegenkopplung (bei bekanntem Lastwiderstand) die Verstärkung eingestellt werden. Das führt dazu, dass eine Spannungsgegenkopplung weggelassen werden kann. Somit können auch kapazitive Lasten betrieben werden, da die Phasenverschiebung aufgrund der fehlenden Rückkopplung keinen Einfluss auf die Stabilität der Schaltung hat. Anwendungsbereiche für VC-OPVs sind:

- Treiber für kapazitive Lasten,
- Leitungstreiber (Koax-Leitungen),
- aktive Filter.

2.2.3 Transimpedanzverstärker

Der CV-OPV verhält sich wie eine stromgesteuerte Spannungsquelle. Die Ausgangsspannung ist abhängig vom Eingangsstrom am invertierenden Eingang. Der invertierende Eingang ist niederohmig, der nichtinvertierende Eingang ist hochohmig. Der Ausgang ist wie beim VV-OPV niederohmig. Die Übertragungsgleichung ist in Formel 2.5 angegeben.

$$U_a = I_N \cdot Z = A_D \cdot U_D \quad (2.5)$$

Die Ausgangsspannung kann mit dem Eingangsstrom am invertierenden Eingang I_N und der internen Impedanz Z berechnet werden. Die interne Impedanz (=Transimpedanz) ist die charakteristische Größe des Transimpedanzverstärkers. Die Differenzverstärkung A_D ist abhängig von der Transimpedanz. Deshalb kann die Ausgangsspannung so wie beim VV-OPV mit der Differenzverstärkung A_D und der Eingangsspannungsdifferenz U_D berechnet werden. Die Eigenschaften des OPVs, vor allem das Frequenzverhalten, sind von der externen Beschaltung abhängig. Deshalb werden von den Herstellern meist die Werte für die Rückkopplungswiderstände vorgeschlagen.

Die interne Beschaltung eines Transimpedanzverstärkers ähnelt der eines VV-OPVs bei dem der Impedanzwandler der Eingangsstufe des invertierenden Einganges fehlt. Die Vorteile des CV-OPVs sind:

³Beispiele für einen VC-OPV sind der MAX436[12] der Firma Maxim Integrated Products (wird nicht mehr produziert) und der LT1228[11] der Firma Linear Technology)

- hohe Bandbreite,
- kurze Anstiegszeiten.

Anwendungsbereiche für CV-OPVs sind Verstärker für hohe Frequenzen:

- Videoverstärker
- ADC-frontend Treiber
- DAC Ausgangspuffer

2.2.4 Stromverstärker

Der CC-OPV verhält sich wie eine stromgesteuerte Stromquelle. Der Ausgangsstrom ist abhängig vom Eingangsstrom am invertierenden Eingang. Der invertierende Eingang ist niederohmig, der nichtinvertierende Eingang ist hochohmig. Der Ausgang ist wie beim VC-OPV hochohmig. Formel 2.6 gibt die Übertragungsgleichung an.

$$I_a = S_D \cdot U_D = k_I \cdot I_N \quad (2.6)$$

Der Ausgangsstrom I_a wird durch die Übertragungsteilheit S_D und die Eingangsspannungsdifferenz U_D bestimmt. Der Strom I_a kann auch durch den Stromübertragungsfaktor k_I multipliziert mit dem Eingangsstrom am invertierenden Eingang I_N berechnet werden. Das Verhalten eines Stromverstärkers ähnelt dem eines „idealen Transistors“. Der nichtinvertierende Eingang kann als Basis, der invertierende Eingang als Emitter und der Ausgang als Kollektor angesehen werden. Der innere Aufbau eines CC-OPVs gleicht dem eines CV-OPVs bei dem wie beim VC-OPV der Ausgangspuffer weggelassen wird. Durch den kurzen Signalweg, vor allem im Rückkopplungspfad, ergeben sich gute Eigenschaften bei hohen Frequenzen. Die Vorteile des Stromverstärkers sind:

- hohe Bandbreite,
- kurze Anstiegszeiten.

Der CC-OPV kann in Emitter-, Kollektor- und Basisschaltungen eingesetzt werden. Im Gegensatz zu Schaltungen mit normalen Transistoren ist keine Arbeitspunkteinstellung notwendig, da diese intern erfolgt. Anwendungsbereiche für CC-OPVs sind:

- Treiber für Laserdioden und Breitband-LEDs,
- Leitungstreiber,
- aktive Filter.

Der Stromverstärker trägt teilweise auch die Bezeichnung OTA (Operational Transconductance Amplifier) [24], obwohl dies auch die Bezeichnung für einen VC-OPV ist. Jedoch kann aus zwei CC-OPVs ein VC-OPV nachgebildet werden.

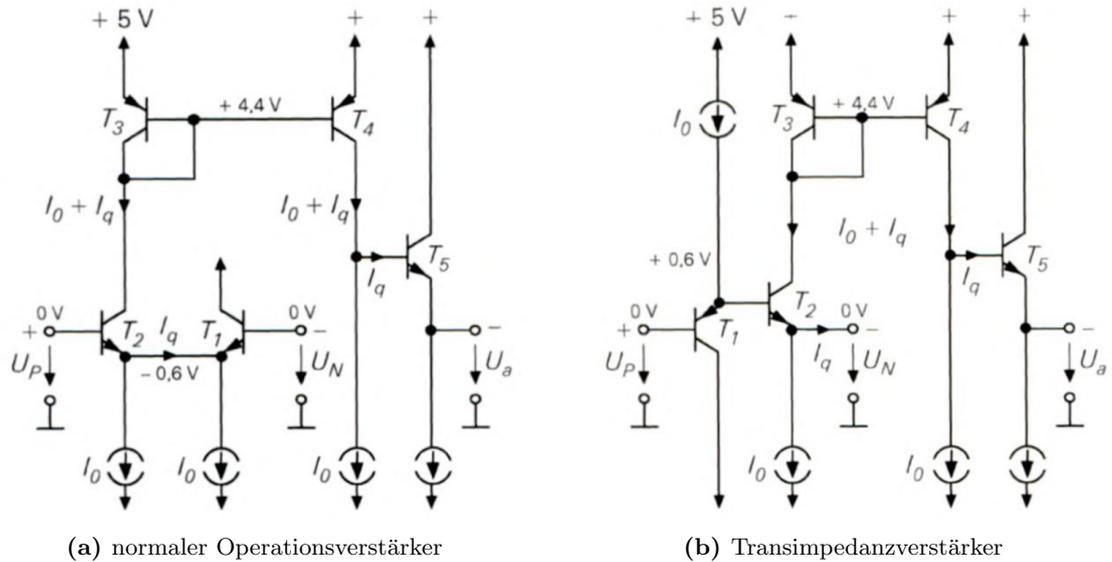


Abbildung 2.5: Vergleich der Prinzipschaltung eines VV-OPVs mit der eines CV-OPVs [25]

2.2.5 Vergleich VV-OPV mit CV-OPV

In Abbildung 2.5 sind einfache, prinzipielle Schaltbilder der zwei Operationsverstärkertopologien VV-OPV und CV-OPV zu sehen. Die Schaltung des normalen Operationsverstärkers in Abbildung 2.5a besteht aus einem Differenzverstärker mit den Transistoren T_1 und T_2 , einem Stromspiegel (T_3 und T_4) und einem Transistor T_5 in Emitterfolger-Schaltung am Ausgang. Abbildung 2.5b zeigt die Schaltung eines Transimpedanzverstärkers. Der Unterschied zum normalen Verstärker ist, dass der invertierende Eingang direkt am Emitter von T_2 ist. Der Eingangstransistor vom VV-OPV, der als Impedanzwandler angesehen werden kann, wird weggelassen. Dadurch ist der invertierende Eingang niederohmig. Am nichtinvertierenden Eingang ist jetzt ein zusätzlicher Transistor zum Ausgleich der Basis-Emitter-Spannung von T_2 nötig. Somit ist die Differenzeingangsspannung immer nahezu Null, T_1 und T_2 bilden einen Spannungsfolger.

Der Unterschied der beiden Topologien macht sich am stärksten im Frequenzverhalten bemerkbar. Bei VV-OPVs mit universaler Frequenzgangkorrektur berechnet sich bei rückgekoppelter Schaltung das Verstärkungsbandbreiteprodukt mit

$$GBP = A \cdot f_g = f_T,$$

wobei A die Verstärkung und f_g die Grenzfrequenz der rückgekoppelten Schaltung sind. Die Transitfrequenz f_T ist die Frequenz, bei der die Verstärkung auf 1 abgesunken ist. Das bedeutet, dass bei steigender Verstärkung die Grenzfrequenz sinkt.

Beim CV-OPV ist aufgrund des Wegfalls des Impedanzwandlers am Eingang keine zusätzliche

Frequenzgangkorrektur notwendig. Der Frequenzgang wird durch die parasitäre Kapazität C am Hochimpedanzpunkt und den Widerstand R_f bestimmt. Der Hochimpedanzpunkt ist in Abbildung 2.5b am Kollektor von T_4 . Der Innenwiderstand an diesem Punkt der Schaltung, also der Kollektor-Emitter-Widerstand von T_4 und dessen parasitäre Kapazität, bildet die Transimpedanz. Da der ohmsche Widerstand der Transimpedanz sehr hoch ist, ist für höhere Frequenzen nur die Kapazität ausschlaggebend. Die Abbildung 2.6 zeigt das Modell eines

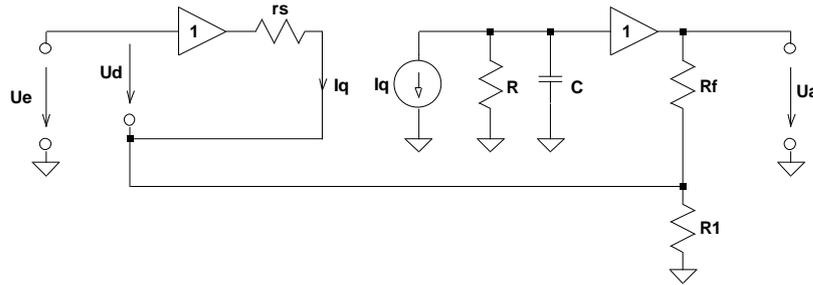


Abbildung 2.6: Modell eines rückgekoppelten Transimpedanzverstärkers

CV-OPVs. Die Transimpedanz ist durch R und C dargestellt. Wird für $r_s \approx 0$ angenommen, errechnet sich die Grenzfrequenz der rückgekoppelten Schaltung mit

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C} \quad (2.7)$$

Die Leerlaufverstärkung A_D ist von der Beschaltung abhängig:

$$A_D = \frac{R}{R_1 \parallel R_f} \quad (2.8)$$

Die Verstärkung A der rückgekoppelten Schaltung, hier als nichtinvertierender Verstärker, berechnet sich wie beim VV-OPV:

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (2.9)$$

Erhöht man die Verstärkung A durch Verringerung von R_1 bei konstantem R_f , bleibt die Grenzfrequenz f_g gleich. Da die Grenzfrequenz abhängig vom Rückkopplungswiderstand R_f ist, wird vom Hersteller des Operationsverstärker meist ein Widerstandswert für R_f empfohlen, auf den der OPV optimiert ist. Wird dieser Wert erhöht, verringert sich die Bandbreite. Wird der Wert verringert, verschlechtert sich das Einschwingverhalten und die Schaltung kann instabil werden [2].

Übersicht der Eigenschaften eines VV-OPVs

Folgende Eigenschaften sind typisch für normale Operationsverstärker [3]. Teilweise werden diese durch spezielle Architekturen ermöglicht.

- Hohe Leerlaufverstärkung und hohe Genauigkeit bei Gleichspannungen
- Kleine Offsetspannung ($< 20 \mu\text{V}$)
- Kleiner Eingangsruhestrom ($< 200 \text{fA}$)
- Symmetrische Eingangsimpedanz
- Flexibilität bei der Auslegung der rückgekoppelten Schaltung
- Rail-to-rail Ein- und Ausgänge
- Konstantes Verstärkungsbandbreiteprodukt
- Hohe Bandbreite und kurze Anstiegszeit
- Geringe Verzerrungen
- Sehr geringe Eingangsrauschspannungsdichte ($< 1 \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)
- Sehr geringes Stromrauschen

Übersicht der Eigenschaften eines CV-OPVs

Folgende Eigenschaften sind typisch für Transimpedanzverstärker [3]. Auch hier gibt es für bestimmte Einsatzzwecke optimierte Typen. Die vergleichenden Angaben beziehen auf die Eigenschaften eines VV-OPVs.

- Geringere Leerlaufverstärkung
- Höhere Offsetspannung
- Die Eingangsimpedanz ist beim nichtinvertierenden Eingang hoch, beim invertierenden Eingang niedrig
- Höherer Eingangsruhestrom
- Festgelegte Werte für den Rückkopplungswiderstand
- Beinahe konstante Bandbreite bei verschiedenen Verstärkungen der rückgekoppelten Schaltung
- Kürzere Anstiegszeit und höhere Bandbreite (im Vergleich zu VV-OPVs mit gleichem Herstellungsprozess und gleicher Verlustleistung)
- Geringe Verzerrungen

- Parasitäre Kapazitäten im Rückkopplungszweig können instabiles Verhalten hervorrufen
- Geringe Eingangsrauschspannungsdichte (1 bis $5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)
- Höheres Stromrauschen

3 Sensorschnittstelle

In diesem Kapitel wird der Schaltungsentwurf der Sensorschnittstelle beschrieben. Dazu werden die technischen Anforderungen an die Schaltung ermittelt. Auf diesen basierend werden verschiedene Lösungsansätze untersucht, dies geschieht teilweise mit dem Simulationsprogramm LTspice IV. Da die Simulationen die Realität mit vertretbarem Aufwand nicht ausreichend abbilden, werden Prototypen gefertigt, an denen die theoretischen Betrachtungen mittels Messungen verifiziert werden und die Schaltungsoptimierung durch Bauteilvariation durchgeführt wird.

3.1 Anforderungen

Die Anforderungen an die Sensorschnittstelle ergeben sich aus den vorliegenden Daten der Sensoren, des erwarteten Eingangssignals, den Ansprüchen an das Ausgangssignal und dem räumlichen Aufbau des Sensorarrays.

3.1.1 Sensoren

Die Piezosensoren werden am Institut für Physik der Karl-Franzens-Universität Graz gefertigt. Es wird ein Array bestehend aus 64 Piezosensoren aufgebaut.

Folgende Daten eines Sensors sind bekannt:

- Abmessungen: Die Länge beträgt 150 mm, die Breite 1,5 mm.
- Die Kapazität beträgt 225 pF.
- Der Sensor weist im relevanten Frequenzbereich kein resonantes Verhalten auf.

3.1.2 Eingangssignal

Für das Eingangssignal der Sensorschnittstelle (bzw. das Ausgangssignal eines Sensors) sind folgende Daten bekannt:

- Die Spannung des auszuwertenden Signals liegt im Bereich von $10 \mu V_{PP}$ bis $100 \mu V_{PP}$.
- Um alle relevanten Frequenzanteile des Nutzsignals zu erfassen, wird für die Sensorschnittstelle eine Bandbreite mit einer unteren Grenzfrequenz von 150 kHz und einer oberen Grenzfrequenz von 10 MHz gefordert.

Am Institut für Physik der KF-Uni Graz wird in einem bereits bestehenden Aufbau das Sensorsignal mit einem Spannungsverstärker erfasst und die Signalauswertung wird dahingehend ausgelegt, deshalb soll auch hier das Signal spannungsverstärkt werden.

3.1.3 Ausgangssignal

Das Ausgangssignal wird mit einer Datenerfassungskarte der Firma NATIONAL INSTRUMENTS weiterverarbeitet. Die genaue Typenbezeichnung lautet NI PXI-5105 [14]. Es werden 4 Karten mit je 8 analogen Eingängen verwendet, somit stehen 32 Analogeingänge zur Verfügung. Aufgrund der hohen Bandbreite sollen die $50\ \Omega$ – Eingänge der Karte verwendet werden. Um die 64 Sensorsignale verarbeiten zu können soll in der Sensorschnittstelle ein 2:1 Multiplexer realisiert werden, welcher mit einem programmierbaren Ausgang der PXI-5105 angesteuert wird.

Analog Input $50\ \Omega$	
	Range [V_{PP}]
Full Scale	0,05
Input Range	0,2
	1
	6
Resolution	12 bits
Bandwidth Limit Filter	24 MHz Antialias Filter
Programmable Function Interface as Output	
Logic Type	3,3 V CMOS

Tabelle 3.1: Auszug aus den Spezifikationen des NI PXI-5105 [14]

3.1.4 Aufbau des Sensorarrays

Das Sensorarray besteht aus 64 Piezosensoren, wobei ein Sensor die Maße $150\ \text{mm} \times 1,5\ \text{mm}$ hat. Sie werden als gerade Linien parallel zur Höhenachse eines halben Zylinders an dessen Mantel angeordnet. Der Durchmesser dieser „halben Röhre“ beträgt $100\ \text{mm}$. Die Länge, bedingt durch die Sensorlänge, beträgt $150\ \text{mm}$. Somit ergibt sich, dass die Sensoren mit einem Abstand von $2,454\ \text{mm}$ platziert sind.

Die Außenseite der Sensoren bildet eine herkömmliche Leiterplatte mit einer Kupferschicht von ca. $35\ \mu\text{m}$ Dicke und dem Basismaterial FR4, welches allerdings so dünn gewählt werden muss, dass die Leiterplatte mit dem Radius des Zylinders gebogen werden kann.

3.1.5 Technische Anforderungen an die Sensorschnittstelle

Aus den vorliegenden Daten, die in den vorhergehenden Abschnitten angeführt sind, werden nun die technischen Anforderungen ermittelt.

Bandbreite

Die Bandbreite der Schaltung wird in Kapitel 3.1.2 gefordert, die untere Grenzfrequenz soll maximal 150 kHz und die obere Grenzfrequenz minimal 10 MHz betragen.

Verstärkung

Aus den gegebenen Werten der erwarteten Spannungspegel des Sensors (Kapitel 3.1.2) und der Spezifikationen der Datenerfassungskarte (Kapitel 3.1.3) lässt sich die benötigte Spannungsverstärkung errechnen. Der kleinste Eingangsspannungsbereich der Karte PXI-5105, wie in Tabelle 3.1 ersichtlich ist, beträgt $50 \text{ mV}_{\text{PP}}$. Um diesen Bereich ausnutzen zu können muss die maximale Sensorspannung, die die Eingangsspannung U_e darstellt, von $100 \mu\text{V}_{\text{PP}}$ auf $50 \text{ mV}_{\text{PP}}$ Ausgangsspannung U_a verstärkt werden. Das ergibt mit der Formel 3.1 einen Verstärkungsfaktor A von 500 V/V . Somit sollte die Gesamtverstärkung der Sensorschnittstelle mindestens 500 V/V betragen. Hierbei ist zu bemerken, dass Analogeingänge mit der Impedanz von 50Ω verwendet werden und somit der Ausgang der Schaltung an diese Impedanz angepasst werden soll.

$$A = \frac{U_a}{U_e} \quad (3.1)$$

Rauschen

Angesichts der sehr niedrigen Signalpegel muss das Eigenrauschen der Sensorschnittstelle so gering wie möglich gehalten werden. Zum Vergleich der Signalspannung mit möglichen Rauschspannungen folgt ein Berechnungsbeispiel für das Rauschen eines Widerstandes mit $100 \text{ k}\Omega$.

$$U_r = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R} \quad (3.2)$$

Mit Formel 3.2 aus [25] wird die Rauschspannung eines Widerstandes berechnet. Dabei ist k die Boltzmann-Konstante $1,38065 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$, T die Temperatur in Kelvin, R der Widerstandswert in Ohm und B die Rauschbandbreite in Hertz. Setzt man für $T = 300 \text{ K}$, für $R = 100 \text{ k}\Omega$ und $B = 10 \text{ MHz}$ ein, erhält man eine Rauschspannung U_R von ca $130 \mu\text{V}$. Die Sensorspannung beträgt aber nur $7 \mu\text{V}$ bis $71 \mu\text{V}$ und würde somit völlig im Rauschen verschwinden.

Störfestigkeit

Der Aufbau ist als Laborgerät ausgelegt, weshalb er nicht den Normen der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) entsprechen muss. Dennoch sollte die Schaltung gegen mögliche äußere Störeinflüsse geschützt werden, da die zu verarbeitenden Signale sehr geringe Pegel und eine hohe Bandbreite aufweisen.

Selbsttestfunktion

Durch eine Selbsttestfunktion sollen Fehlerfälle in der Schaltung und in den Verbindungen zu den Sensoren erkannt werden. Diese Funktion soll mittels eines Schalters zugeschaltet werden können.

3.2 Schaltungskonzept

Anhand der im Abschnitt 3.1 gelisteten Anforderungen wird ein Schaltungskonzept entwickelt. Dazu werden einzelne Schaltungsteile mit verschiedenen Realisierungsvarianten berechnet bzw. mit dem Programm LTSpice IV simuliert.

3.2.1 Größe

Den Abmessungen der Schaltung sind durch den Laboraufbau, in dem das Detektorarray betrieben wird, keine konkreten Grenzen gesetzt. Vielmehr muss wegen der Breitbandigkeit und der kleinen Sensorsignalamplituden ein möglichst kleiner Aufbau der Sensorschnittstelle angestrebt werden. Um äußere Störeinflüsse und Signalverfälschungen am Sensorsignal zu minimieren, ist es notwendig, dass zumindest die Eingangsstufen, die auch der Impedanzanpassung dienen, räumlich eng an den Sensorausgängen platziert werden. Wie in Abschnitt 3.1.4 berechnet, beträgt der Abstand zweier Sensoren 2,454 mm. Die Ausgänge der Sensoren können abwechselnd an den beiden Enden der halben Röhre angelegt werden, der Abstand zweier Ausgänge verdoppelt sich auf 4,908 mm. Das Ziel ist somit, dass eine Eingangsstufe in diesen 4,9 Millimetern Platz findet.

Die Fertigung der Prototypen erfolgt in SMD-Technologie, für die passiven Bauelemente wird die Bauteilgröße „0603“¹ vorgesehen.

3.2.2 Eingangsfiler

Die Eingangsbeschaltung hat die Aufgabe, eventuelle Störsignale wegzufiltern und dabei das Nutzsignal möglichst gering zu beeinflussen. Für die Sensorschnittstelle ist eine untere Grenzfrequenz von 150 kHz und eine obere Grenzfrequenz von 10 MHz gefordert.

¹Gehäusegrößencode in $Z_{01}/100$, das entspricht einer Gehäuselänge von 1,6 mm und -breite von 0,8 mm

Als ersten Ansatz ist ein SMD-Ferrit, eine Eingangskapazität und ein Eingangswiderstand vorgesehen. Die Schaltung ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Der SMD-Ferrit hat dabei die Auf-

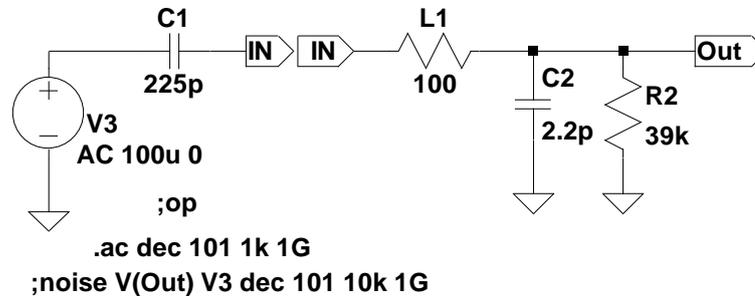


Abbildung 3.1: Schaltung des Eingangsfilters

gabe, hochfrequente Störungen zu bedämpfen. Solche SMD-Ferrite haben die Eigenschaft, dass deren Impedanz ab z.B. 100 MHz stark ansteigt. Sie werden daher zur Erhöhung der Störfestigkeit im Bereich von Mobilfunkfrequenzen eingesetzt. Bei niederen Frequenzen kann ein SMD-Ferrit wie ein ohmscher Widerstand betrachtet werden und wird daher in der Simulation durch einen Widerstand (L_1 in Abb. 3.1) ersetzt. Der Ferrit wird als erstes Bauteil in Serie zum Signalfluss geschaltet.

Die Eingangskapazität C_3 bildet mit dem ohmschen Widerstand der Ferritperle einen Tiefpass erster Ordnung und trägt somit auch zur Dämpfung der hohen Frequenzen bei. Die Grenzfrequenz eines RC-Gliedes berechnet sich mit der Formel 3.3.

$$f_g = \frac{1}{2\pi R \cdot C} \quad (3.3)$$

Hier ist zu beachten, dass die Kapazität wesentlich kleiner als die Kapazität des Sensors gewählt werden muss, da diese Kondensatoren einen kapazitiven Spannungsteiler bilden, der das Eingangssignal verringert. Dies ist besonders am Schaltungseingang zu vermeiden, weil hier die Signalspannung sehr klein ist und somit alle Rauschquellen in diesem Teil der Schaltung höheren Einfluss auf das Signal-Rausch-Verhältnis haben.

Als Wert für C_2 wurde 2,2 pF gewählt, das ergibt mit $L_1 = 100 \Omega$ eine obere Grenzfrequenz von 723 MHz.

Es sind keine genaueren Spezifikationen des Piezosensors bekannt, deshalb wird zur Simulation des Sensors das Ersatzschaltbild (ESB) eines idealen Sensors, das in Abbildung 2.3b zu sehen ist, verwendet. Das ESB wird durch die Spannungsquelle V_3 und der Kondensator C_4 mit der Sensorkapazität von 225 pF in der Abbildung 3.1 dargestellt. Der Eingangswiderstand R_2 bildet mit der Kapazität des Sensors einen Hochpass erster Ordnung, dessen Grenzfrequenz kann mit der Formel 3.3 bestimmt werden. Gewählt wurde der Wert 39 k Ω , das ergibt eine untere Grenzfrequenz von 18,1 kHz, der Einfluss von L_1 wurde vernachlässigt.

Das Simulationsergebnis als Bode-Diagramm ist in Abbildung 3.2 zu sehen und bestätigt die Berechnungen. Das Frequenzband wurde größer als das Frequenzband des Nutzsignals

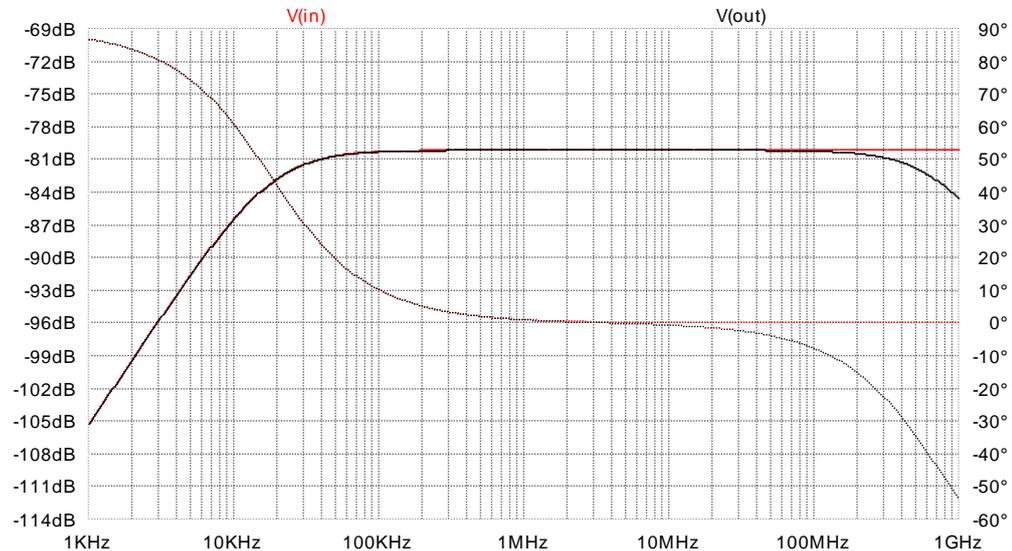


Abbildung 3.2: Bode-Diagramm des Eingangsfilters

gewählt, um dieses nicht zu beeinflussen. Außerdem sind in der nachfolgenden Schaltung weitere Tiefpässe vorgesehen, weshalb hier die Bandbreite großzügig ausgelegt wurde.

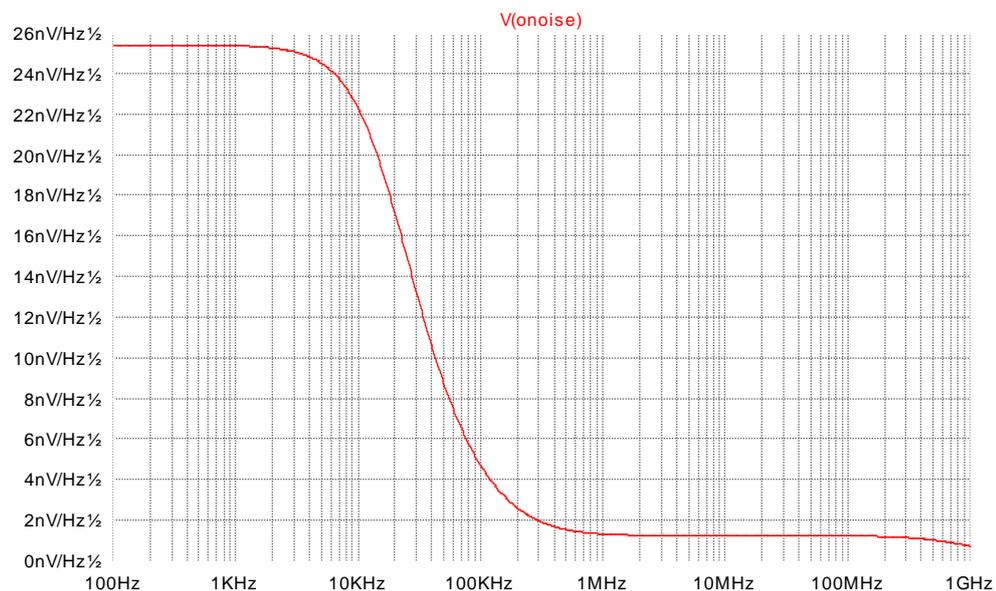


Abbildung 3.3: Rauschen des Eingangsfilters

In Abbildung 3.3 ist die Rauschsimulation zu sehen. Bis 10 kHz dominiert das Rauschen des Widerstandes R_2 . Über 10 kHz wird das Rauschen durch die Sensorkapazität gedämpft. Ab 1 MHz ist nur mehr das thermische Rauschen des Serienwiderstandes vorhanden.

3.2.3 Verstärkerstufen

Wie im Abschnitt 3.1 beschrieben, wird eine Spannungsverstärkung mit dem Faktor 500 benötigt und die Bandbreite soll 10 MHz betragen. Hohe Verstärkungen mit hohen Bandbreiten lassen sich am effektivsten mit Operationsverstärkern (OPV) realisieren. Geht man von einem herkömmlichen OPV mit Spannungsrückkopplung aus, kann man das benötigte Verstärkungsbandbreiteprodukt (*GBP* gain-bandwidth product) mit der Formel 3.4 aus [9] berechnen, wobei A die gewünschte Verstärkung und f_g die gewünschte Grenzfrequenz in Hertz angibt.

$$GBP = A \cdot f_g \quad (3.4)$$

Da das Signal bei der Grenzfrequenz bereits um 3 dB gedämpft und um 45° phasenverschoben wird, soll beim ersten Entwurf eine Bandbreite von 100 MHz erzielt werden. Der Ausgang der Sensorschnittstelle wird an die Eingangsimpedanz 50Ω der Datenerfassungskarte angepasst, dies erfordert einen 50Ω Widerstand in Serie zum Ausgangssignal, was eine Halbierung der Ausgangsspannung des Verstärkers mit sich bringt. Dadurch verdoppelt sich die benötigte Verstärkung. Setzt man für $A = 1000$ und $f_g = 100 \text{ MHz}$ in die Formel 3.4 ein, ergibt sich ein benötigtes Verstärkungsbandbreiteprodukt von $GBP = 100 \text{ GHz}$. Ein Blick in die Datenblätter der schnellsten am Markt erhältlichen Operationsverstärker lässt sofort erkennen, dass diese Anforderung mit einem OPV nicht annähernd erfüllt werden kann. Folglich wird für die Sensorschnittstelle eine mehrstufige Verstärkerschaltung konzipiert.

Erste Verstärkerstufe

Als Eingangsstufe wird zunächst ein spannungsrückgekoppelter Operationsverstärker mit JFET-Eingang vorgesehen. Diese OPV Typen werden zum Beispiel auch in aktiven Tastköpfen für Oszilloskope verwendet. Vorteile dieser JFET-Eingangsstufen sind sehr niedrige Eingangsruhestrome, hohe Eingangsimpedanz, hohe Bandbreite, geringes Spannungsrauschen und sehr geringes Stromrauschen. Die Wahl fiel hier auf einen OPV von Texas Instruments mit der Typenbezeichnung OPA653 [22]. Dieser OPV besitzt eine interne Beschaltung für eine fixe Verstärkung von $+2 \text{ V/V}$ bzw. -1 V/V . Dadurch ist ein sehr platzsparender Aufbau möglich. Hochfrequente Signale und breitbandige OPVs verlangen nach einer gut durchdachten Leiterbahnführung. Der teilweise Wegfall der externen Beschaltung ist hier von Vorteil. Einige Daten zu diesem Bauteil sind in Tabelle 3.2 gelistet.

Bandbreite bei $A = +2 \text{ V/V}$	500 MHz
Eingangsräuschspannung	$6,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Eingangsräuschstrom	$1,8 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Eingangsruhestrom	$\pm 10 \text{ pA}$
Eingangswiderstand	$10^{12} \Omega$
Eingangskapazität	2,5 pF

Tabelle 3.2: Auszug aus dem Datenblatt des OPA653 [22]

Die Beschaltung erfolgt als nicht invertierender Verstärker, weil so hohe Eingangswiderstände realisierbar sind. Abbildung 3.4 zeigt die Schaltung zur Simulation der ersten Verstärkerstufe inklusive des Eingangsfilters. C_4 und V_3 stellen den Piezosensor dar, R_{12} den Widerstand der Ferritperle. Die Versorgung erfolgt über ideale Spannungsquellen.

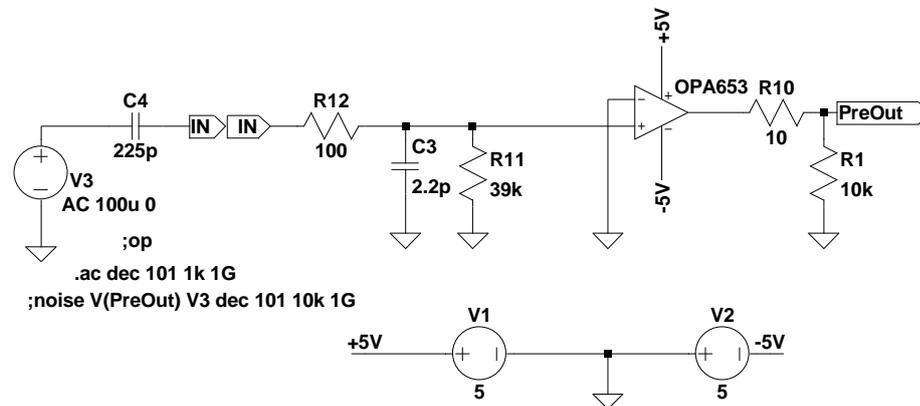


Abbildung 3.4: Schaltung der Eingangsstufe mit OPA653

Die Simulation des Frequenz- und Phasenganges ist in Abbildung 3.5 zu sehen. Die Bandbreite erstreckt sich von 18 kHz bis 434 MHz. Im Nutzsinalbereich von 150 kHz bis 10 MHz liegt der Verstärkungsfehler unter 1%.

Bei Betrachtung der Rauschsimulation in Abbildung 3.6 erkennt man gut die einzelnen Rauschquellen. Im unteren Frequenzbereich bis 1 kHz dominiert das $1/f$ -Rauschen des OPVs, von 1–10 kHz kommt das thermische Rauschen des $39 \text{ k}\Omega$ -Widerstandes zu tragen und ab 100 kHz überwiegt das Spannungsrauschen des Operationsverstärkers. Wie in [25] beschrieben handelt es sich um unkorrelierte Rauschquellen, die quadratisch addiert werden müssen. In der Simulation beträgt die Rauschspannung bei 1 MHz $12,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Das Eingangsspannungsrauschen des OPA653 ist mit $6,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ angegeben, multipliziert

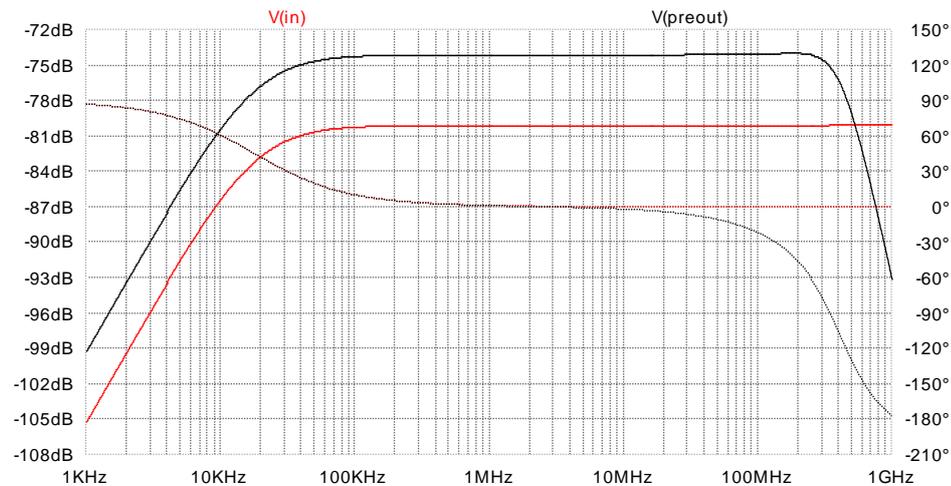


Abbildung 3.5: Bode-Diagramm der Eingangsstufe mit OPA653

mit der Verstärkung 2 ergibt das $12,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Die weiteren Rauschquellen R_{12} , die 160Ω -Widerstände der internen OPV-Beschaltung und das Stromrauschen beider OPV-Eingänge tragen nur einen sehr kleinen Teil zum Gesamtrauschen der Schaltung bei.

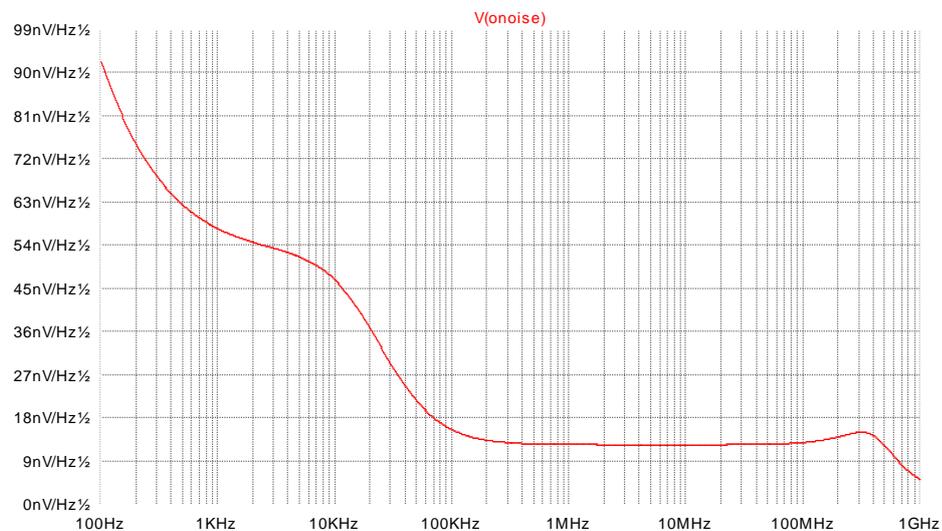


Abbildung 3.6: Rauschen der Eingangsstufe mit OPA653

Zweite Verstärkerstufe

Für die zweite Verstärkungsstufe ist ein spezieller breitbandiger spannungsrückgekoppelter Operationsverstärker vorgesehen. Die Wahl viel hier auf den OPA847 von Texas Instruments,

dessen Datenblatt [19] sehr gute Werte bei Eigenrauschen, Bandbreite und Verstärkung verspricht. Einige Daten hierzu sind in Tabelle 3.3 zu sehen. Dieser OPV ist nicht unity-gain-stable, sondern erst ab einer Verstärkung von $+12\text{ V/v}$ stabil.

GBP bei $A \geq +50\text{ V/v}$	3,9 GHz
Eingangsrauschspannung	$0,85\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Eingangsrauschstrom	$2,5\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Eingangsruhestrom	$-19\text{ }\mu\text{A}$
Eingangskapazität	2 pF
Eingangsoffsetspannung	$\pm 0,1\text{ mV}$

Tabelle 3.3: Auszug aus dem Datenblatt des OPA847 [19]

Der Operationsverstärker wird als nichtinvertierender Verstärker betrieben. Aus dem Datenblatt erfährt man, dass der OPA847 auf eine Verstärkung von $+20\text{ V/v}$ optimiert ist. Die angestrebte Grenzfrequenz von 100 MHz ist bei einer Verstärkung von ca. $+40\text{ V/v}$ möglich.

Abbildung 3.7 zeigt das erste Konzept zur Beschaltung des OPA847. Der Widerstand R_5 stellt den Ausgangskoppelwiderstand der vorhergehenden Stufe dar, der Kondensator C_1 dient der Gleichspannungsentkopplung der Multiplex-Schaltung. Nähere Informationen dazu sind im Abschnitt 3.2.4 angeführt. C_1 bildet mit dem Widerstand R_1 einen Hochpass mit der Grenzfrequenz von 1,6 kHz. Mit der Formel 3.5, die für den nicht invertierenden Verstärker gilt, wurde mit den Widerstandswerten $R_3 = 39\text{ }\Omega$ und $R_2 = 1,2\text{ k}\Omega$ eine Verstärkung von $A = 31,8\text{ V/v}$ gewählt.

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_3} \quad (3.5)$$

Der Eingangswiderstand R_1 ist in diesem Konzept eher hoch angesetzt. Warum $10\text{ k}\Omega$ hier als hoher Wert bezeichnet wird, erklärt sich bei der Betrachtung der Wirkung des Eingangsruhestromes. Wegen der Gleichspannungsentkopplung durch C_1 verursacht der Biasstrom $I_B = -19\text{ }\mu\text{A}$ am Widerstand R_1 einen Spannungsabfall von -190 mV , die Eingangsoffsetspannung von $\pm 0,1\text{ mV}$ kann hier vernachlässigt werden. Multipliziert mit der Verstärkung $A = 31,8\text{ V/v}$ ergibt sich am Ausgang eine Spannung von ca. -6 V . Das ist weit höher als die maximale Ausgangsspannung des OPV, besonders bei einer Versorgungsspannung von $\pm 5\text{ V}$. Der OPV übersteuert und das Nutzsignal ist somit verfälscht. Eine Worst-Case-Betrachtung dieses Falles mit maximalem Eingangsruhestrom von $-41\text{ }\mu\text{A}$, minimale Ausgangsaussteuerbarkeit von $\pm 3\text{ V}$ (aus [19]) und einer Signalspannungsspitze

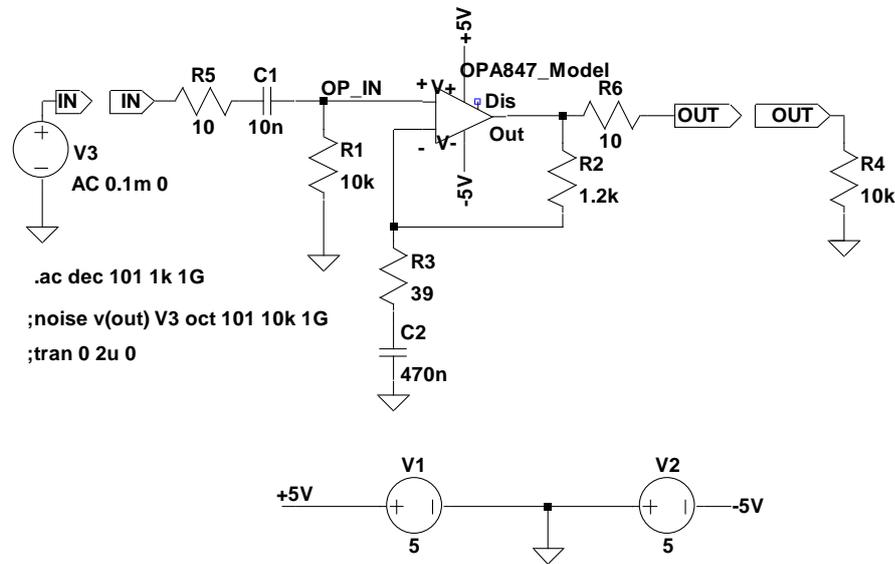


Abbildung 3.7: Schaltung der Verstärkerstufe mit OPA847

am Ausgang von -318 mV_P^2 erlaubt einen maximalen Wert für $R_1 \approx 2 \text{ k}\Omega$. Um höhere Eingangswiderstände zu ermöglichen, wird der Kondensator C_2 eingefügt. Dieser bewirkt für Gleichspannungen eine Verstärkung der Schaltung von 1 V/V . Die Grenzfrequenz dieses Hochpasses beträgt $8,7 \text{ kHz}$.

Die Größenordnung der Widerstandswerte für R_2 und R_3 erklärt sich durch deren Anteil am Rauschen der Schaltung, kleinere Widerstände besitzen kleinere Rauschspannungen. Das Ergebnis der Frequenzgangsimulation ist in Abbildung 3.8 zu sehen. Die untere Grenzfrequenz beträgt 9 kHz , die obere 145 MHz . Im Nutzfrequenzbereich liegt der Verstärkungsfehler unter $0,2 \%$.

Die Simulation des Rauschens dieser Schaltung ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Die Simulation zeigt im Nutzfrequenzbereich eine Rauschspannungsdichte von $40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Um den Einfluß der einzelnen Bauteile auf das Rauschen der Schaltung zu ermitteln, wird eine Berechnung der Rauschquellen in Bezug auf den OPV-Ausgang durchgeführt. Es wird nur der Nutzfrequenzbereich betrachtet, daher kann C_2 als kurzgeschlossen angesehen werden. Das Rauschen von R_1 ist stark gedämpft und wird vernachlässigt.

$$U_{rd} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R} \quad (3.6)$$

²Ausgangsspannung = angenommene Sensorspannungsspitze \times Verstärkung erste Stufe \times Verstärkung zweite Stufe = $-5 \text{ mV}_P \cdot 2 \cdot 31,8 = -318 \text{ mV}_P$

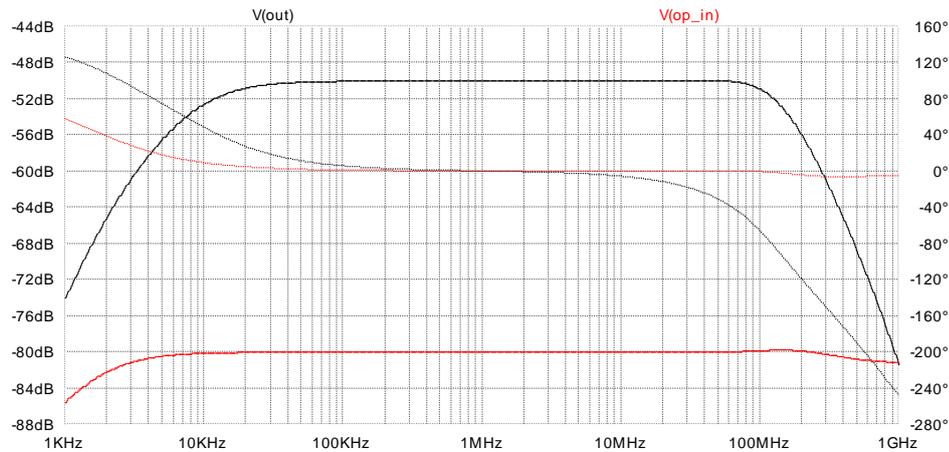


Abbildung 3.8: Bode-Diagramm des zweiten Verstärkers mit OPA847

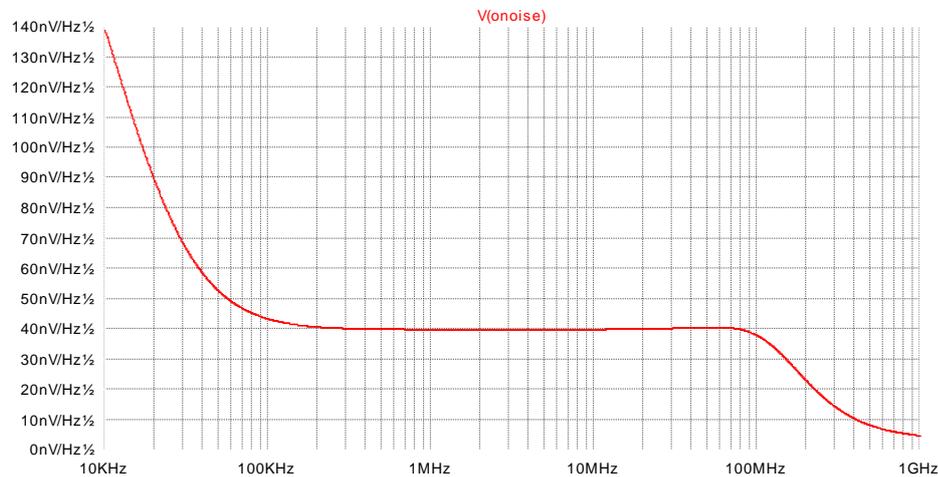


Abbildung 3.9: Rauschen des zweiten Verstärkers mit OPA847

Die Rauschspannungsdichte der Widerstände wird mit Formel 3.6 berechnet, wobei für die Boltzmann-Konstante $k = 1,38065 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$, für die Temperatur $T = 300 \text{ K}$ und für R der Widerstandswert in Ohm eingesetzt wird. Somit erhält man: $U_{rd,R5} = 0,41 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $U_{rd,R3} = 0,79 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ und $U_{rd,R2} = 4,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Die Rauschspannungsdichte des OPA847 ist $U_{rd,OPV} = 0,85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, die Rauschstromdichte ist $I_{rd,OPV} = 2,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Berechnung der einzelnen auf den Ausgang bezogenen Rauschspannungsdichten $U_{rad,\dots}$:

$$U_{rad,R3} = U_{rd,R3} \cdot \frac{R_2}{R_3} = 0,79 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot \frac{1,2 \text{ k}\Omega}{39 \Omega} = 24,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$U_{rad,R5} = U_{rd,R5} \cdot A = 0,41 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot 31,8 \text{ V/V} = 12,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$U_{rad,R2} = U_{rd,R2} \cdot 1 = 4,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot 1 = 4,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$U_{rad,OPV} = U_{rd,OPV} \cdot A = 0,85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot 31,8 \text{ V/V} = 27 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Der Rauschstrom des OPVs verursacht zusätzliche Rauschspannungen an R_2 und R_5 .

$$U_{rad,IR2} = R_2 \cdot I_{rd,OPV} = 1,2 \text{ k}\Omega \cdot 2,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} = 3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$U_{rad,IR5} = R_5 \cdot I_{rd,OPV} \cdot A = 39 \Omega \cdot 2,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot 31,8 \text{ V/V} = 0,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Die gesamte Rauschspannungsdichte am Ausgang ergibt sich durch quadratische Addition der einzelnen Anteile.

$$U_{rad,ges} = \sqrt{U_{rad,R3}^2 + U_{rad,R5}^2 + U_{rad,R2}^2 + U_{rad,OPV}^2 + U_{rad,IR2}^2 + U_{rad,IR5}^2} =$$

$$= \sqrt{24,3^2 + 12,9^2 + 4,5^2 + 27^2 + 3^2 + 0,8^2} = 38,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Die Berechnung zeigt, dass der Hauptanteil der Rauschspannung durch den OPV selbst verursacht wird, lediglich ein kleinerer Wert für R_3 würde noch eine Verbesserung bringen. Wird jedoch die Ausgangsspannung auf den Eingang zurückgerechnet

$$U_{red,ges} = \frac{U_{rad,ges}}{A} = \frac{38,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}}{31,8 \text{ V/V}} = 1,22 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

und mit der Rauschspannung am Ausgang der Eingangsstufe verglichen – diese beträgt, wie oben angegeben, $12,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ – erkennt man, dass die zweite Verstärkerstufe keinen großen Einfluß auf den Signal-Rausch-Abstand hat. Deshalb wird diese Dimensionierung so belassen.

Dritte Verstärkerstufe

Das Kernstück der dritten Verstärkerstufe bildet ein stromrückgekoppelter Operationsverstärker in der Ausführung eines Transimpedanzverstärkers (CV-OPV). Dieser Verstärkertyp ist wegen seines Aufbaus für breitbandige Anwendungen gut geeignet, denn bei der gegengekoppelten Schaltung ist die Bandbreite unabhängig von der Verstärkung der Schaltung [25]. Da die OPV-Eigenschaften wie Leerlaufverstärkung und Grenzfrequenz von der äußeren Beschaltung abhängig sind, sind diese Widerstandswerte in engem Rahmen vorgegeben. Als Typ wurde der THS3201 von Texas Instruments gewählt. Einige Werte aus dem Datenblatt [20] sind in Tabelle 3.4 gelistet. Die Beschaltung erfolgt als nichtinvertierender

Bandbreite bei $A = +1 \text{ V/V}$	1,8 GHz
Bandbreite bei $A = +10 \text{ V/V}$	520 MHz
Eingangsrauschspannung	$1,65 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Eingangsrauschstrom	$13,4 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Eingangsruhestrom	$\pm 14 \mu\text{A}$
Eingangskapazität	1 pF
Eingangsoffsetspannung	$\pm 0,7 \text{ mV}$

Tabelle 3.4: Auszug aus dem Datenblatt des THS3201 [20]

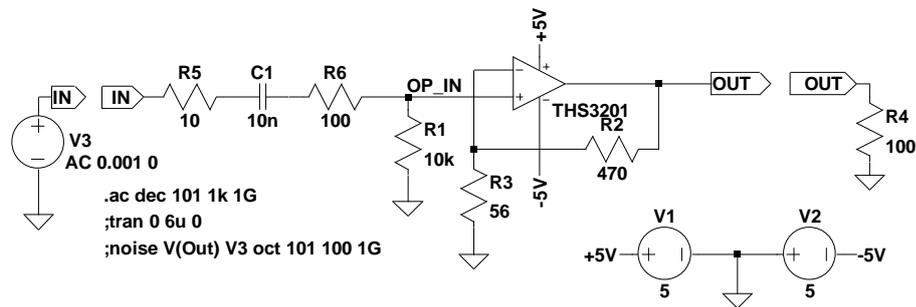


Abbildung 3.10: Schaltung der Verstärkerstufe mit THS3201

Verstärker, wie in Abbildung 3.10 angegeben. R_5 stellt den Serienwiderstand am Ausgang der zweiten Verstärkerstufe, R_6 einen SMD-Ferrit dar. C_1 dient der Gleichspannungsentkopplung, R_1 wird für den Eingangsruhestrom benötigt. Die Widerstandswerte im Rückkopplungszweig (R_2 und R_3) wurden laut Empfehlungen im Datenblatt gewählt und mit der Formel 3.5 ergibt sich eine Verstärkung von $A = 9,4 \text{ V/V}$. Der Lastwiderstand R_4 setzt sich aus einem 50Ω Serienwiderstand zur Impedanzanpassung und dem 50Ω Eingangswiderstand der Datenerfassungskarte zusammen. Abbildung 3.11 zeigt die Simulation des Frequenzganges.

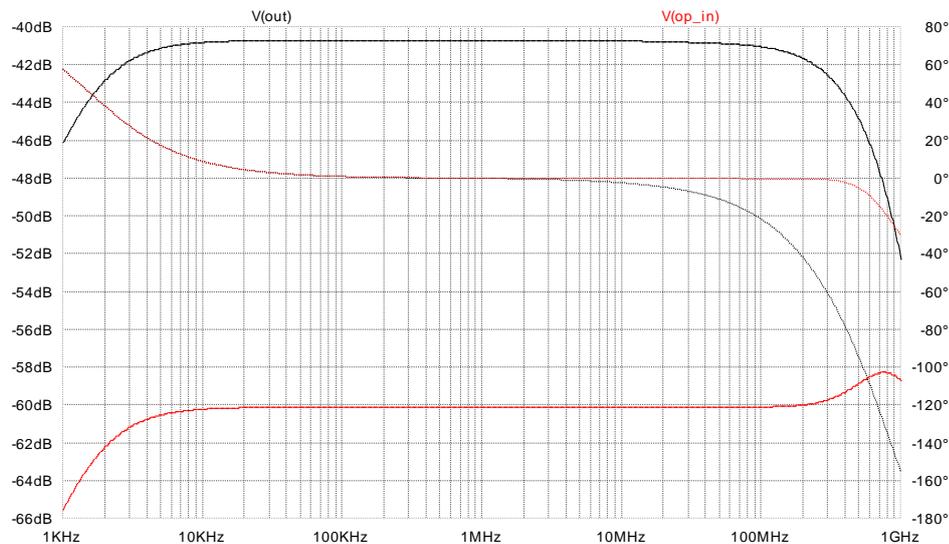


Abbildung 3.11: Bode-Diagramm der Verstärkerstufe mit THS3201

Die Bandbreite reicht von 1,6 kHz bis 390 MHz, im Bereich von 150 kHz bis 10 MHz liegt der Fehler der Verstärkung unter 0,4 %.

Die Simulation der Rauschspannungsdichte am Ausgang des THS3201 ist in Abbildung 3.12 zu sehen. Der Anteil des $1/f$ -Rauschens des OPVs dominiert bis 1 MHz, darüber setzt

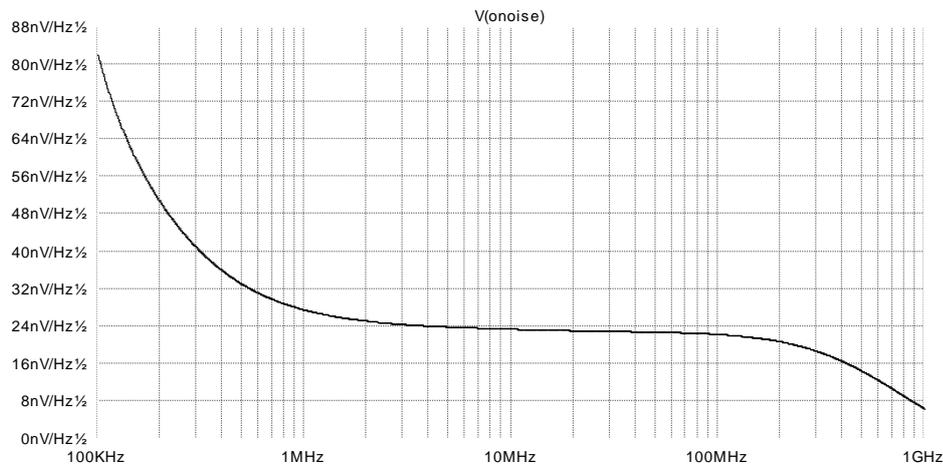


Abbildung 3.12: Rauschsimulation der Verstärkerstufe mit THS3201

sich die Rauschspannung hauptsächlich aus Eingangsspannungsrauschen des THS3201 und Rauschen von $R6$ und $R3$ zusammen. Die Werte sind bei 150 kHz $60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ und über 700 kHz $< 30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Da auch hier das Rauschen der vorhergehenden Schaltung überwiegt, wird vorerst keine Optimierung vorgenommen.

3.2.4 Multiplexer

Wie in Abschnitt 3.1.3 angegeben, ist für die Verarbeitung der 64 Sensorsignale im 32-Kanal Digitizer ein 32-fach 2:1 Multiplexer zu realisieren. Um die Signalwege möglichst kurz und störunempfindlich zu halten, ist pro Sensorschnittstellenausgang ein Multiplexbauteil vorgesehen, das bedeutet, es werden 32 Schalter eingesetzt, die gleichzeitig angesteuert werden.

Der 2:1 Multiplexer wird mit einem Analogschalter in SPDT³-Ausführung realisiert. Die Anordnung erfolgt nach der ersten Verstärkerstufe, somit werden nurmehr 32 zweite und dritte Verstärkerstufen benötigt. Die Suche nach einem Schalterbauteil dessen Eigenschaften den Anforderungen entsprechen, führte zu dem Typ TS5A2053 der Firma Texas Instruments. Wichtige Auswahlkriterien waren Bandbreite, Durchlasswiderstand, Eingangskapazität im eingeschalteten Zustand und Übersprechen. Tabelle 3.5 beinhaltet diese Werte aus dem Datenblatt [21].

Dieser Analogschalter wird mit einer Versorgungsspannung von +5 V betrieben. Weil der Signalpegel innerhalb der Versorgungsspannungsgrenzen bleiben soll, wird zur Signalspannung ein Gleichspannungsanteil von +2 V addiert. Dies geschieht mittels Gleichspannungs-

³SPDT = single-pole double-throw = Wechselschalter

Bandbreite	330 MHz
Durchlasswiderstand	7,5 Ω
Eingangskapazität	18 pF
Übersprechen	-68 dB

Tabelle 3.5: Auszug aus dem Datenblatt des TS5A2053 [21]

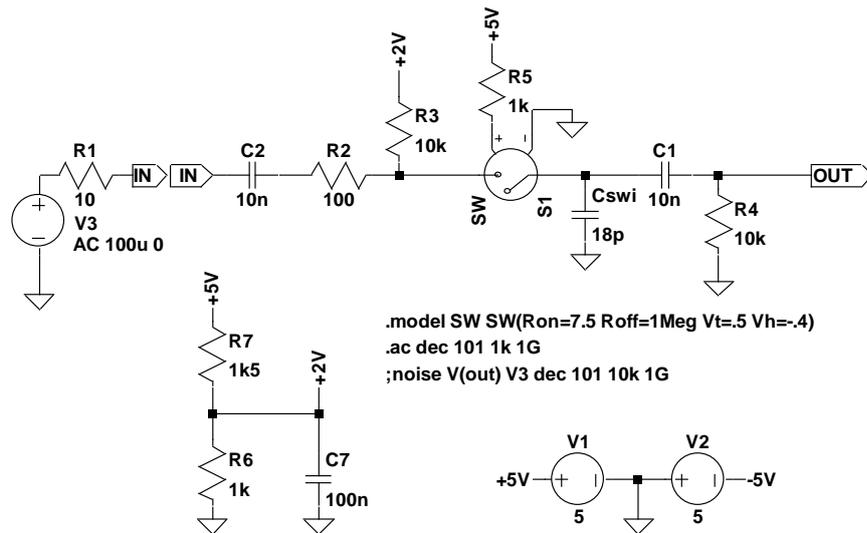


Abbildung 3.13: Schaltung des 2:1 Multiplexers

entkopplung durch jeweils einen Kondensator vor und nach dem Schalter. Abbildung 3.13 zeigt diese Schaltung für einen Messkanal. C_1 und C_2 sind die Koppelkondensatoren, der TS5A2053 wird mittels eines Schaltermodells (S_1) simuliert. Der Durchlasswiderstand beträgt 7,5 Ω , die Kapazität des Schalters ist mit C_{swi} , ein SMD-Ferrit ist mit R_2 dargestellt. Die +2 V Gleichspannung wird durch den Spannungsteiler $R_6 - R_7$ erzeugt. C_7 dient einerseits der Dämpfung des Messsignals am +2 V-Punkt, andererseits der Dämpfung von Störungen auf der +5 V Versorgungsspannung. Der Widerstand R_4 steht für den Eingangswiderstand der darauffolgenden Verstärkerstufe.

In Abbildung 3.14 ist das Ergebnis der Simulation des Frequenzganges zu sehen. Mit den eingesetzten Bauelementen ergibt sich eine untere Grenzfrequenz von 4,2 kHz und eine obere Grenzfrequenz von 77 MHz. Am +2 V-Punkt ist das Nutzsignal ab 150 kHz um ≥ 60 dB gedämpft, dadurch kann diese +2 V Gleichspannung auch für den zweiten Messsignaleingang am Analogschalter genutzt werden, ohne dass sich die Signale der zwei Kanäle gegenseitig störend beeinflussen.

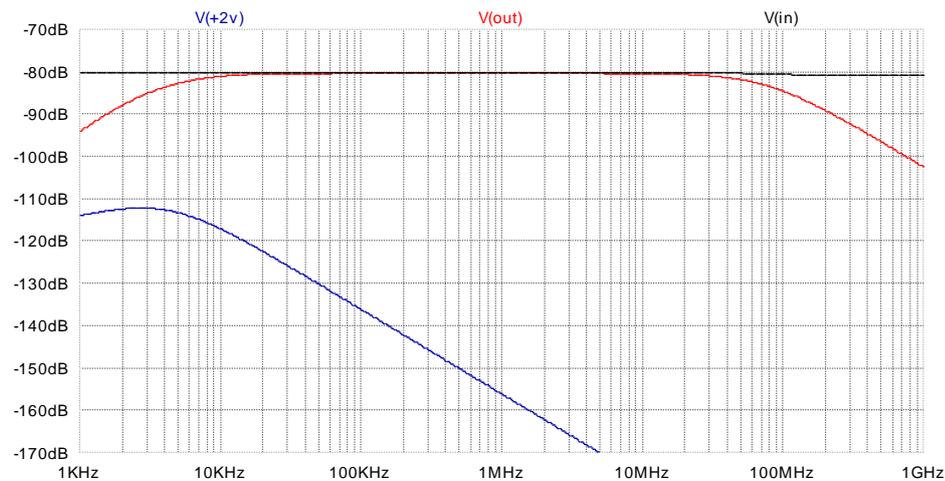


Abbildung 3.14: Frequenzgang der Multiplexschaltung

3.2.5 Erstes Gesamtkonzept

Das erste Konzept der Sensorschnittstelle sieht vor, dass die erste Verstärkerstufe möglichst nahe am Sensor platziert wird. Die Positionierung wäre direkt auf der Sensorplatine möglich. Die Sensorplatine besteht aus herkömmlichem biegsamen Leiterplattenmaterial und bildet eine Kontaktseite der Piezosensoren. Die Leiterbahnen dieser Platine, auf denen schließlich die Piezofolie angebracht wird, bilden die geometrische Form der Sensoren. Ausserhalb der Piezofolie kann die gedruckte Schaltung der Eingangsstufe realisiert werden. Hierfür ist eine sehr kleine Platine notwendig. Die Multiplexer und weiteren Verstärkerstufen werden auf einer weiteren Platine angebracht, die Verbindung zu den vorhergehenden Schaltungsteilen kann mit Drähten, Kabeln oder gedruckten Leitungen erfolgen. Abbildung 3.15 stellt diese Aufteilung dar.

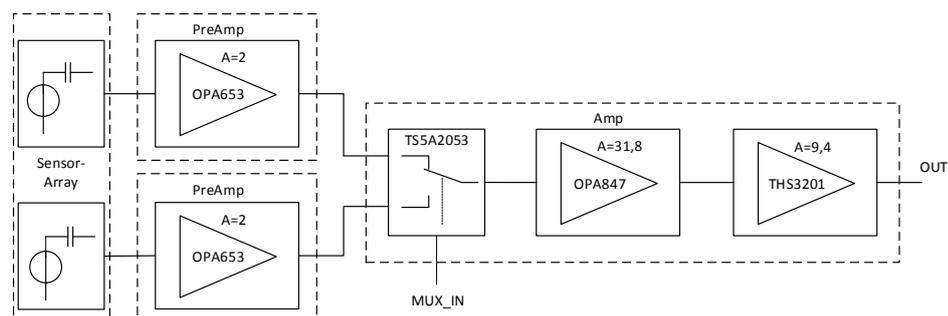


Abbildung 3.15: Blockschaltbild der Schaltungsaufteilung der ersten Prototypen

Für die Spannungsverstärkung werden die in Abschnitt 3.2.3 gewählten Dimensionierungen

herangezogen. Die Verstärkung der ersten Stufe mit OPA653 beträgt 2 V/v , die der zweiten Stufe mit OPA847 $31,8\text{ V/v}$, die der dritten Stufe mit THS3201 $9,4\text{ V/v}$. Durch die Anpassung des Ausganges an ein $50\text{ }\Omega$ -System halbiert sich die Spannungsverstärkung. Die Gesamtverstärkung A_{GES} errechnet sich somit zu:

$$A_{GES} = A_{OPA653} \cdot A_{OPA847} \cdot A_{THS3201} \cdot \frac{1}{2} = 2 \cdot 31,8 \cdot 9,4 \cdot \frac{1}{2} = 299\text{ V/v}$$

Das Ergebnis der Rauschsimulation dieser Gesamtschaltung ist in Abbildung 3.16 zu sehen. Wie schon die Simulationen der einzelnen Schaltungsanteile ergeben haben, ist die Rauschspannungsdichte unterhalb von 150 kHz größer als im Nutzfrequenzbereich.

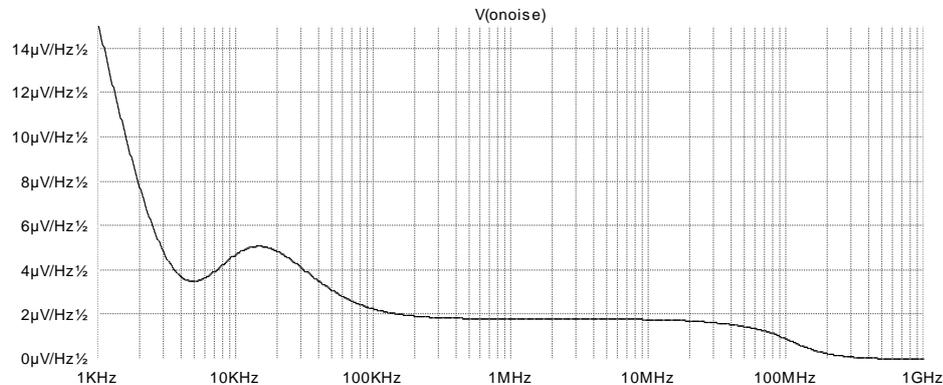


Abbildung 3.16: Rauschsimulation des ersten Gesamtkonzepts

Die Selbsttestfunktion ist in diesem Konzept noch nicht vorgesehen.

3.2.6 Selbsttestfunktion

Die Anforderungen an die Selbsttestfunktion sind

- das Erkennen eines Kontaktfehlers zwischen Sensor und Sensorschnittstelle,
- der Funktionstest der Sensorschnittstelle,
- der Test soll zuschaltbar sein.

Die Kapazität des Sensors aus der Sicht des Signaleinganges der ersten Verstärkerstufe kann als Kapazität eines Tiefpasses angesehen werden. Legt man am OPV-Eingang eine Wechselspannung an, dämpft die Sensorkapazität je nach Innenwiderstand der Spannungsquelle und Serienwiderstand im Signalweg höherfrequente Signale. Ist die Leitung zum Sensor unterbrochen, fällt diese Kapazität weg und somit wird die Wechselspannung nicht mehr gedämpft.

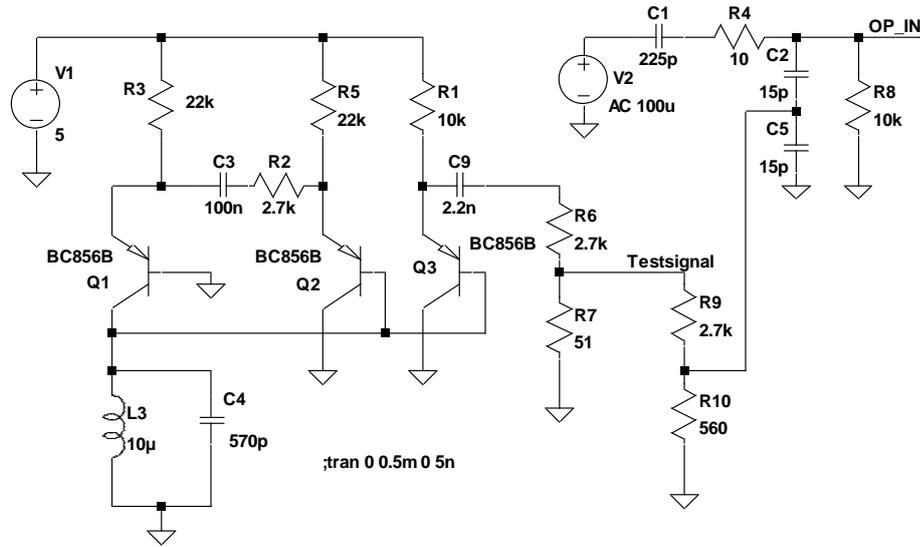


Abbildung 3.17: Schaltung zur Simulation der Selbsttestfunktion

Nach diesem Prinzip wird die Selbsttestfunktion realisiert.

In Abbildung 3.17 ist die Schaltung dargestellt. Die hier angegebenen Bauteilwerte wurden mithilfe eines Versuchsaufbaus der Schaltung, an dem Messungen mit verschiedenen Bauteilen durchgeführt wurden, ermittelt. Der linke Teil, bestehend aus R_3 , R_5 , R_2 , C_3 , Q_1 , Q_2 , L_3 und C_4 bildet einen LC-Oszillator mit zweistufigem Verstärker und Parallelschwingkreis, der einer Schaltung in [25] nachempfunden ist. Die Transistoren sind vom Typ BC856B [15]. Die Resonanzfrequenz f_r eines LC-Schwingkreises kann mit der Formel 3.7 berechnet werden.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.7)$$

Setzt man für L den gewählten Wert von $L_3 = 10 \mu\text{H}$ und für C den Wert von $C_4 = 570 \text{ pF}$ ein, erhält man für $f_r = 2,11 \text{ MHz}$. Der Kapazitätswert von $C_4 = 570 \text{ pF}$ wird im Schaltungsaufbau mit zwei parallel geschalteten Kondensatoren mit den Werten 470 pF und $C_4 = 100 \text{ pF}$ realisiert.

Zur Arbeitspunkteinstellung der Transistoren Q_1 und Q_2 dienen die Widerstände R_3 und R_5 . Über diese soll ein Ruhestrom I_0 von $\approx 200 \mu\text{A}$ eingestellt werden. Im DC-Arbeitspunkt kann die Induktivität L_3 als kurzgeschlossen angesehen werden, somit sind die Basen der Transistoren mit Masse verbunden. Für die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} wird $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ angenommen, die Versorgungsspannung U_V beträgt 5 V . Der Wert der Widerstände errechnet sich mit

$$R_3 = R_5 = \frac{U_V - U_{BE}}{I_0} = \frac{5 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{200 \mu\text{A}} = 22 \text{ k}\Omega.$$

Transistor Q_3 und Widerstand R_1 bilden einen Verstärker in Kollektorschaltung der als Pufferverstärker zur Auskopplung der Sinusschwingung des Oszillators dient. Durch die hochohmige Eingangsimpedanz der Kollektorschaltung wird der LC-Oszillator nur gering beeinflusst und das Oszillatorsignal steht am niederohmigen Ausgang zur Verfügung. Der Ruhestrom wird im Vergleich zum Ruhestrom von Q_2 ungefähr verdoppelt und beträgt mit $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ $440\ \mu\text{A}$. Der Gleichspannungsanteil des Ausgangssignals dieses Pufferverstärkers wird durch C_9 entkoppelt. Die Grenzfrequenz des Hochpasses, der mit C_9 und den nachfolgenden Widerständen ($\cong R_6 + R_7$) gebildet wird, beträgt 26 kHz .

Das Widerstandsnetzwerk R_6, R_7, R_9 und R_{10} liegt folgender Überlegung zu Grunde: Das Testsignal soll an allen 64 Eingangsstufen parallel zur Verfügung stehen und das Signal am Eingang der ersten Verstärkerstufe soll bei Fehlen des Sensors $\leq 2\text{ mV}_{\text{PP}}$ sein, damit keine Übersteuerung am Ausgang des Detektorarrays zustande kommt. Der erforderliche Teilungsfaktor von Oszillatorausgangsspannung zu Einkoppelpunkt an C_5 beträgt $1/315$. Diese Teilung erfolgt durch ohmsche Spannungsteiler in 2 Stufen. R_9 und R_{10} sind an jeder Eingangsstufe vorhanden und haben einen Teilungsfaktor von $1/5,82$. Diese Widerstände bilden den Testsignaleingang (in Abbildung 3.17 als *Testsignal* gekennzeichnet). Die Parallelschaltung aller 64 Testsignaleingänge ergibt einen Gesamtwiderstand von $50,9\ \Omega$. Dieser Gesamtwiderstand und der Widerstand R_6 bilden einen Spannungsteiler mit dem Teilungsfaktor $1/54$. Für die Simulation stellt R_7 die Parallelschaltung der weiteren 63 Testsignaleingänge dar. Der Lastwiderstand der Kollektorschaltung mit Q_3 berechnet sich durch $R_6 = 2,7\text{ k}\Omega$ in Serie mit dem Gesamtwiderstand der Parallelschaltung aller Testsignaleingänge von $50,9\ \Omega$ und beträgt $2,75\text{ k}\Omega$.

Der rechte obere Teil der in Abbildung 3.17 gezeigten Schaltung bildet den Eingangsfilter mit C_2, C_5, R_4 und R_8 und den Sensor mit C_1 und V_2 nach. Die Bauteilwerte entsprechen denen der neuesten Version des Eingangsfilters und nicht der in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Dimensionierung.

Das Verhalten der Schaltung bei Einkopplung des Testsignals lässt sich am einfachsten mit den Frequenzgangsimulationen in Abbildung 3.18 erklären. Dazu wird die Schaltung bei C_9 aufgetrennt und an diesem Punkt eine Wechselspannungsquelle mit einer Amplitude von $0,5\text{ V}$ und veränderlicher Frequenz eingefügt. Die Spannungsquelle V_2 des Transistors wird kurzgeschlossen. Die Grafik zeigt den Vergleich zwischen dem Eingangssignal am OPV-Eingang der ersten Verstärkerstufe mit Sensor und ohne Sensor. Bei der Simulation ohne Sensor ist die Leitung zwischen R_4 und C_1 aufgetrennt. Wie die Kurve $V(\text{op.in.ohne.sensor})$ beschreibt, wirkt der Tiefpass bestehend aus dem Widerstandsnetzwerk R_6, R_7, R_9, R_{10} und C_5 mit einer

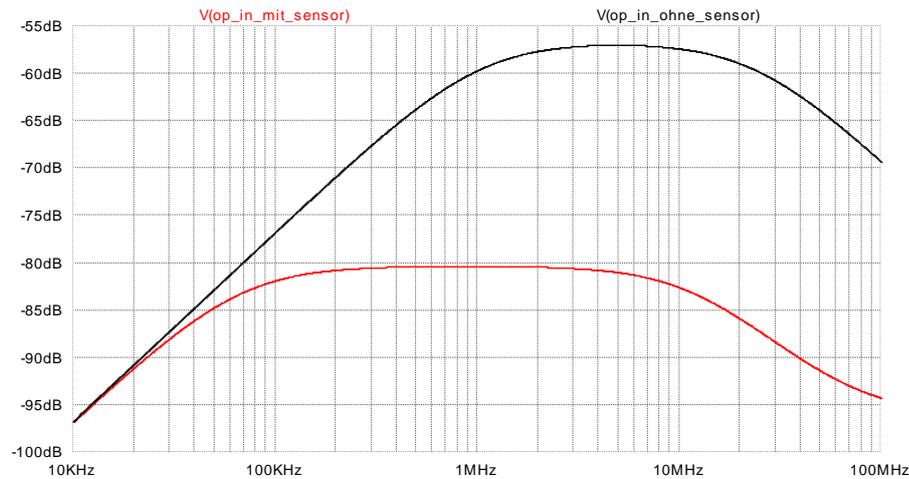


Abbildung 3.18: Simulation des Frequenzganges der Testsignaleinkopplung

Grenzfrequenz von 23 MHz und der Hochpass aus C_2 und R_8 mit der Grenzfrequenz 1 MHz. Wird die Sensorkapazität C_1 wieder angeschlossen, bewirkt diese ein zusätzliches Tiefpassverhalten, wie in der Kurve $V(op_in_ohne_sensor)$ ersichtlich ist. Der Tiefpass aus C_1 und Widerstandsnetzwerk für sich betrachtet hat eine Grenzfrequenz von 1,5 MHz. Bei ungefähr 2 MHz entspricht die Pegeldifferenz der Signale mit und ohne Sensor näherungsweise dem Verhältnis des kapazitiven Spannungsteilers, der mit C_1 und C_2 gebildet wird. Für die Resonanzfrequenz des Oszillators $f_r = 2,11$ MHz ist in der Simulation eine Pegeldifferenz von 23 dB $\hat{=} 14$ V/V abzulesen, somit kann ein defekter Sensorkontakt eindeutig erkannt werden.

3.3 Erste Prototypen

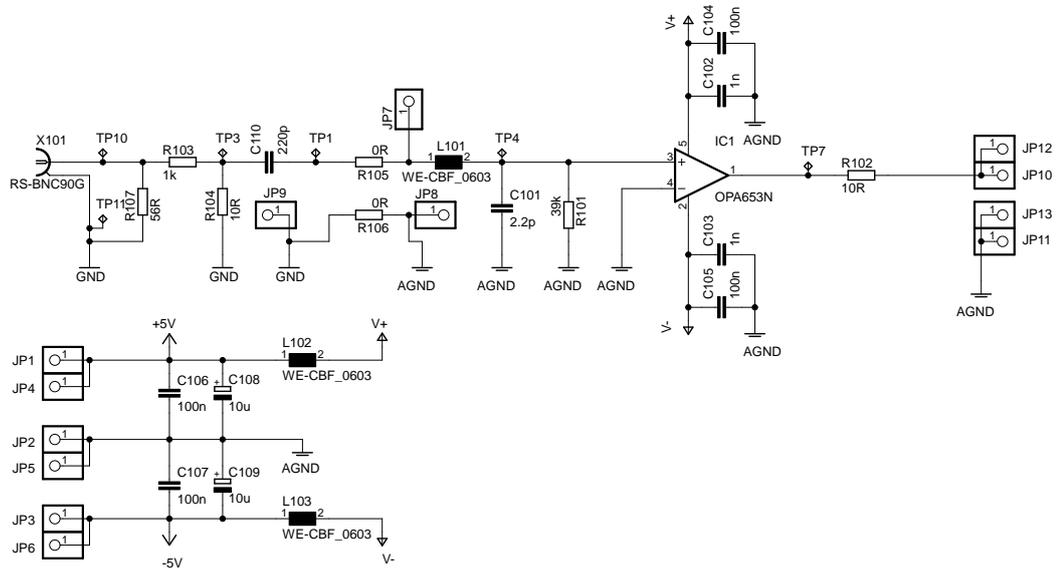
Die ersten Prototypen werden anhand des Konzepts in Abschnitt 3.2.5 entwickelt. Somit werden die Prototypplatinen *PreAmp* und *Amp* gefertigt. Die Dimensionierung laut dem Konzept ist für ein sehr breitbandiges Übertragungsverhalten der Sensorschnittstelle ausgelegt und kann für Testzwecke durch einfaches Austauschen der betreffenden Widerstände auf den Prototypplatinen verändert werden⁴. Die Simulationen und Datenblätter der Verstärkerschaltungen mit OPA847 und THS3201 versprechen höhere mögliche Verstärkungen bei Einhaltung einer Grenzfrequenz von 100 MHz.

Die Spannungsversorgung der Prototypen wird von einem Labornetzgerät geliefert und es sind hierfür keine besonderen Schutz- und Filtermaßnahmen vorgesehen.

Die Selbsttestfunktion wird in den ersten Prototypen noch nicht realisiert.

⁴Bei der ersten Dimensionierung der Gesamtverstärkung wurde von einem höheren Sensorsignalpegel ausgegangen, die diesbezüglichen Anforderungen haben sich während der Schaltungsentwicklung verändert.

3.3.1 PreAmp V0.1

Abbildung 3.19: Schaltplan der Platine *PreAmp V0.1*

In Abbildung 3.19 ist der Schaltplan der Prototypplatine *PreAmp V0.1* zu sehen. Die Dimensionierung des Eingangsfilters, bestehend aus L_{101} , C_{101} und R_{101} wurde bereits in Abschnitt 3.2.2 beschrieben. Um das Verhalten dieser Schaltung in Verbindung mit einem Piezosensor bestimmen zu können, wird der Sensor mit dem Kondensator C_{110} nachgebildet. Als Sensorspannungsquelle wird ein Frequenzgenerator eingesetzt, der an der BNC-Buchse X_{101} angeschlossen wird. Allerdings liefert der anfangs zur Verfügung stehende Frequenzgenerator keine ausreichend kleinen Spannungspegel, weshalb der ohmsche Spannungsteiler R_{103} - R_{104} benötigt wird. Dieser hat einen Teilungsfaktor von $1/101$. Wird der 0Ω -Widerstand R_{105} (mit einer Drahtbrücke realisiert) entfernt, kann das Signal direkt über den Anschluss JP_7 eingespeist werden. Um Messungen an verschiedenen Stellen der Schaltung einfach durchführen zu können, sind Testpunkte (TP_x) vorgesehen.

Die Kondensatoren C_{102} - C_{105} , die SMD-Ferrite L_{102} und L_{103} sowie die Kondensatoren C_{106} - C_{109} dienen der Versorgungsspannungsstabilisierung und Hochfrequenzentkopplung.

Die Prototypen haben doppelseitige Leiterplatten und für die passiven Bauelemente wird hauptsächlich die SMD-Bauform 0603 eingesetzt. Beim Gestalten der Layouts der Platinen wurden die Anregungen zum Layout-Entwurf in den Datenblättern der OPVs [19, 20, 22] berücksichtigt. Ein wichtiger Punkt ist die Minimierung der parasitären Kapazitäten, die zwischen den OPV-Pins und den Masseflächen entstehen, da durch diese ein instabiles Verhalten der Schaltung bewirkt werden kann. Die Kapazitäten können verringert werden, indem der Bereich um die Pins der OPV Ein- und Ausgänge bis zu den entkoppelnden Widerständen

von den Masseflächen auf beiden Layer-Seiten freigestellt wird. Ein weiterer Punkt ist die Platzierung der Bauteile möglichst nahe am OPV. In Abbildung 3.15 betrifft das vor allem den Serienwiderstand am OPV-Ausgang R_{102} ⁵, der zur Entkopplung der kapazitiven Einflüsse dient, die Eingangsbeschaltung L_{101} , C_{101} und R_{101} , sowie die Kondensatoren zur HF-Entkopplung der Versorgungsspannungen C_{102} – C_{105} .

Bestückungsvarianten Im Zuge der Messungen an den Prototypplatinen werden Änderungen der Bestückung vorgenommen. Auf folgende Bestückungsvarianten wird näher eingegangen:

- *PreAmp V0.1a*: Die Bestückung entspricht dem Schaltplan in Abbildung 3.19
- *PreAmp V0.1b*: Der SMD-Ferrit L_{101} im Signalweg wird durch einen Widerstand mit dem Wert $10\ \Omega$ ersetzt.

3.3.2 PreAmp V0.2

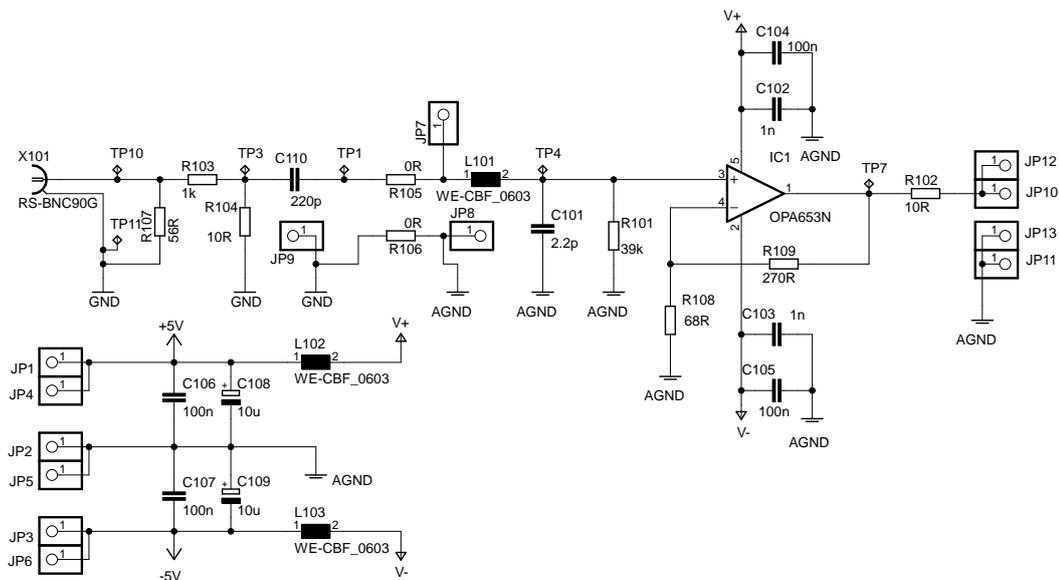


Abbildung 3.20: Schaltplan der Platine *PreAmp V0.2*

Gleichzeitig zum Prototyp *PreAmp V0.1* wird der Prototyp *PreAmp V0.2* gefertigt. Der Schaltplan dazu ist in Abbildung 3.20 zu sehen. Der Unterschied zur Version 0.1 besteht nur in der Möglichkeit zur Bestückung eines Operationsverstärkers mit externer Beschaltung des

⁵In den Datenblättern der Operationsverstärker wird der Serienwiderstand am Ausgang eines OPVs oft als R_{ISO} bezeichnet, da dieser die kapazitive Last „isoliert“. Der Wert ist der kapazitiven Last anzupassen und ist manchmal in Form von Kurven angegeben.

Rückkopplungszweiges. Im Schaltplan ist dafür der OPA659 mit einer Verstärkung von 5 V/V vorgesehen. Der Typ OPA659 hat ähnliche Eigenschaften wie der OPA653 und bietet laut Datenblatt [23] bei dieser Verstärkung eine Grenzfrequenz von 70 MHz , die Eingangsrauschspannungsdichte ist aber mit $8,9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ höher als beim OPA653.

Bestückungsvarianten

- *PreAmp V0.2a*: Die Bestückung entspricht dem Schaltplan in Abbildung 3.20.
- *PreAmp V0.2b*: Statt des OPA659 (IC_1) wird ein OPA847 bestückt, mit den Widerstandswerten $R_{108} = 39\ \Omega$ und $R_{109} = 1,8\text{ k}\Omega$ ergibt sich eine Verstärkung von 47 V/V . Zusätzlich wird ein Kondensator mit dem Wert 470 nF in Serie zum Widerstand R_{108} eingefügt. Der Widerstand R_{101} hat den Wert $10\text{ k}\Omega$. Der SMD-Ferrit L_{101} im Signalweg wird durch einen Widerstand mit dem Wert $10\ \Omega$ ersetzt. In die Versorgungsleitungen des OPVs werden $10\ \Omega$ -Serienwiderstände eingefügt. Dazu werden die Leitungen von L_{102} zu C_{104} und von L_{103} zu C_{105} aufgetrennt und Widerstände eingelötet.

3.3.3 Amp V0.1

Die Abbildung 3.21 zeigt den Schaltplan der Platine *Amp V0.1*. Auf dieser befinden sich der Multiplexer, der zwischen 2 Eingängen umschalten kann, die zweite Verstärkerstufe mit OPA847 und die dritte Verstärkerstufe mit THS3201. Links sind die Eingänge und Versorgungsspannungsanschlüsse angeordnet. $IN1$ und $IN2$ sind die Messsignaleingänge von jeweils einer Eingangsstufe kommend. MUX ist ein digitaler Eingang, der zur Steuerung des Analogschalters verwendet wird. Ein HIGH-Pegel an MUX bewirkt ein Durchschalten des Signaleinganges $IN2$, ansonsten ist $IN1$ durchgeschaltet. Im Schaltplan rechts sieht man den Ausgang der Sensorschnittstelle, der über die BNC-Buchse X_{0101} an ein $50\ \Omega$ -System angeschlossen werden kann. Der Widerstand R_{0111} dient hierbei der Impedanzanpassung. Die Dimensionierung der Schaltung entspricht größtenteils den in den Abschnitten 3.2.3 und 3.2.4 beschriebenen Überlegungen. Zusätzlich sind die Filterkondensatoren C_{0104} und C_{0108} im Signalweg vorgesehen. Der Widerstand R_{0115} kann für Testzwecke zur Überbrückung des Analogschalters bestückt werden. Bei der dritten Verstärkerstufe wird der Kondensator C_{0110} hinzugefügt, der wie bei der zweiten Verstärkerstufe für Gleichspannungen eine Verstärkung von 1 V/V bewirkt, um den Gleichanteil des Ausgangssignals zu verringern. Im Signalweg sind mehrere Testpunkte (JP_x) vorgesehen. Die Kondensatoren C_{0112} – C_{0119} , C_{0122} – C_{0126} und die SMD-Ferrite L_{0104} und L_{0105} dienen der Versorgungsspannungsstabilisierung und Hochfrequenzkopplung.

Die Anforderungen an den Layout-Entwurf sind gleich denen bei der Platine *PreAmp*. Zwar ist die Platinengröße nicht von der Sensoranordnung abhängig, sollte aber wegen möglicher

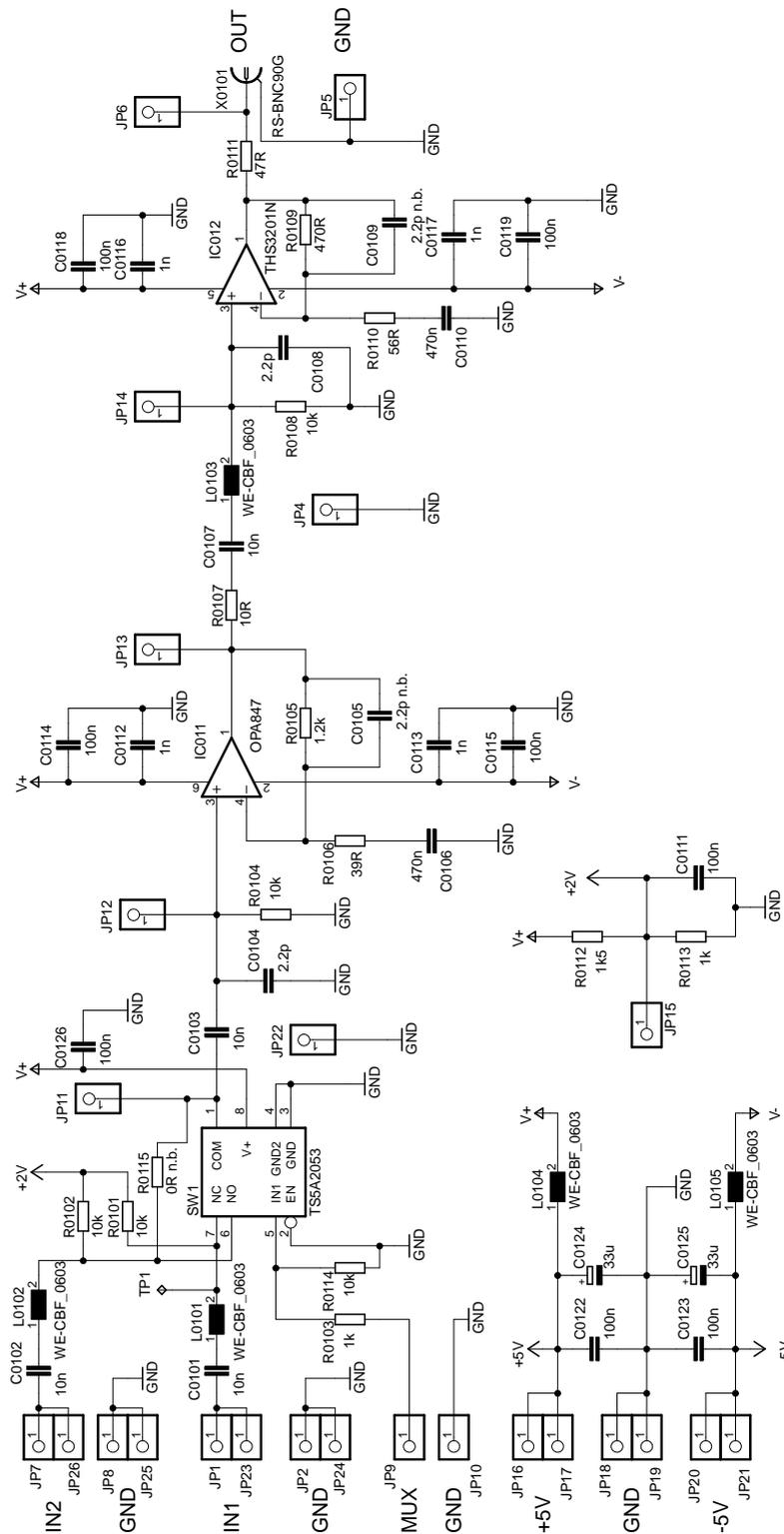


Abbildung 3.21: Schaltplan der Platine Amp V0.1

Störeinflüsse, der Minimierung der Leitungslängen und der im Gesamtaufbau benötigten Anzahl an Sensorschnittstellen nicht zu groß geraten.

Bestückungsvarianten

- *Amp V0.1a*: Die Bestückung entspricht dem Schaltplan in Abbildung 3.21.
- *Amp V0.1b*: Die SMD-Ferrite L_{0101} , L_{0102} und L_{0103} im Signalweg werden jeweils durch einen Widerstand mit dem Wert $10\ \Omega$ ersetzt. In die Versorgungsleitungen der OPVs werden $10\ \Omega$ -Serienwiderstände eingefügt. Dazu werden für IC_{011} die Leitungen von L_{0104} zu C_{0114} und von L_{0105} zu C_{0115} sowie für IC_{012} die Leitungen von L_{0104} zu C_{0118} und von L_{0105} zu C_{0119} aufgetrennt und Widerstände eingelötet.
- *Amp V0.1c*: Zusätzlich zu *V0.1b*: Die dritte Verstärkerstufe mit THS3201 fällt weg. Der Serienwiderstand des Ausganges der zweiten Verstärkerstufe beträgt $47\ \Omega$ und ist direkt mit dem Ausgang *OUT* an X_{0101} verbunden. Der Eingangswiderstand der zweiten Verstärkerstufe R_{0104} wird auf $1\ \text{k}\Omega$ verkleinert.
- *Amp V0.1d*: Zusätzlich zu *V0.1c*: Der Wert von C_{0104} wird auf $220\ \text{pF}$ erhöht, in Serie zu C_{0103} wird ein $10\ \Omega$ -Widerstand eingefügt, das ergibt mit den vorhergehenden Widerständen im Signalweg einen Tiefpass mit der Grenzfrequenz $20\ \text{MHz}$.

3.3.4 Messungen

Es werden einige Messergebnisse angeführt, die für die Weiterentwicklung der Sensorschnittstelle wichtig sind.

Inbetriebnahme

Bei den Messungen zur Stromaufnahme in Tabelle 3.6 sind bei den einzelnen Platinen die Aus- und Eingänge offen, bei der Gesamtschaltung ist der Ausgang von *PreAmp* mit *IN1* von *Amp* verbunden.

Die Tabelle 3.7 gibt die DC-Arbeitspunkte an verschiedenen Messpunkten an. Hierfür ist wieder *PreAmp* mit *Amp* verbunden, der Eingang von *PreAmp* ist an der BNC-Buchse mit Masse kurzgeschlossen und der Ausgang von *Amp* ist mit einem $47\ \Omega$ -Widerstand abgeschlossen.

Die Messergebnisse der Inbetriebnahme stimmen in akzeptablem Rahmen mit den Erwartungen aus der Berechnung und der Simulation überein.

PreAmp V0.1	
Messpunkt	I [mA]
+5V	29,9
-5V	-29,9

Amp V0.1	
Messpunkt	I [mA]
+5V	31,2
-5V	-29,2

Gesamtschaltung	
Messpunkt	I [mA]
+5V	61
-5V	-59

Tabelle 3.6: Stromaufnahme der ersten Prototypen

Messpunkt	U [mV]
PreAmp OPA653_IN <i>TP4</i>	0
PreAmp OPA653_OUT <i>TP7</i>	0
Amp Switch <i>JP11</i>	1970
Amp OPA847_IN <i>JP12</i>	-258
Amp OPA847_OUT <i>JP13</i>	-231
Amp THS3201_IN <i>JP14</i>	-51
Amp OUT <i>JP6</i>	-20

Tabelle 3.7: DC-Arbeitspunkte der ersten Prototypen

Frequenzgang

Zur Frequenzgangmessung wird ein Signalgenerator des Typs Rohde&Schwarz SMB100A und die Oszilloskope Agilent DSA90254A und LeCroy 324 verwendet.

Das Signal des Generators wird an der BNC-Buchse am Eingang von *PreAmp* eingespeist, der Ausgang von *PreAmp* ist mit *IN1* von *Amp* verbunden und der Ausgang von *Amp* ist mit einem 47Ω -Widerstand abgeschlossen. Die Messpunkte zur Erfassung der jeweiligen Kurven sind in Tabelle 3.8 angegeben.

Abbildung 3.22 beschreibt die Frequenzgänge der einzelnen Verstärkerstufen der Bestückungsvarianten *PreAmp V0.1a* und *Amp V0.1a*. Die Messergebnisse zeigen gute Übereinstimmungen mit den berechneten Werten bis zu einer Signalfrequenz von 5 MHz. Im oberen Frequenzbereich sind große Überhöhungen der Verstärkungen zu sehen. Bezogen auf

Kurve	Messpunkt IN	Messpunkt OUT
A PreAmp	PreAmp Sensor_IN <i>TP3</i>	PreAmp OUT <i>JP10</i>
A OPA847	Amp IN1 <i>JP1</i>	Amp OPA847_OUT <i>JP13</i>
A THS3201 50Ohm	Amp OPA847_OUT <i>JP13</i>	Amp OUT <i>JP6</i>
A Amp	Amp IN1 <i>JP1</i>	Amp OUT <i>JP6</i>
A ges	PreAmp Sensor_IN <i>TP3</i>	Amp OUT <i>JP6</i>

Tabelle 3.8: Messpunkte zur Erfassung der Frequenzgangkurven der ersten Prototypen

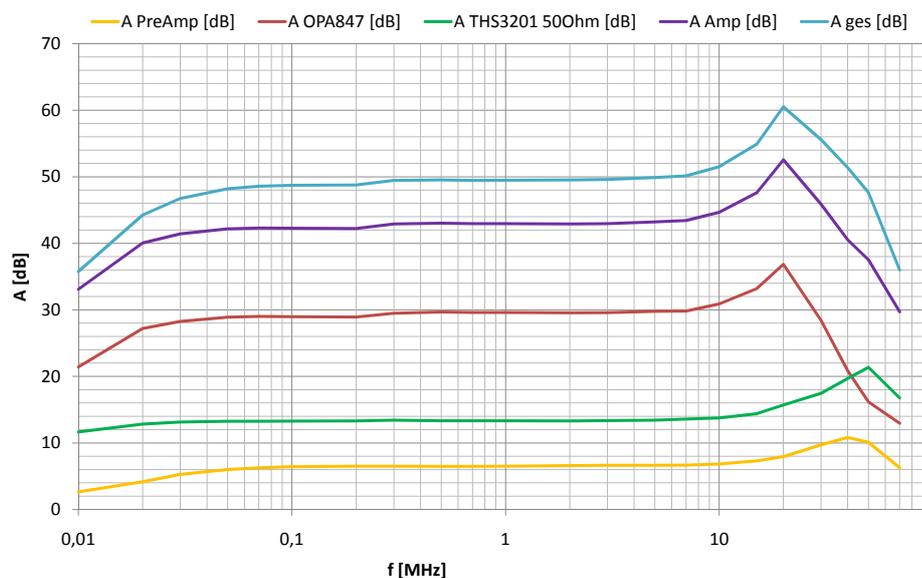


Abbildung 3.22: Messung des Frequenzganges von *PreAmp V0.1a* und *Amp V0.1a*

die Verstärkung bei 1 MHz betragen die Abweichungen bei der Kurve *A PreAmp* +4,3 dB bei 40 MHz, bei der Kurve *A OPA847* +7,2 dB bei 20 MHz und bei der Kurve *A THS3201 50Ohm* +8,0 dB bei 50 MHz. Für die Verstärkung der Gesamtschaltung *A ges* ergibt sich die größte Abweichung von +11 dB bei 20 MHz.

Da diese Ergebnisse nicht akzeptabel sind, werden Umbauten an den Prototypen vorgenommen. Bei Varianten *PreAmp V0.1b* und *Amp V0.1b* werden die SMD-Ferrite im Signalweg durch Widerstände mit dem Wert 10Ω ersetzt. Zusätzlich werden Serienwiderstände in die Versorgungsleitungen der OPVs eingefügt. Die Frequenzgangmessungen werden nochmals durchgeführt, das Ergebnis der Messungen an *Amp V0.1b* ist in [Abbildung 3.23](#) zu sehen. Die Überhöhungen der zweiten Verstärkerstufe mit OPA847 (*A OPA847*) sind wesentlich geringer, die Spitze bei 20 MHz tritt nicht mehr auf, die Abweichung bei 100 MHz beträgt +3,0 dB. Bezogen auf die Verstärkung bei 1 MHz beträgt die Abweichung der Kurve *A THS3201 50Ohm* +4,0 dB bei 20 MHz.

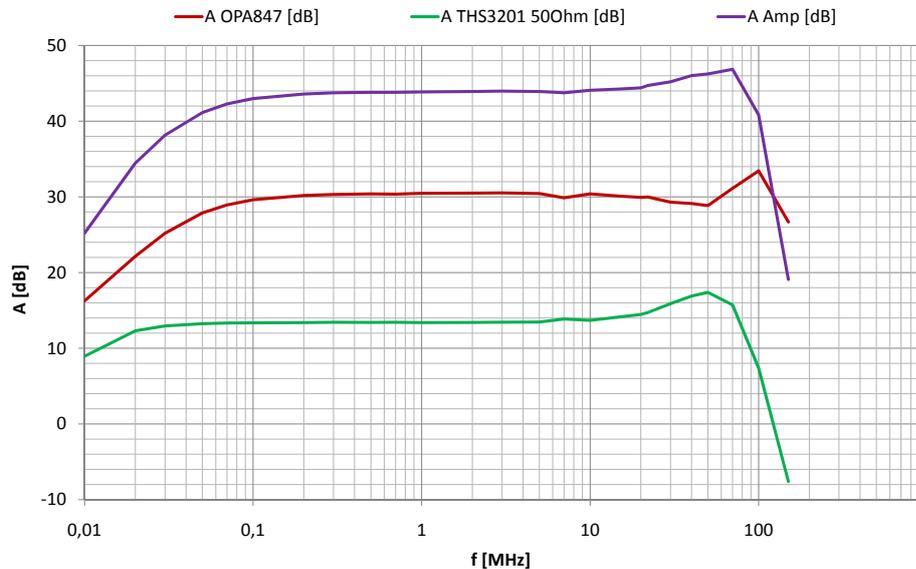


Abbildung 3.23: Messung des Frequenzganges von *Amp V0.1b*

Die Schaltung mit den Bestückungsvarianten *PreAmp V0.2b* und *Amp V0.1c* stellt ein weiteres Konzept dar. Als erste Verstärkerstufe kommt der OPA847 mit einer Verstärkung von 47 V/v und einem Eingangswiderstand von $10\text{ k}\Omega$ zum Einsatz. Als zweite Verstärkerstufe dient wie gehabt ein OPA847 mit der Verstärkung $31,8\text{ V/v}$. Das ergibt eine Gesamtverstärkung an $50\ \Omega$ von 747 V/v . Die dritte Verstärkerstufe kann somit eingespart werden. Zudem bietet der OPA847 im Vergleich zum OPA653 ein um den Faktor 7 besseres Eingangsspannungsrauschen, welches zusammen mit einer hohen Verstärkung in der ersten Stufe ein besseres Rauschverhalten der Sensorschnittstelle bieten soll. Abbildung 3.24 zeigt den Frequenzgang der einzelnen Stufen dieser Schaltungsvariante. Die Kurve *A Switch* stellt den Frequenzgang des Analogschalters zwischen den Messpunkten *Amp IN1 JP1* und *Amp OPA847_IN JP12* dar. Die Kurve *A Amp 847 50Ohm* hat die Messpunkte *Amp OPA847_IN JP12* und *Amp OUT JP6*. Die Messpunkte der Kurven *A PreAmp* und *A ges* sind in Tabelle 3.8 angeführt. Der Frequenzgang von *PreAmp V0.2b* zeigt eine untere Grenzfrequenz von 70 kHz . Bezogen auf die Verstärkung bei 1 MHz beträgt die maximale Überhöhung $+1,7\text{ dB}$ bei 40 MHz . Die Kurve *A Amp 847 50Ohm* zeigt kleine Überhöhungen bei 40 MHz und 70 MHz . Mit der Dämpfung durch den Analogschalter im oberen Frequenzbereich ergibt sich für die Gesamtschaltung ein geradliniger Verlauf mit einer maximalen Überhöhung von $+0,3\text{ dB}$ bei 35 MHz .

Ein weitere Variante stellt die Schaltung mit *PreAmp V0.2b* und *Amp V0.1d* dar. Hier wurde die Grenzfrequenz des Tiefpasses vor der zweiten Verstärkerstufe auf 20 MHz herab-

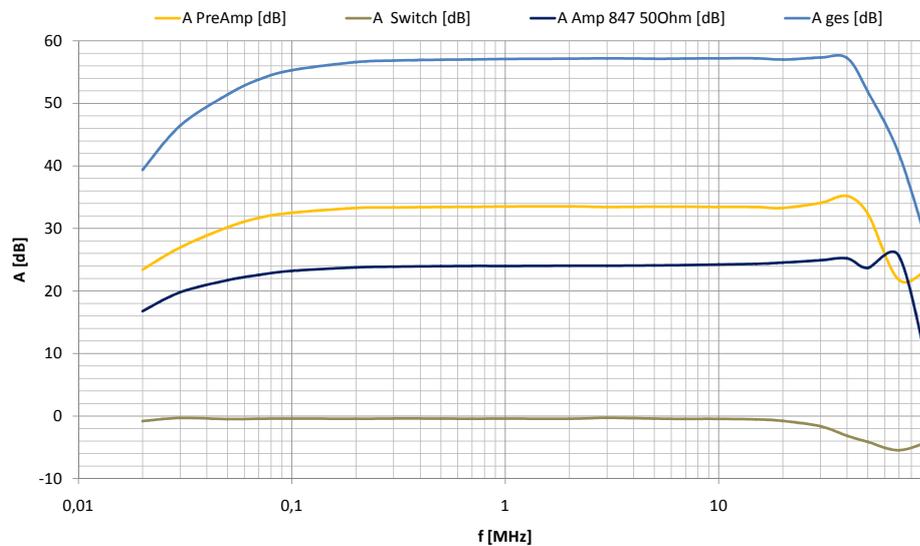


Abbildung 3.24: Messung des Frequenzganges von *PreAmp V0.2b* und *Amp V0.1c*

gesetzt. Der Frequenzgang der Gesamtschaltung, der in Abbildung 3.25 zu sehen ist, zeigt keine Überhöhungen im oberen Frequenzbereich, jedoch beträgt die obere Grenzfrequenz nur mehr 20 MHz.

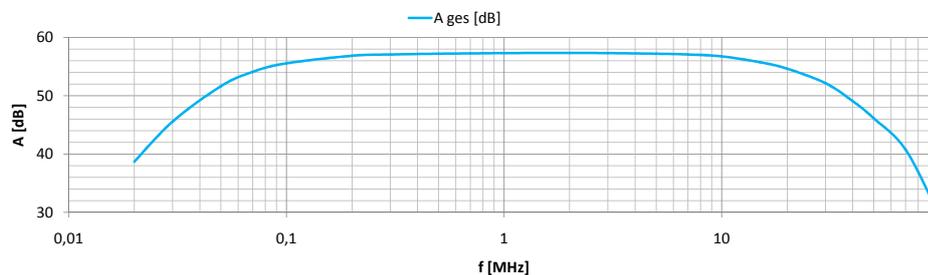


Abbildung 3.25: Messung des Frequenzganges von *PreAmp V0.2b* und *Amp V0.1d*

Rauschen

Der Einfluss der SMD-Ferrite im Signalweg auf das Rauschverhalten der Gesamtschaltung wird mit einer Vergleichsmessung überprüft. Dazu wird in die Schaltung mit den Bestückungsvarianten *PreAmp V0.2b* und *Amp V0.1c* ein Eingangssignal mit 1 MHz und 10 mV_{PP} eingespeist, somit beträgt die Spannung am Testpunkt *PreAmp Sensor_IN TP3* 100 μ V_{PP}. Abbildung 3.26 zeigt die Oszilloskopbilder des Ausgangssignals am Messpunkt *Amp OUT JP6*. Abbildung 3.26a zeigt das Ausgangssignal mit bestückten SMD-Ferriten im Signalweg, Abbildung 3.26b zeigt das Ausgangssignal der Schaltung mit 10 Ω -Widerständen

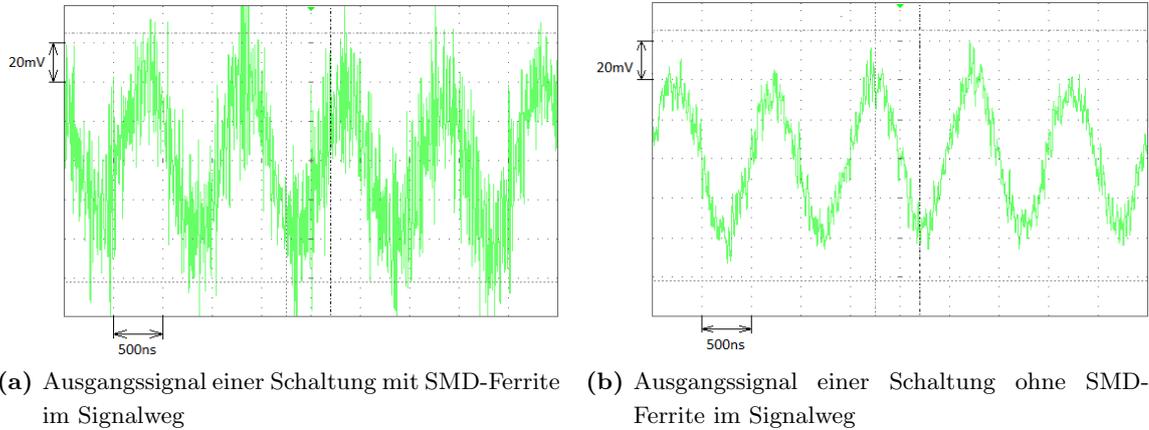


Abbildung 3.26: Vergleich des Rauschens zweier Prototypvarianten

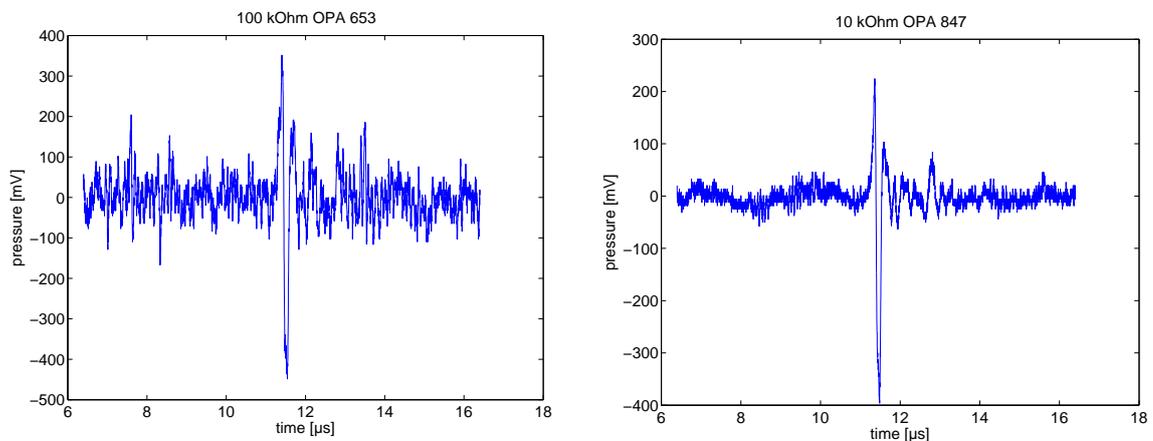
statt der Ferrite.

Weiters werden Vergleichsmessungen der verschiedenen Bestückungsvarianten mit OPA653 und OPA847 als erste Verstärkerstufe durchgeführt. Gemessen wird an den Schaltungen *PreAmp V0.1b* mit *Amp V0.1b* und *PreAmp V0.2b* mit *Amp V0.1c*. Der Eingang von *PreAmp* ist an der BNC-Buchse mit Masse kurzgeschlossen und der Ausgang von *Amp* ist mit einem 47Ω -Widerstand abgeschlossen. Mit dem Oszilloskop Agilent DSA90254A und einem 10:1 Tastkopf wird der Effektivwert der Ausgangsspannung ohne Gleichspannungsanteil gemessen. Am kurzgeschlossenen Tastkopf werden im verwendeten Messbereich $\sim 3\text{ mV}$ Rauschspannung gemessen. In Tabelle 3.9 sind die Messergebnisse gelistet. A gibt die Verstärkung der jeweiligen Schaltung an, U_{rOut} die gemessene Ausgangsrauschspannung abzüglich der Tastkopfrauschspannung (quadratisch subtrahiert) und U_{rIn} die auf den Eingang zurück gerechnete Eingangsrauschspannung.

Prototypvariante	A [V/V]	U_{rOut} [mV]	U_{rIn} [μV]
PreAmp V0.1b - Amp V0.1b	300	13,5	45
PreAmp V0.2b - Amp V0.1c	710	8,5	12

Tabelle 3.9: Vergleich des Rauschens zweier Prototypvarianten

Am Institut für Physik der KF-Uni Graz werden Tests mit den verschiedenen Prototypvarianten durchgeführt, um neue Erkenntnisse für die Weiterentwicklung zu erlangen. Die Prototypen werden an einen Piezosensor in einem Versuchsaufbau zur Erforschung der photoakustischen Tomographie angeschlossen. Der Laserstrahlbeschuss einer speziellen Flüssigkeit erzeugt die zu detektierenden Ultraschallwellen, die mit diesem Liniensensor



(a) Ausgangssignal der Schaltung mit *PreAmp V0.1b* und *Amp V0.1b* (b) Ausgangssignal der Schaltung mit *PreAmp V0.2b* und *Amp V0.1c*

Abbildung 3.27: Vergleich der Sensorsignale eines PAT-Versuchsaufbaus verstärkt mit verschiedenen Prototypvarianten

aufgenommen werden. Zum Vergleich werden die Prototypen *PreAmp V0.1b* mit *Amp V0.1b* mit den Eingangswiderständen $10\text{ k}\Omega$ und $100\text{ k}\Omega$ und die Schaltung mit *PreAmp V0.2b* und *Amp V0.1c* mit einem Eingangswiderstand von $10\text{ k}\Omega$ herangezogen.

Die Messungen zeigen, dass die verschiedenen Eingangswiderstände keine merklichen Unterschiede bei der Größe der Amplitude des Ausgangssignals hervorrufen.

Weiters werden mittels einer Datenanalysesoftware, die auch zur Analyse der Signale der photoakustischen Tomographie verwendet wird, die Signal-Rausch-Abstände bei den verschiedenen Prototypaufbauten ermittelt. Diese Berechnung ergibt für die Schaltung *PreAmp V0.1b* mit *Amp V0.1b* einen Signal-Rausch-Abstand von 11 V/v und für die Schaltung *PreAmp V0.2b* mit *Amp V0.1c* einen Signal-Rausch-Abstand von 40 V/v .

Abbildung 3.27 zeigt den Vergleich eines Sensorsignals des PAT-Versuchsaufbaus, verstärkt mit *PreAmp V0.1b* mit *Amp V0.1b* und $100\text{ k}\Omega$ Eingangswiderstand in Abbildung 3.27a und verstärkt mit *PreAmp V0.2b* mit *Amp V0.1c* und $10\text{ k}\Omega$ Eingangswiderstand in Abbildung 3.27b. Diese Messung zeigt einen deutlich geringeren Rauschspannungsanteil bei der Signalverstärkung mit der Schaltung mit *PreAmp V0.2b* gegenüber der Signalverstärkung mit der Schaltung mit *PreAmp V0.1b*. Die Höhe der Amplituden kann nicht direkt miteinander verglichen werden, da keine identischen Verhältnisse bei den beiden Messungen geschaffen werden konnten. Jedoch sollte der Sensorsignalpegel bei der Messung mit *PreAmp V0.1b* höher sein als bei der Messung mit *PreAmp V0.2b*, das bedeutet, dass der Signal-Rausch-Abstand von *PreAmp V0.2b* im Verhältnis zu *PreAmp V0.1b* besser ist als hier dargestellt.

3.4 Zweite Prototypen

Die ersten Prototypen können nur das Signal eines Sensors konditionieren. Um die Eigenschaften eines Detektorarrays mit mehreren parallel zueinander angeordneten Liniensensoren prüfen zu können, wird eine weitere Prototypschaltung entwickelt. Diese soll an acht Sensoren angeschlossen werden und jeweils vier Signale parallel verstärken können.

Zu den Anforderungen an die ersten Prototypen, wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, kommen somit noch folgende Punkte:

- 8 parallele Eingangsstufen
- 4 Stück 2:1 Multiplexer
- 4 Ausgangsstufen
- möglichst geringes Übersprechen zwischen den einzelnen Kanälen
- Einbau in ein Gehäuse zur einfachen Handhabung in Verbindung mit einem PAT-Versuchsaufbau

Die Tests der ersten Prototypen, die in Abschnitt 3.3.4 beschrieben sind, zeigen, dass das zweite Konzept bessere Eigenschaften gegenüber dem ersten Konzept aufweist. Das zweite Konzept beinhaltet die Realisierung der Eingangsstufe mit dem Operationsverstärker OPA847. Nach Rücksprache mit dem Institut für Physik der KF-Uni Graz wird das zweite Konzept zur Weiterentwicklung herangezogen. Weiters werden die Anforderungen an die Frequenzbandbreite der Sensorschnittstelle angepasst. Die Sensorsignalbandbreite von 150 kHz bis 10 MHz wird als mindestens notwendige -3dB-Bandbreite der Sensorschnittstelle festgelegt. Somit kann die geforderte Verstärkung mit dieser Bandbreite mit zwei Verstärkerstufen realisiert werden.

Abbildung 3.28 beschreibt die Schaltungsaufteilung auf die Platinen der zweiten Prototypen. Auf der Platine *PreAmp* befinden sich acht Eingangsverstärker. Diese Platine soll möglichst nahe am Sensorarray, welches aus acht Liniensensoren besteht, platziert werden. Für den Anschluss der Sensoren sind SMA-Buchsen vorgesehen. Die Multiplexer und zweiten Verstärkerstufen werden auf einer eigenen Platine (*Amp*) platziert. Diese Platine wird über ein kurzes Flachbandkabel mit der Platine *PreAmp* verbunden. Die Spannungsversorgung wird von einem Labornetzgerät bereitgestellt, dafür sind Anschlüsse auf *Amp* vorgesehen. Über das Flachbandkabel wird die Spannungsversorgung an *PreAmp* angeschlossen. Die Platine *Amp* besitzt den digitalen Eingang *MUX_IN*, über diesen können die vier Multiplexer angesteuert werden. Für die vier Ausgänge der Sensorschnittstelle ist jeweils eine SMB-Buchse vorgesehen.

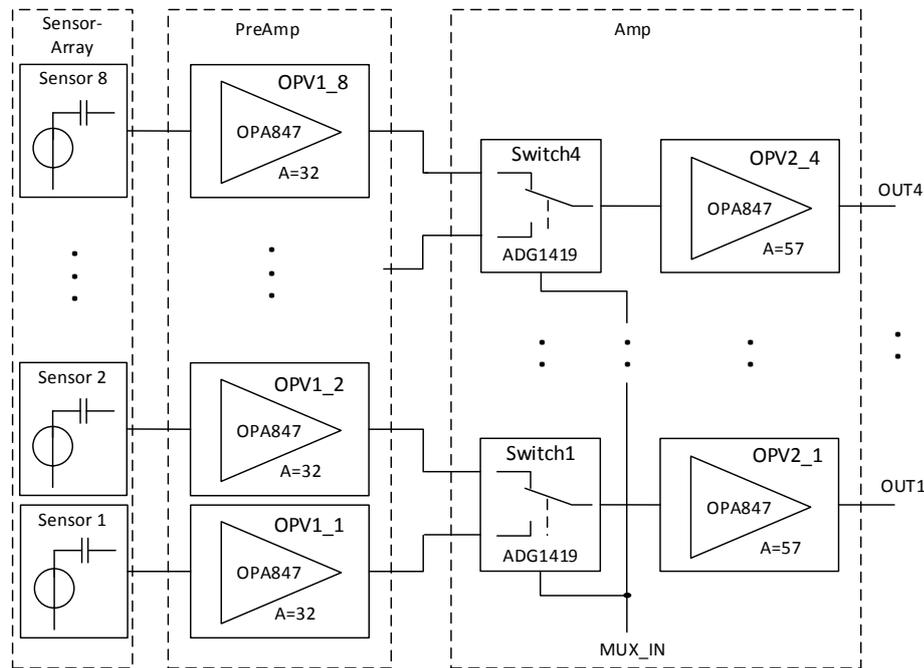


Abbildung 3.28: Blockschaltbild der Schaltungsaufteilung der zweiten Prototypen

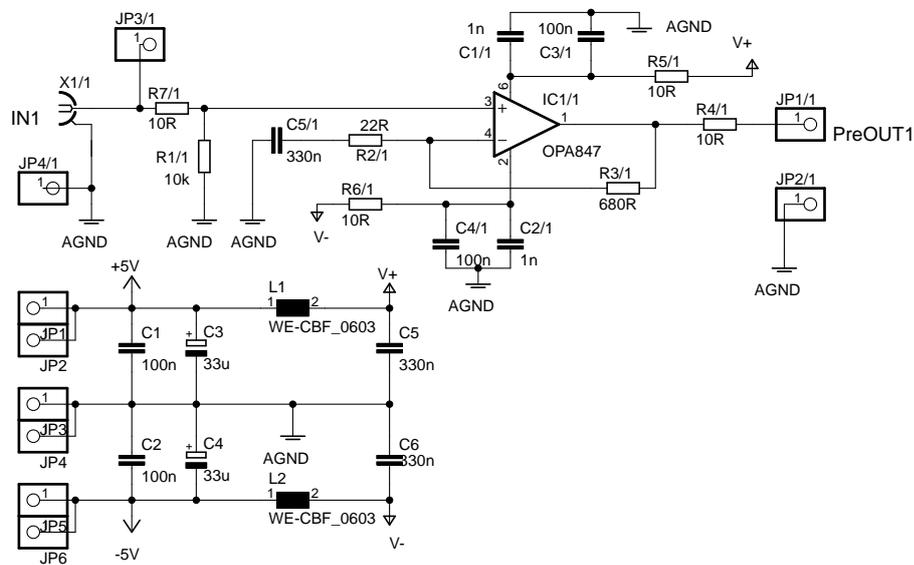
3.4.1 PreAmp V2.0

Die Schaltung des Prototypen *PreAmp V2.0* entspricht dem Konzept des Prototypen *PreAmp V0.2b*. In Abbildung 3.29 ist ein Schaltplanausschnitt der Platine *PreAmp V2.0* dargestellt. Dieser zeigt die Versorgungsspannungsstabilisierung und -filterung und eine Eingangsverstärkerstufe. Diese Verstärkerstufe ist mit identen Bauteilwerten acht mal auf der Platine vorhanden.

$X_{1/1}$ ist eine SMA-Buchse des Einganges $IN1$, an die ein Sensor angeschlossen wird. Die Verstärkung ist mit $R_{2/1} = 22 \Omega$ und $R_{3/1} = 680 \Omega$ auf 31.9 V/V eingestellt. Durch $C_{5/1}$ wird die Spannungsverstärkung von $IC_{1/1}$ für Gleichspannungen auf 1 heruntergesetzt. $C_{5/1}$ und $R_{2/1}$ bilden einen Hochpass mit einer Grenzfrequenz von $21,9 \text{ kHz}$. Der Ausgang $PreOUT1$ dieser Verstärkerstufe führt mit den Ausgängen der sieben weiteren Verstärkerstufen über eine Stiftleiste und ein Flachbandkabel an die Platine *Amp*. Die Kondensatoren $C_1 - C_6$ und die SMD-Ferrite L_1 und L_2 dienen der Versorgungsspannungsstabilisierung und Hochfrequenzentkopplung.

3.4.2 Amp V2.0

Der Prototyp *Amp V2.0* ist eine Weiterentwicklung des Prototypen *Amp V0.1d*. Die Abbildung 3.30 zeigt einen Schaltplanausschnitt der Platine *Amp V2.0*. Dargestellt sind ein Kanal,

Abbildung 3.29: Schaltplanausschnitt der Platine *PreAmp V2.0*

bestehend aus zwei Eingängen, einem Multiplexer und einer Verstärkerstufe, ein Ausgang, der digitale Multiplexer-Eingang und die Versorgungsspannungstabilisierung und -filterung. Der Kanal ist mit identen Bauteilwerten vier mal auf der Platine vorhanden.

An die Eingänge *In1* und *In2* werden jeweils ein Ausgang einer Eingangsstufe der Platine *PreAmp V2.0* angeschlossen.

Als Multiplexer $SW_{1/1}$ kommt der Analogschalter ADG1419 der Firma Analog Devices zum Einsatz. Der Vorteil gegenüber dem Typ THS3201, der bei den ersten Prototypen bestückt wurde, ist die symmetrische Spannungsversorgung. Somit muss das Nutzsignal nicht mehr mit einer Gleichspannung beaufschlagt werden. Dies reduziert den Schaltungsaufwand und mögliche Störeinflüsse über die Versorgungsspannung werden verringert. Im Datenblatt des ADG1419 [1] sind eine Bandbreite von 105 MHz, ein Durchlasswiderstand von $4\ \Omega$ im Bereich um 0 V und eine Eingangskapazität von 128 pF angegeben. Die Kapazität des Schalters bildet mit den Serienwiderständen von *PreAmp* und $SW_{1/1}$ einen Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von ~ 80 MHz.

Die Verstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers mit $IC_{1/1}$ wird mit den Widerständen $R_{06/1} = 39\ \Omega$ und $R_{05/1} = 2,2\ \text{k}\Omega$ auf $57,4\ \text{V/V}$ eingestellt.

$R_{07/1}$ dient der Impedanzanpassung an ein $50\ \Omega$ -System. Als Ausgangsanschluss ist die SMB-Buchse $X_{1/1}$ vorgesehen.

In_Mux ist der digitale Eingang zur Steuerung des Multiplexers, der Anschluss erfolgt an die SMB-Buchse X_1 . Das Signal *IN_MUX* wird an die vier Analogschalter $SW_{1/x}$ geleitet.

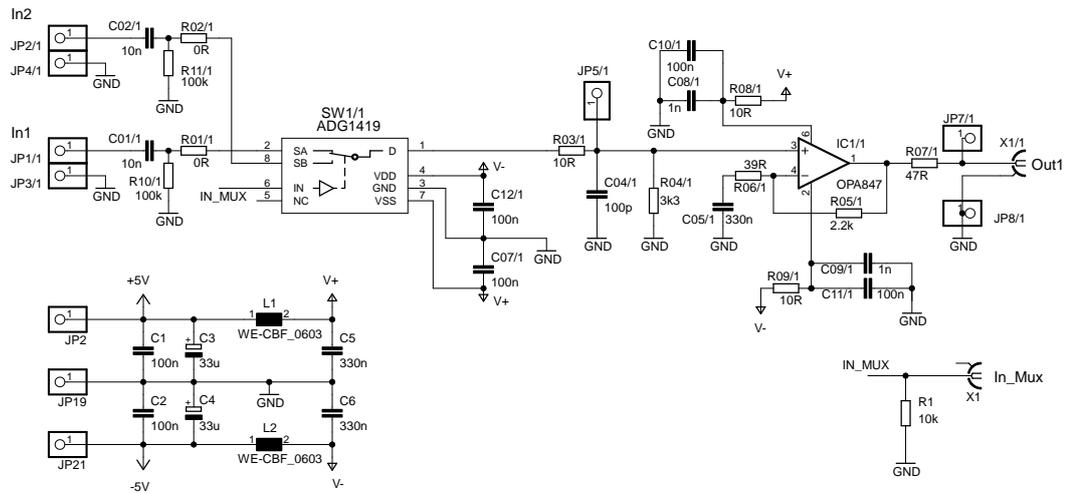


Abbildung 3.30: Schaltplanausschnitt der Platine *Amp V2.0*

Die Kondensatoren C_1 – C_6 und die SMD-Ferrite L_1 und L_2 dienen der Versorgungsspannungsstabilisierung und Hochfrequenzkopplung.

3.4.3 Simulation

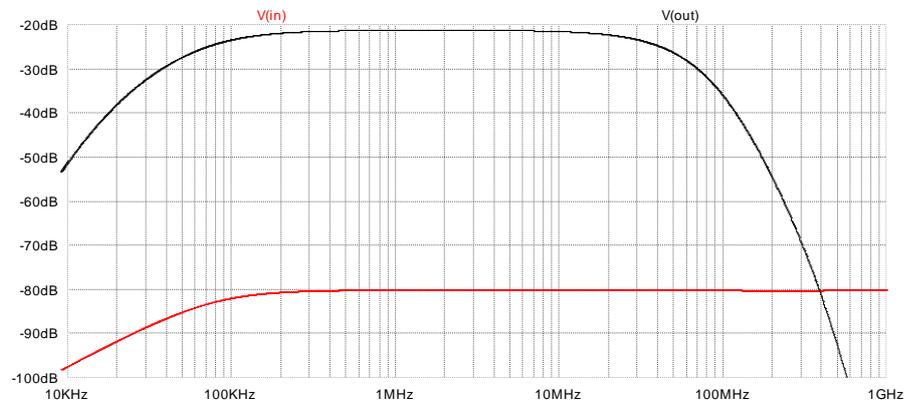


Abbildung 3.31: Simulation des Frequenzganges der Gesamtschaltung *PreAmp V2.0* und *Amp V2.0*

Das Ergebnis der Simulation des Frequenzganges der Gesamtschaltung bestehend aus *PreAmp V2.0* und *Amp V2.0*, ist in Abbildung 3.31 zu sehen. Die Spannungsverstärkung beträgt 58,9 dB, das entspricht 881 V/v. Die Bandbreite beträgt 81 kHz bis 36 MHz.

3.4.4 Messungen

Frequenzgang

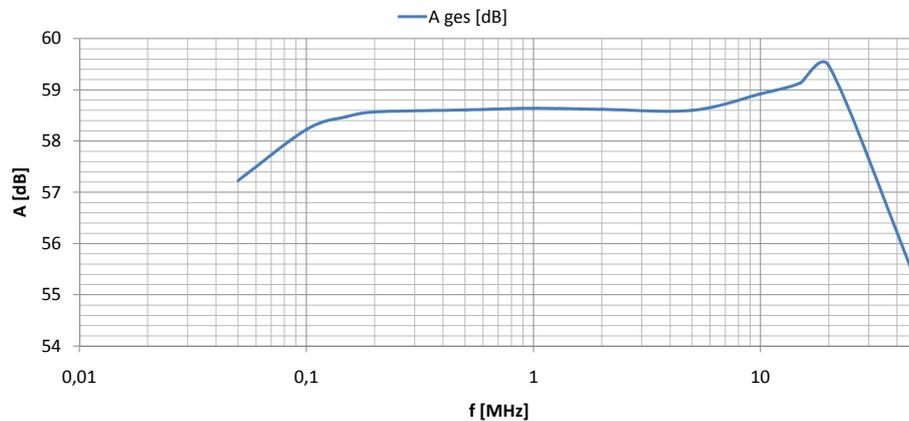


Abbildung 3.32: Messung des Frequenzganges der Gesamtschaltung *PreAmp V2.0* und *Amp V2.0*

In Abbildung 3.32 ist das Ergebnis der Messung des Frequenzganges der Gesamtschaltung der zweiten Prototypen zu sehen. Bei dieser Messung wird der Signalgenerator Rohde&Schwarz SMB100A direkt an den Eingang *IN1* von *PreAmp* angeschlossen und mit einem $56\ \Omega$ -Widerstand angepasst. Die Verstärkung bei 1 MHz beträgt 58,6 dB. Der maximale Verstärkungsfehler im Nutzfrequenzbereich, bezogen auf die Verstärkung bei 1 MHz, beträgt bei 150 kHz $-0,2\ \text{dB}$ und bei 1 MHz $+0,3\ \text{dB}$.

Rauschen

Zur Rauschspannungsmessung wird ein $220\ \text{pF}$ Kondensator am Eingang *IN1* der Platine *PreAmp* angebracht. Dieser Kondensator stellt die Kapazität eines Sensors dar. Der Ausgang *Out1* von *Amp* ist mit einem $47\ \Omega$ Widerstand abgeschlossen. Mit dem Oszilloskop Agilent DSA90254A und einem 10:1 Tastkopf wird der Effektivwert der Ausgangsspannung ohne Gleichspannungsanteil gemessen. Die Ausgangsspannung an *Out1* der Platine *Amp* beträgt 26 mV.

Der Versuchsaufbau eines Sensorarrays mit acht parallelen Liniendetektoren verfügt leider nicht über die geplanten Anschlüsse. Die acht Sensoren sollten über jeweils eine SMA-Steckverbindung mit dem Prototypenaufbau der zweiten Prototypen verbunden werden. Der Anschluss erfolgt jetzt über Einzeldrähte und Kontaktstifte. Dies führt beim ersten Aufbau zu erheblichem Grundrauschen und Störspannungen bei einzelnen Kanälen. Die Sensoranschlüsse werden neu verdrahtet mit besonderem Augenmerk auf stabile Masseverbindungen und kurze Leitungsführung. Auf der Platine *PreAmp* wird parallel

zu den Widerständen $R_{1/x}$ jeweils ein Kondensator mit dem Wert 10 pF angelötet. Diese Maßnahmen senken die Rauschspannungen auf annehmbare Werte, die bei allen acht Kanälen im gleichen Bereich liegen.

4 Gesamtaufbau

In diesem Kapitel werden das Gesamtkonzept und die einzelnen Teile des Detektorarrays beschrieben.

4.1 Konzept

Bei der letzten Version des Aufbaus wird ein neues Konzept ausgearbeitet. Das erste und das zweite Konzept der Prototypen sind in den Abschnitten 3.2.5 und 3.4 beschrieben. Diese Konzepte sehen vor, dass die möglichst kleinen ersten Verstärkerstufen direkt auf der Sensorplatine platziert werden. Das wirft Probleme bei der Fertigung auf. Die Sensorplatine ist flexibel und mit einem Radius von 5 cm gebogen. Die zu bestückenden Bauteile benötigen jedoch eine ebene stabile Fläche. Diese Flächen können durch unterstützende Plättchen oder dickere nicht flexible geritzte Leiterplatten realisiert werden. Diese Möglichkeiten bringen allerdings einen enormen fertigungstechnischen Aufwand mit sich.

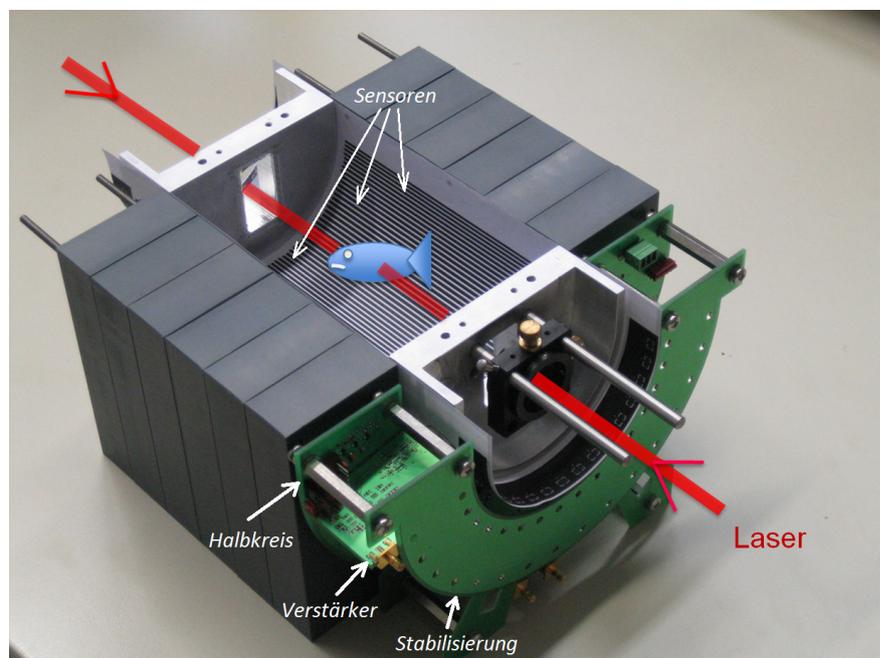


Abbildung 4.1: Bild des mechanischen Musters des Detektorarrays

Das neue Konzept sieht eine geänderte räumliche Anordnung der Verstärkerstufen vor. In Abbildung 4.1 sieht man die Anordnung der einzelnen Teile des Detektorarrays. Die abgebildeten Platinen und Sensoren sind mechanische Muster und nicht funktionsfähig. Die Sensorschnittstellen befinden sich nicht in einer Ebene mit den Sensoren sondern sind auf einzelnen Platinen bestückt. Die Platinen *Verstärker* sind um 90° nach außen gedreht und entlang der Längsachse der Sensoren angeordnet. Die Befestigung der Platinen *Verstärker* erfolgt durch ein Stecksystem auf der Trägerplatine *Halbkreis*. Die Platine *Stabilisierung* gewährleistet eine fixe Positionierung der Sensorschnittstellen. Die Aufteilung

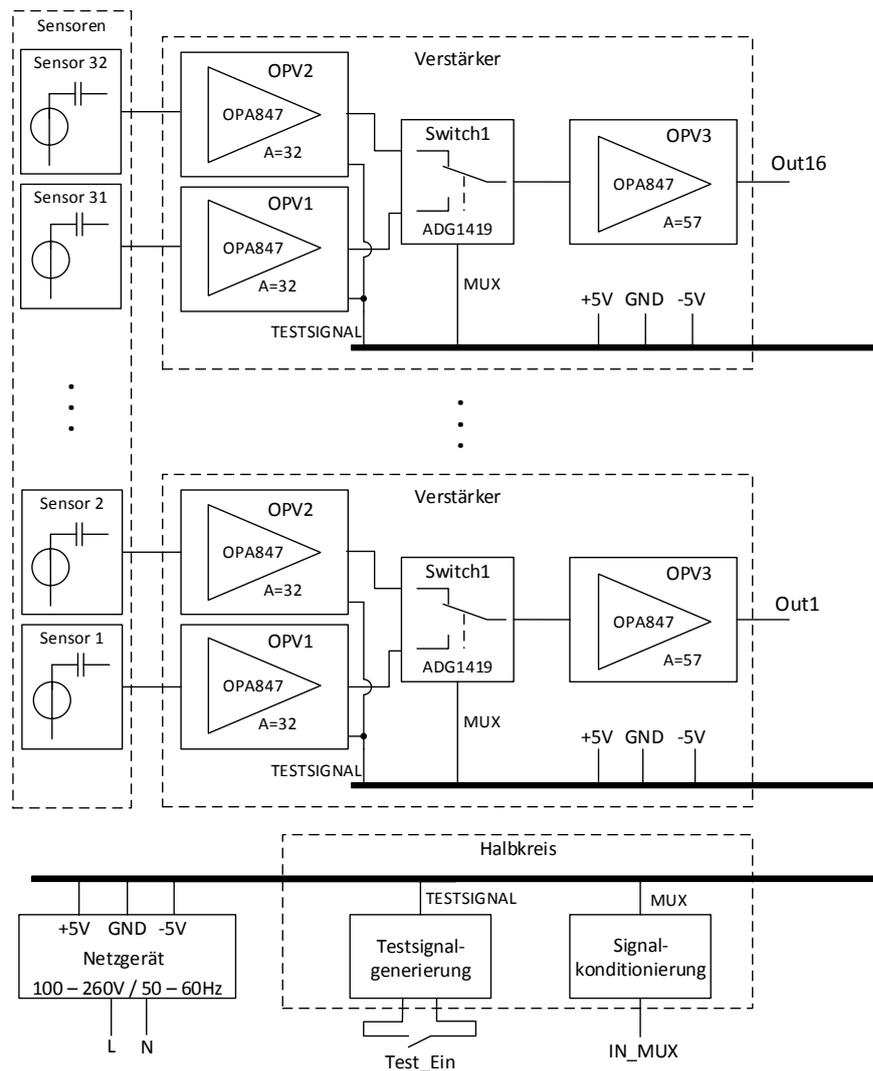


Abbildung 4.2: Blockschaltbild des Gesamtkonzepts des Detektorarrays

der Schaltungen ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Auf einer Platine *Verstärker* befinden sich zwei Eingangsstärkungsstufen, ein 2:1 Multiplexer und eine zweite Verstärkerstufe.

Die SMB-Buchse, an die das Kabel zur Datenerfassungskarte angeschlossen wird, ist direkt auf der Platine *Verstärker* bestückt. Die Kontaktierung der Liniensensoren erfolgt über Federkontaktstifte. Dazu sind auf der Außenseite der Sensorplatine vergoldete Pads vorgesehen. Die Federkontakte sind auf der Rückseite der Platine *Verstärker* verlötet. Pro Verstärkerplatine sind zwei Federkontakte für zwei Sensoren und ein Federkontakt für die Sensormasse vorhanden.

Da eine Platine *Verstärker* zwei Eingangsstufen hat, werden 32 Sensorplatinen benötigt. Diese 32 Platinen werden wiederum auf beide Seiten des Sensorarrays aufgeteilt. Somit nimmt eine Basisplatine *Halbkreis* 16 Platinen *Verstärker* auf. Auf der Platine *Halbkreis* befinden sich die Testsignalgenerierung und die Signalkonditionierung des digitalen Eingangssignals, das zur Kanalschaltung der 2:1 Multiplexer dient. Die Testsignalgenerierung wird für die Selbsttestfunktion benötigt. Auf der zweiten Platine *Halbkreis* werden diese Schaltungsteile nicht bestückt. Diese Signale werden von der ersten Platine mittels eines Kabels weitergeleitet.

Ein externes Netzgerät liefert die benötigten Versorgungsspannungen $+5\text{ V}$ und -5 V . Die Versorgungsspannungen werden ebenfalls über die Platinen *Halbkreis* an die Platinen *Verstärker* verteilt.

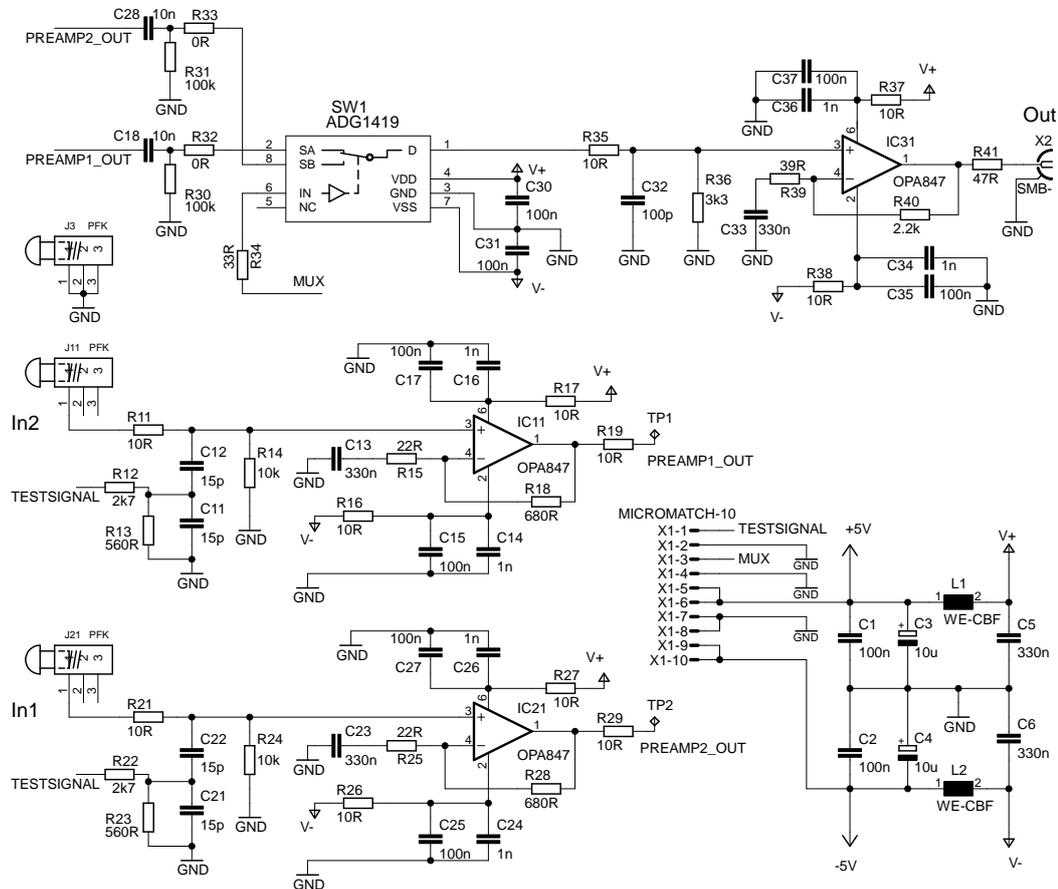
4.2 Sensorarray

Die Entwicklung der Sensorplatine richtet sich nach den im Abschnitt 3.1.4 beschriebenen Anforderungen. Auf der Platine *Sensoren* sind 64 Kupferstreifen angeordnet. Diese Kupferbahnen bilden die Kontaktfläche zur Piezofolie und stellen somit die Elektroden der Piezosensoren dar. In Abbildung 4.1 sieht man die räumliche Anordnung der Sensoren. Die Piezofolie wird auf der Oberseite der Sensorplatine angebracht. Die Piezofolie ist einseitig metallisiert. Diese durchgängige Metallschicht bildet die Massefläche der Detektoren. Die Massefläche bildet somit die innerste Schicht des Sensoraufbaus.

Die Größe und Form der Sensoren wird durch die Abmessungen und Form der Kupferbahnen auf der Sensorplatine bestimmt. Die Sensoren und somit die Leiterbahnen haben eine Länge von 150 mm und eine Breite von 1,5 mm. Die Mittelpunkte der parallelen Sensorelektroden sind 2,454 mm voneinander entfernt.

Die Piezofolie wird nur im Bereich der Sensorelektroden angebracht. Außerhalb dieses Bereiches, auf der Unterseite der Sensorplatine, sind vergoldete Pads angeordnet. Die Kontaktierung zwischen Sensoren und Verstärker erfolgt durch Federkontakte, die auf diese Pads drücken.

4.3 Verstärker

Abbildung 4.3: Schaltplan der Platine *Verstärker*

Die Abbildung 4.3 zeigt den Schaltplan der Platine *Verstärker*. Auf dieser Platine befinden sich zwei Eingangsstufen (erste Verstärkerstufen), ein 2:1 Multiplexer und eine Ausgangsstufe (zweite Verstärkerstufe). Die Kontaktierung zur Platine *Halbkreis* erfolgt durch den 10-poligen Micro-Match Steckverbinder X_1 . Über diesen Steckverbinder werden die Versorgungsspannungen, das Testsignal und das Multiplexer Steuersignal eingespeist.

Die Sensoreingänge $In1$ und $In2$ werden über die Federkontakte J_{11} und J_{21} mit den Sensoren verbunden. Mit dem Federkontakt J_3 wird eine Verbindung zur Massefläche der Sensorfolie hergestellt. Die Amplitude des Testsignals wird durch die Spannungsteiler $R_{12} - R_{13}$ und $R_{22} - R_{23}$ verringert. Das Testsignal wird über die Kondensatoren C_{12} und C_{22} kapazitiv in den Sensorsignalfeld eingekoppelt.

Die Schaltungsdimensionierung der Verstärkerstufen und Filter entspricht der Dimensionierungsvariante der zweiten Prototypen, wie in Abschnitt 3.4 beschrieben.

In Abbildung 4.4 ist eine bestückte Verstärkerplatine zu sehen.

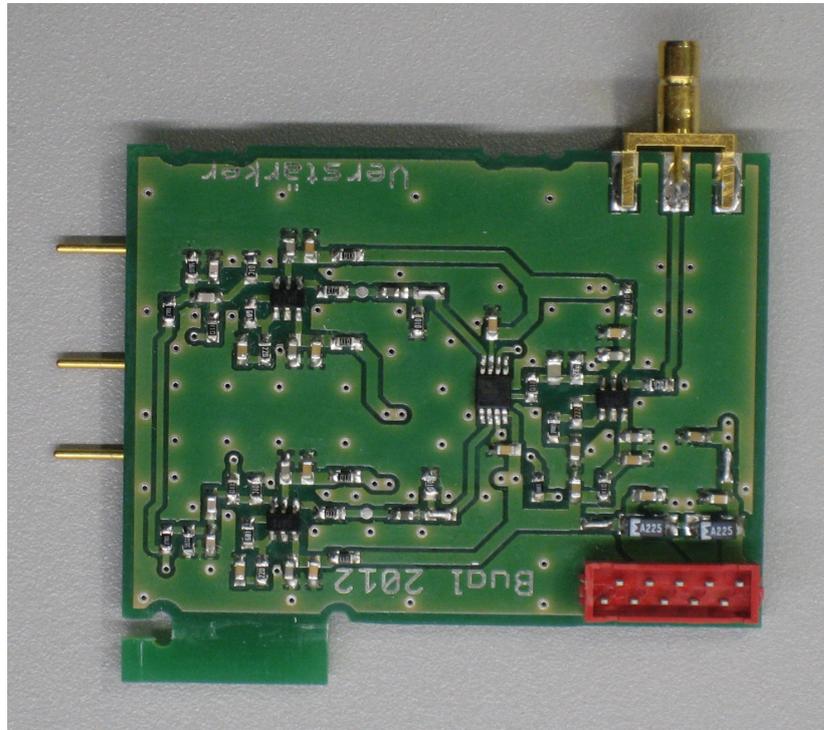


Abbildung 4.4: bestückte Platine *Verstärker*

4.4 Basisplatine

Die zwei Basisplatinen *Halbkreis* stellen die Signale und Versorgungsspannungen, die von den Verstärkerplatinen benötigt werden, zur Verfügung. Auf einer Platine *Halbkreis* werden 16 Platinen *Verstärker* platziert. Die mechanische Verbindung erfolgt mit einem speziellen Stecksystem und mit 10-poligen Micro-Match Steckverbindern.

Auf einer Platine *Halbkreis* befinden sich die Schaltungen zur Testsignalgenerierung und zur Multiplex Steuersignalformung. Die Schaltung, die das Testsignal erzeugt, ist in Abbildung 4.5 angegeben. Die Oszillatorschaltung ist in Abschnitt 3.2.6 beschrieben. Die Schmitt-Trigger-Inverter $IC_{1C} - IC_{1F}$ ermöglichen das Ein- und Ausschalten des Oszillators. Die Steuerung kann durch ein externes Digitalsignal oder durch einen einpoligen Einschalter erfolgen. Das Signal bzw. der Schalter wird an den Stecker J_2 angeschlossen. Die Diode D_4 , der Widerstand R_{10} und der Kondensator C_6 bilden eine Überspannungs- und ESD-Schutzbeschaltung. Über den Stecker J_3 werden das Testsignal und das MUX-Steuersignal an die zweite Platine *Halbkreis* weitergeleitet.

Ausgang eines Signalgenerators. Die Widerstände R_2 und R_3 bilden einen 100:1 Spannungsteiler. Die Kondensatoren C_1 und C_2 simulieren jeweils eine Sensorkapazität. Die Ausgänge $Ch1$, $Ch2$ und GND sind als Kontaktpads ausgeführt.

Die wichtigsten Konfigurationen sind wie folgt:

Mode A1: Das Eingangssignal wird durch einen Funktionsgenerator mit 50Ω -Ausgang erzeugt und wird ohne Teilung über die Kapazität zur Sensorsimulation an den Ausgang $Ch1$ geleitet. Der zweite Ausgang $Ch2$ wird über die Sensorkapazität an Masse angeschlossen.

Mode A2: Wie *Mode A1*, nur dass das Signal an $Ch2$ geleitet wird und $Ch1$ über die Kapazität an Masse angeschlossen ist.

Mode B1: Ein Frequenzgenerator mit 50Ω -Ausgang erzeugt das Eingangssignal und die Signalamplitude wird durch den Spannungsteiler auf $1/100$ reduziert. Das Signal wird über die Sensorkapazität an $Ch1$ geleitet, der Ausgang $Ch2$ liegt über die Sensorkapazität an Masse.

Mode B2: Wie *Mode B1*, nur dass das Signal an $Ch2$ geleitet wird und $Ch1$ über die Kapazität an Masse angeschlossen ist.

Mode C1: Das Signal eines Frequenzgenerators mit 50Ω -Ausgang wird direkt an den Ausgang $Ch1$ geleitet, die Sensorkapazität ist gebrückt. Der Ausgang $Ch2$ ist direkt an Masse angeschlossen.

Mode C2: Wie *Mode C1*, nur dass das Signal an $Ch2$ geleitet wird und $Ch1$ direkt an Masse liegt.

Die Tabelle 4.1 gibt die Jumper-Stellungen für die einzelnen Testaufbaukonfigurationen an. Dabei bedeutet '0', dass die Jumper-Verbindung offen gelassen wird, '1', dass der Jumper gesteckt ist (die Verbindung geschlossen ist) und 'GND' bedeutet, dass der Jumper auf die Position GND gesteckt wird. Die Position GND ist bei dem Jumper $Ch1$ die Verbindung von JP_{10-2} mit JP_5 und bei dem Jumper $Ch2$ die Verbindung von JP_{10-1} mit JP_6 .

Mode	56R	GND	100:1	100:1	1:1	Ch1	Ch2	Sens.Kap.gebr.	
	JP_{1-2}	JP_{1-1}	$JP_2 - JP_3$	JP_{4-2}	JP_{4-1}	JP_{10-2} (JP_5)	JP_{10-1} (JP_6)	JP_{7-2}	JP_{7-1}
A1	1	0	0	0	1	1	GND	0	0
A2	1	0	0	0	1	GND	1	0	0
B1	1	0	1	1	0	1	GND	0	0
B2	1	0	1	1	0	GND	1	0	0
C1	1	0	0	0	1	1	GND	1	1
C2	1	0	0	0	1	GND	1	1	1

Tabelle 4.1: Testaufbaukonfigurationen der Platine *Testaufbau_Signal*

Die Spannungsversorgung, das Selbsttestsignal und das Multiplexer Steuersignal werden von der Platine *Testaufbau_Versorgung* bereitgestellt. Die Schaltung dieser Platine entspricht im Wesentlichen der Schaltung der Platine *Halbkreis*. Das Selbsttestsignal wird durch eine Oszillatorschaltung erzeugt und kann mit einem manuellen Schalter zugeschaltet werden. Der Schaltplan ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Bei der Platine *Testaufbau_Versorgung* ist zusätzlich der Widerstand R_6 bestückt. Dieser Widerstand ist notwendig, um eine korrekte Spannungsteilung des Testsignals zu erhalten, da nur eine Verstärkerplatine angeschlossen wird.

Die Schaltung zur Signalformung des Multiplexer Steuersignals gleicht der Schaltung, die in Abbildung 4.6 zu sehen ist. Das Signal wird mit einem manuellen Schalter, der an den Eingang *IN_MUX* angeschlossen ist, umgeschaltet.

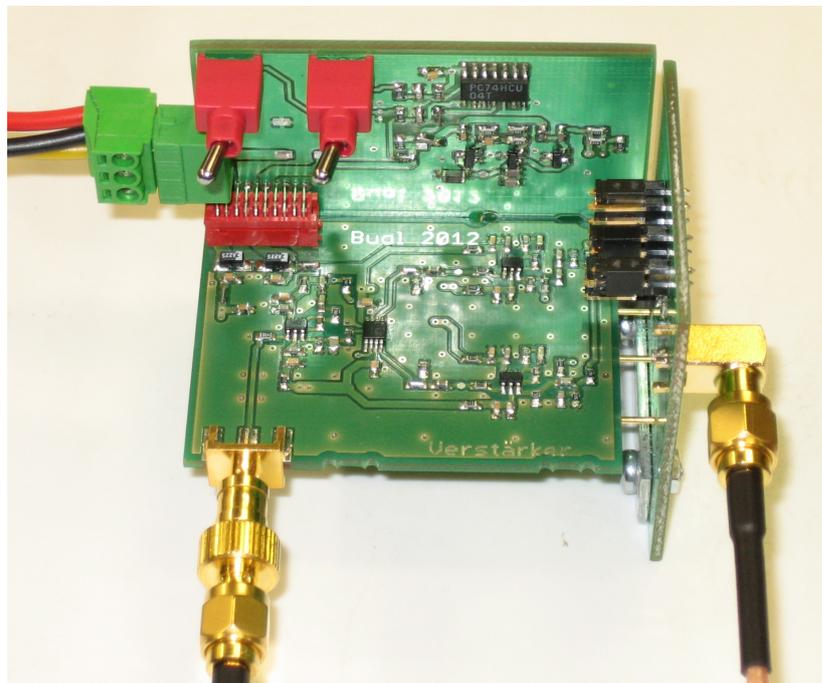


Abbildung 4.9: Testaufbau mit angeschlossener Verstärkerplatine

Die Platinen *Testaufbau_Signal* und *Testaufbau_Versorgung* werden im Winkel von 90° zueinander befestigt. Die Verstärkerplatine wird wie bei der Basisplatine durch ein spezielles Stecksystem im Testaufbau arretiert und über 10-polige Micro Match Stecker an der Platine *Testaufbau_Versorgung* angeschlossen. Die Federkontakte der Verstärkerplatine stellen den Kontakt zu den Pads der Ausgänge der Platine *Testaufbau_Versorgung* her. Die Abbildung 4.9 zeigt eine in den Funktionstest gesteckte Verstärkerplatine.

5 Messergebnisse

Die folgenden Messungen wurden an der Platine *Verstärker* (Seriennummer: 001, Revision: 0) durchgeführt. Als Testaufbau dienten die Platinen *Testaufbau_Versorgung* (Seriennummer: 1, Revision 2) und *Testaufbau_Signal* (Seriennummer: 1, Revision 0). Für die Messungen wurden folgende Geräte eingesetzt:

- Oszilloskop Agilent DSA90254A
- Signalgenerator Rohde&Schwarz SMB100A
- Funktionsgenerator Agilent 33220A
- Multimeter Fluke 87
- Multimeter Fluke 75
- Labornetzgerät TTI EX354Tv

Stromaufnahme

Die Messungen erfolgen bei einer Versorgungsspannung von $+5\text{ V} / -5\text{ V}$.

Messpunkt	Testkonditionen	I [mA]
+5 V -5 V	In1, In2 offen; Out offen	55,0 -54,8
+5 V -5 V	In1, In2 offen; Out an $50\ \Omega$; Testsignal Ein	59,6 -59,8
+5 V -5 V	In1: 1,3 mV/1 MHz, In2 offen; Out an $50\ \Omega$ (Vollaussteuerung)	62 -62
+5 V -5 V	In1: 0,5 V/20 MHz, In2 offen; Out an $50\ \Omega$ (Übersteuerung)	86 -86

Tabelle 5.1: Stromaufnahme der Platine *Verstärker*

Selbsttest

Das Testsignal wird von der Platine *Testaufbau_Versorgung* erzeugt und in die Verstärkerplatine eingespeist. Die Ausgangsspannung am Verstärkerausgang *Out* bei eingeschaltetem Selbsttest beträgt

- bei offenem Eingang 845 mV,
- bei angeschlossener Sensorkapazität 95 mV.

Frequenzgang

Die Frequenzgangmessungen werden mit den Testaufbaukonfigurationen *Mode A1* und *Mode C1* laut Tabelle 4.1 durchgeführt. Als Signalquelle wird der Frequenzgenerator Rohde&Schwarz SMB100A eingesetzt. Die Ausgangsspannung des Signalgenerators beträgt 1 mV.

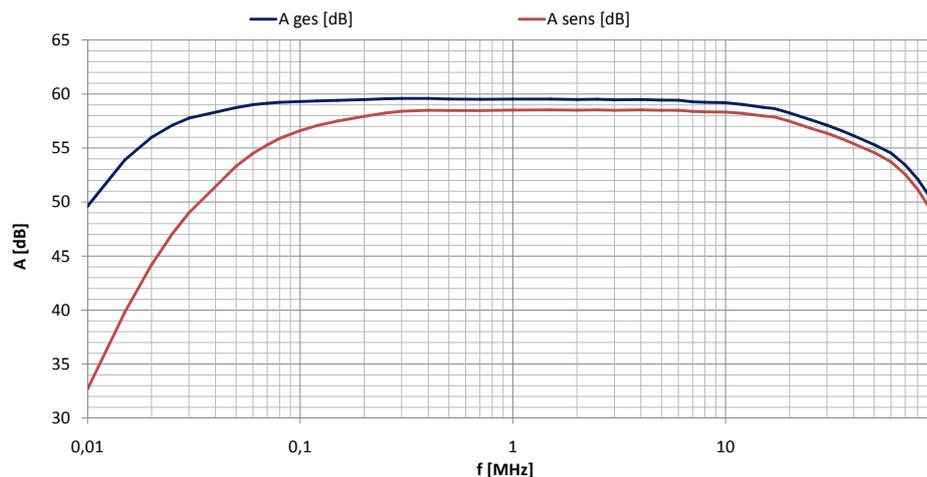


Abbildung 5.1: Messung des Frequenzganges der Sensorschnittstelle *Verstärker*

In Abbildung 5.1 ist das Ergebnis der Frequenzgangmessung dargestellt. Die Kurve *A ges* wurde mit der Konfiguration *Mode A1* ermittelt und gibt die Gesamtverstärkung der Verstärkerschaltung bei direkter Signaleinspeisung an. Die Verstärkung bei 1 MHz beträgt 59,5 dB. Die Bandbreite, bezogen auf die Verstärkung bei 1 MHz, reicht von 25 kHz bis 40 MHz.

Die Kurve *A sens* wurde mit der Konfiguration *Mode C1* ermittelt und gibt die Gesamtverstärkung bei einer Signaleinspeisung über die Sensorkapazität an. Bei angeschlossener Sensorkapazität beträgt die Verstärkung 58,5 dB bei 1 MHz. Die Bandbreite reicht von 80 kHz bis 40 MHz, bezogen auf die Verstärkung bei 1 MHz.

Rauschen

Die effektive Rauschspannung am Ausgang der Verstärkerschaltung an $50\ \Omega$ beträgt

- bei offenem Eingang 41 mV,
- bei angeschlossener Sensorkapazität 13,5 mV.

6 Diskussion und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurde die Entwicklung eines Detektorarrays für die photoakustische Tomographie dargelegt. Anhand der vorliegenden Anforderungen erfolgte der Entwurf der Schaltungen mit Zuhilfenahme eines Simulationsprogrammes und detaillierten Schaltungsberechnungen. Im Zuge dessen entstanden mehrere Schaltungsversionen, die als Prototypen aufgebaut wurden. Die Messungen an den Prototypen führten zur weiteren Optimierung des Schaltungskonzepts und schließlich zur Entwicklung der aktuellen Version des Gesamtaufbaus des Detektorarrays.

Im finalen Aufbau konnten alle geforderten Funktionen implementiert werden. Die abschließenden Messungen der Kenndaten der Sensorschnittstelle zeigten sehr gute Werte, die mit den Simulationsergebnissen und den Kenndaten in den Datenblättern der verwendeten Bauteile in akzeptablem Rahmen übereinstimmen. Der Frequenzgang der Verstärkerschaltung erfüllt die Anforderungen und weist darüber hinaus eine höhere Bandbreite auf. Die Ergebnisse der Rauschmessungen lassen durch den Vergleich mit den Messergebnissen der Prototypen, die in einem Versuchsaufbau zur Erforschung der photoakustischen Tomographie getestet werden konnten, auf einen ausreichenden Signal-Rausch-Abstand schließen. Bei den Prototypentests wurden teilweise erhebliche Störspannungen gemessen, die größtenteils durch fehlerhafte Steckverbindungen bei den Eingangssignalleitungen zur Sensorschnittstelle hervorgerufen wurden. Deshalb ist beim Einbau der Verstärkerschaltungen besonders auf gute Kontaktierung zu den Piezosensoren zu achten.

Aus terminlichen Gründen konnte das Verhalten des Detektorarrays bei der vorgesehenen Verwendung noch nicht getestet werden. Deshalb sind als zukünftige Schritte weitere Tests des Gesamtaufbaus des Detektorarrays naheliegend. Möglich wäre das Messen des Verhaltens der Schaltung bei Einwirkung externer Störungseinflüsse, die zum Beispiel durch ein Mobiltelefon verursacht werden können. Ferner würde ein genaues Ermitteln des Signal-Rausch-Abstandes Aufschluss darüber geben, ob weitere Verbesserungen der Schaltung zur Signalkonditionierung notwendig sind.

Verbesserungen könnten eventuell durch optimierte Anpassung der Eingangsimpedanz der Sensorschnittstelle an die verwendeten Sensoren erreicht werden. Durch Abschirmung des Aufbaus, etwa durch ein umschließendes Metallgehäuse, könnten die Auswirkungen externer Störeinflüsse verringert werden.

Literaturverzeichnis

- [1] ANALOG DEVICES: *ADG1419 2.1 Ohm On Resistance, +/-15V / +12V / +/-5V iCMOS SPDT Switch*. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADG1419.pdf, 2009. 49
- [2] ANALOG DEVICES: *MT-057 Tutorial High Speed Current Feedback Op Amps*. <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-057.pdf>, 2009. 12
- [3] ANALOG DEVICES: *MT-060 Tutorial Choosing Between Voltage Feedback (VFB) and Current Feedback (CFB) Op Amps*. <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-060.pdf>, 2009. 12, 13
- [4] BEARD, P.: *Biomedical photoacoustic imaging*. *Interface focus*, 1(4):602–631, Aug 2011. 1
- [5] BROWN, L.F. und D.L. CARLSON: *Ultrasound transducer models for piezoelectric polymer films*. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 36(3):313–318, may 1989. 5
- [6] BURGHOLZER, P., C. HOFER, G. PALTAUF, M. HALTMEIER und O. SCHERZER: *Thermoacoustic tomography with integrating area and line detectors*. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 52(9):1577–1583, sept. 2005. 2
- [7] GRATT, S., K. PASSLER, R. NUSTER und G. PALTAUF: *Photoacoustic section imaging with an integrating cylindrical detector*. *Biomedical optics express*, 2(11):2973–2981, Oct 2011. 2
- [8] HALTMEIER, M., O. SCHERZER, P. BURGHOLZER und G. PALTAUF: *Thermoacoustic computed tomography with large planar receivers*. *Inverse Problems*, 20(5):1663, 2004. 2
- [9] HARTL, HARALD, EDWIN KRASSER, WOLFGANG PRIBYL, PETER SÖSER und GUNTER WINKLER: *Elektronische Schaltungstechnik*. Pearson, 2008. 21
- [10] HERING, EKBERT und GERT SCHOENFELDER: *Sensoren in Wissenschaft und Technik, Funktionsweise und Einsatzgebiete*. Vieweg+Teubner Verlag, SpringerLink (Online service), 2012. 5

- [11] LINEAR TECHNOLOGY: *LT1228 100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control*. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1228fd.pdf>, 2012. 9
- [12] MAXIM INTEGRATED PRODUCTS: *MAX435/MAX436 Wideband Transconductance Amplifiers*. <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX435-MAX436.pdf>, apr. 1993. 9
- [13] MÖLLER, MICHAEL. http://www.htw-saarland.de/Members/michael.moeller/BMTImgSys/bildgebendeverfahren_tdoh_2008_ohne_video.pdf. Eingesehen am 26.02.2013. 1
- [14] NATIONAL INSTRUMENTS: *NI PXI/PCI-5105 12-Bit 60 MS/s Digitizer*. <http://www.ni.com/pdf/manuals/374403g.pdf>, 09 2008. v, 16
- [15] NXP SEMICONDUCTORS: *BC856; BC857; BC858 PNP general purpose transistors*. http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BC856_BC857_BC858.pdf, 01 2004. 33
- [16] PALTAUF, G., R. NUSTER und P. BURGHOLZER: *Characterization of integrating ultrasound detectors for photoacoustic tomography*. *Journal of Applied Physics*, 105(10):102026–102026–9, may 2009. 2
- [17] PLASSMANN, WILFRIED und DETLEF SCHULZ: *Handbuch Elektrotechnik; Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker*. Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden; SpringerLink (Online service), 2009. 5
- [18] REUTER, TIMO TOBIAS: *Der piezoelektrische Effekt und seine Anwendungen*. <http://www.uni-saarland.de/fak7/hartmann/files/docs/pdf/teaching/lectures/talks/WS0910/Timo%20Reuter.pdf>. Eingesehen am 13.02.2013. iii, 4
- [19] TEXAS INSTRUMENTS: *OPA847 Wideband, Ultra-Low Noise, Voltage-Feedback OPERATIONAL AMPLIFIER with Shutdown*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa847.pdf>, 07 2002. v, 24, 36
- [20] TEXAS INSTRUMENTS: *THS3201 1.8-GHz, LOW DISTORTION, CURRENT-FEEDBACK AMPLIFIER*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ths3201.pdf>, 06 2003. v, 27, 36
- [21] TEXAS INSTRUMENTS: *TS5A2053 SINGLE-CHANNEL 10Ω SPDT ANALOG SWITCH WITH ENABLE*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ts5a2053.pdf>, 01 2005. v, 29, 30
- [22] TEXAS INSTRUMENTS: *OPA653 Wideband, Fixed Gain, JFET-Input AMPLIFIER*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa653.pdf>, 12 2008. v, 21, 22, 36

-
- [23] TEXAS INSTRUMENTS: *OPA659 Wideband, Unity-Gain Stable, JFET-Input OPERATIONAL AMPLIFIER*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa659.pdf>, 12 2008. 38
- [24] TEXAS INSTRUMENTS: *Demystifying the Operational Transconductance Amplifier, Application Report*. <http://www.ti.com/lit/an/sboa117/sboa117.pdf>, may 2009. 10
- [25] TIETZE, ULRICH, CHRISTOPH SCHENK und EBERHARD GAMM: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer, Berlin [u.a.], 2010. ID: AC07825013; ET: 13., neu bearb. Aufl. iii, 6, 7, 11, 17, 22, 27, 33
- [26] XU, MINGHUA und LIHONG V. WANG: *Photoacoustic imaging in biomedicine*. Review of Scientific Instruments, 77(4):041101–041101–22, apr 2006. 2

Anhang

Schaltpläne

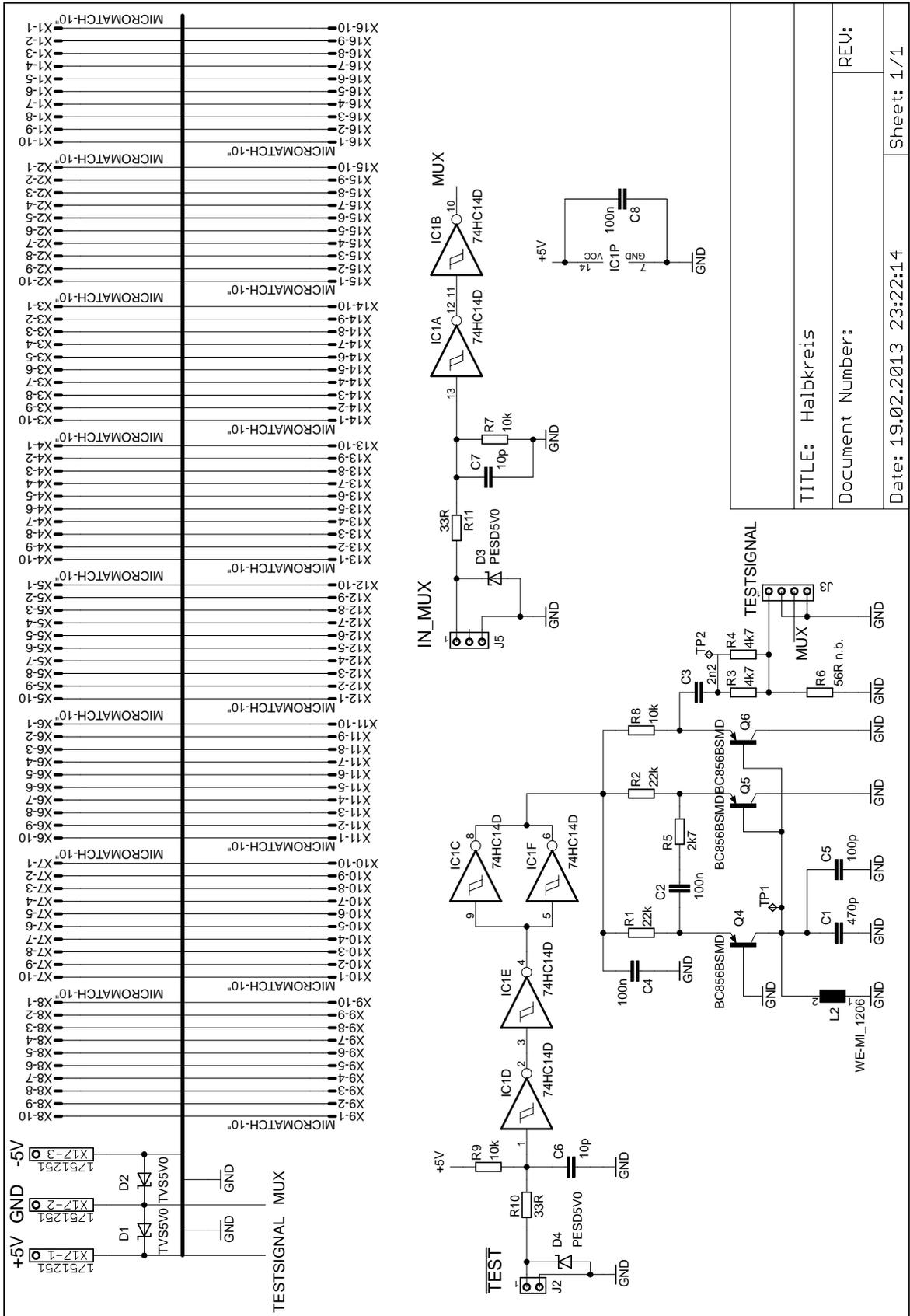


Abbildung 1: Schaltplan der Platine Halbkreis

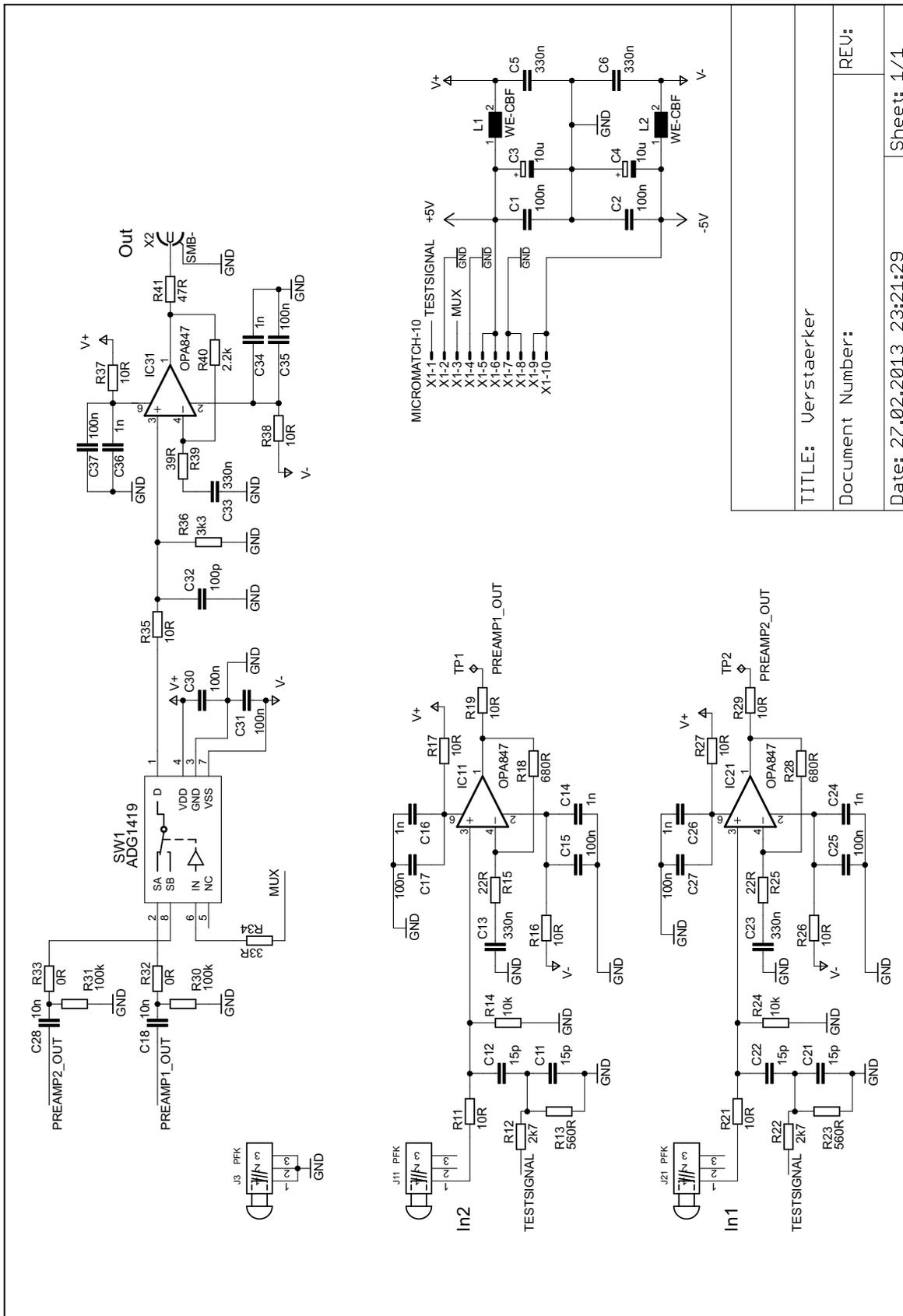
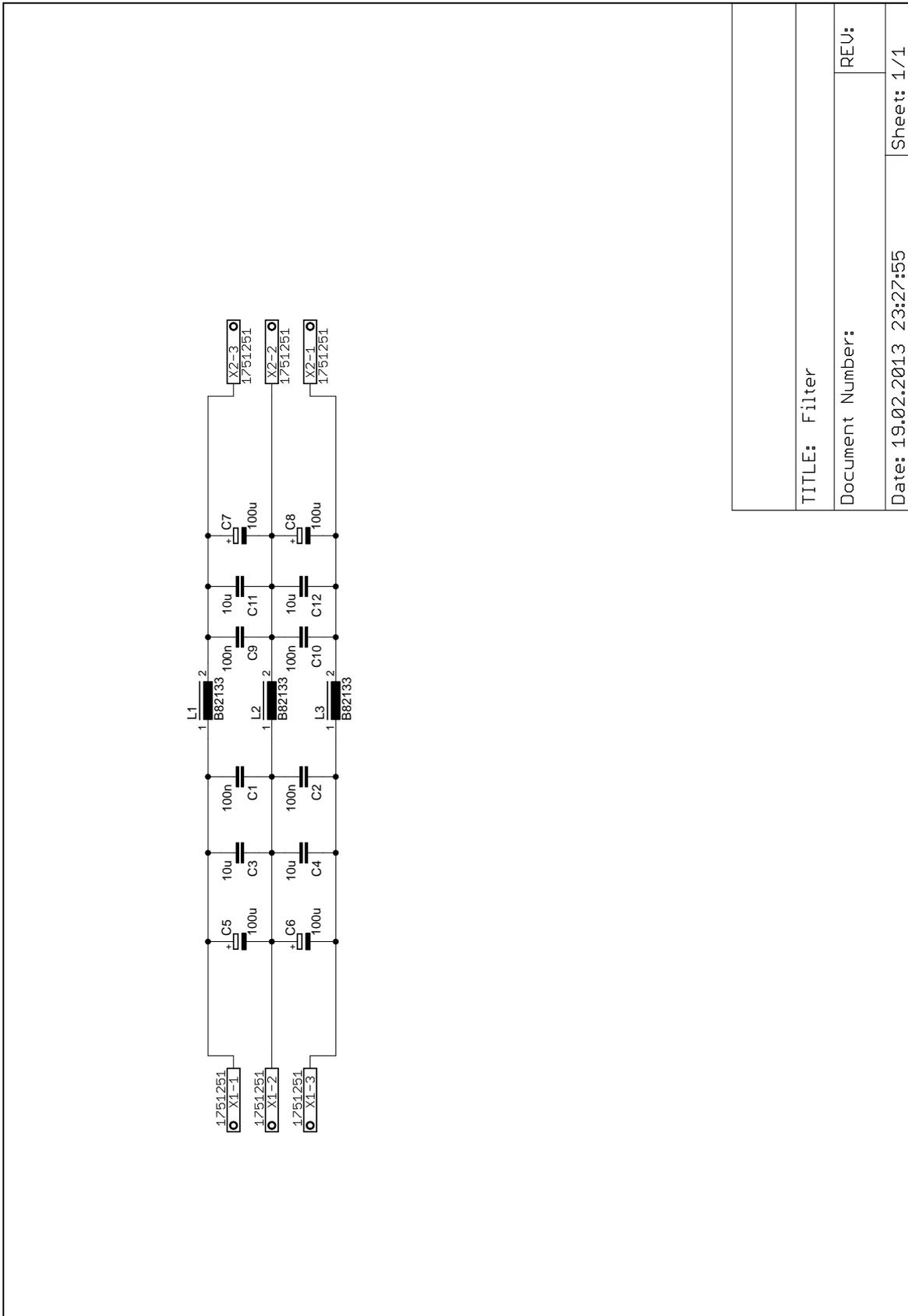
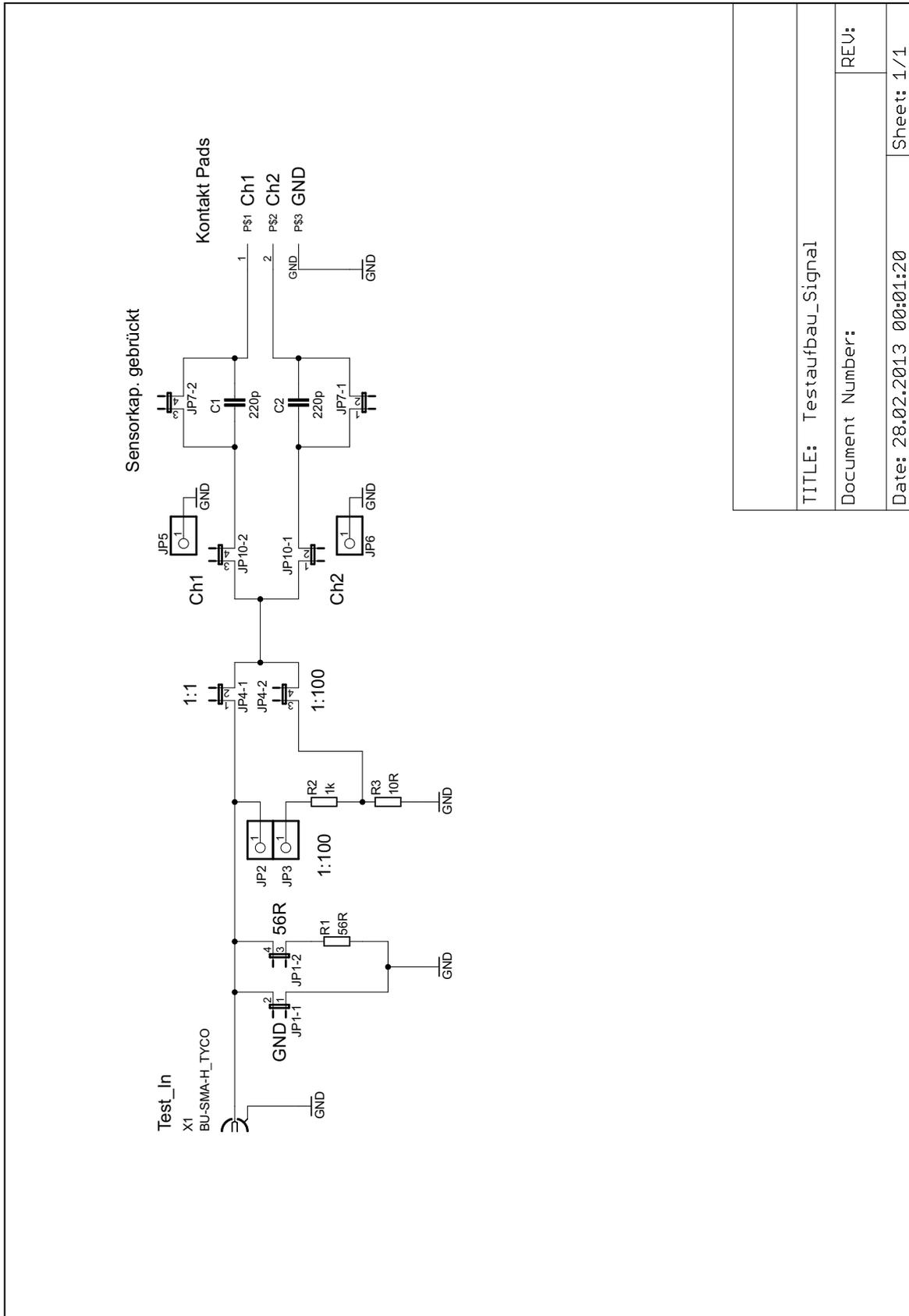


Abbildung 2: Schaltplan der Platine Verstärker

TITLE: Verstärker	REV:
Document Number:	
Date: 27.02.2013 23:21:29	Sheet: 1/1

Abbildung 3: Schaltplan der Platine *Filter*

Abbildung 4: Schaltplan der Platine *Testaufbau_Signal*

TITLE: Testaufbau_Signal

Document Number: REV:

Date: 28.02.2013 00:01:20 Sheet: 1/1

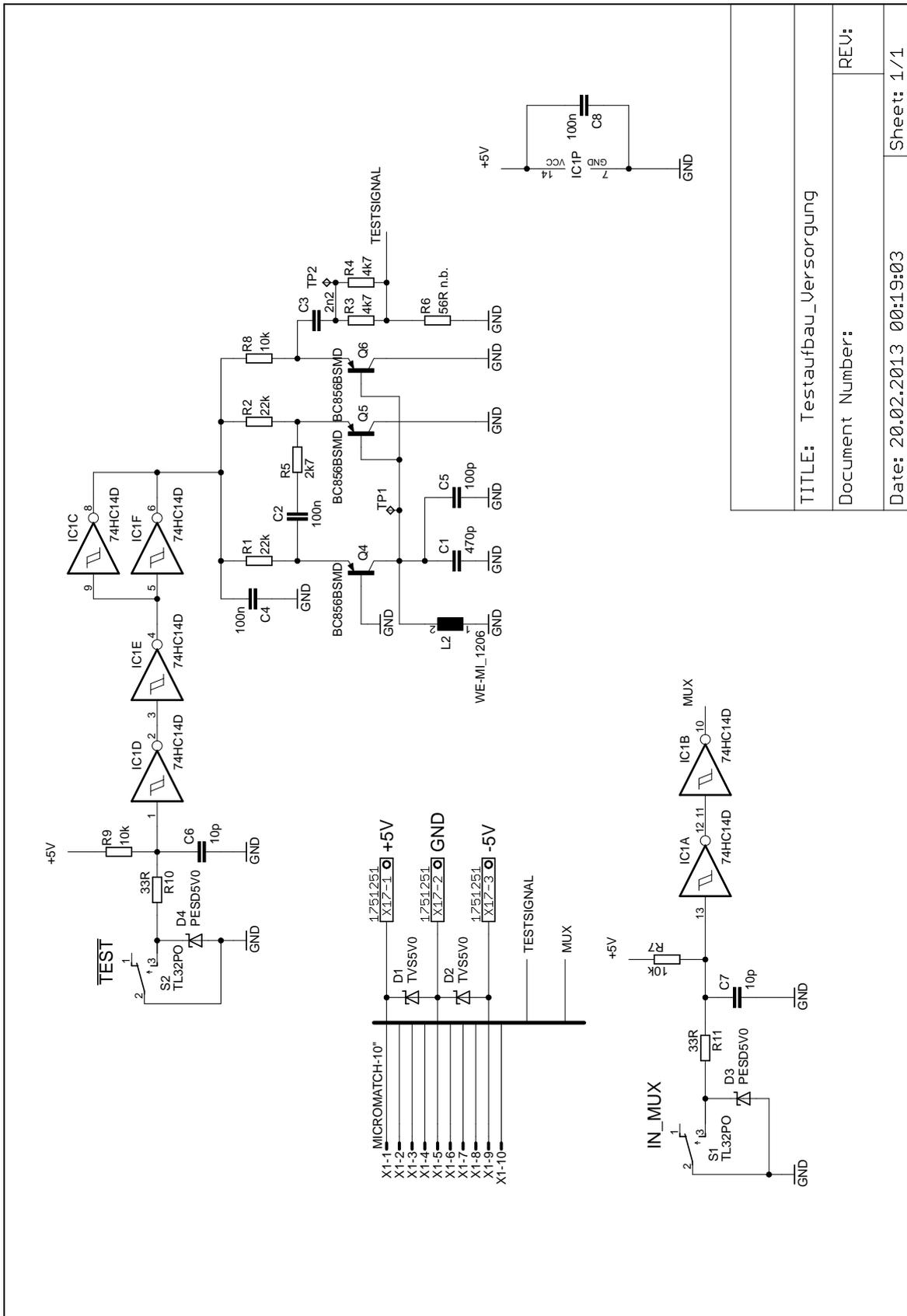


Abbildung 5: Schaltplan der Platine *Testaufbau_Versorgung*

TITLE: Testaufbau_Versorgung

Document Number: REV:

Date: 20.02.2013 00:19:03

Sheet: 1/1

Bestückungspläne

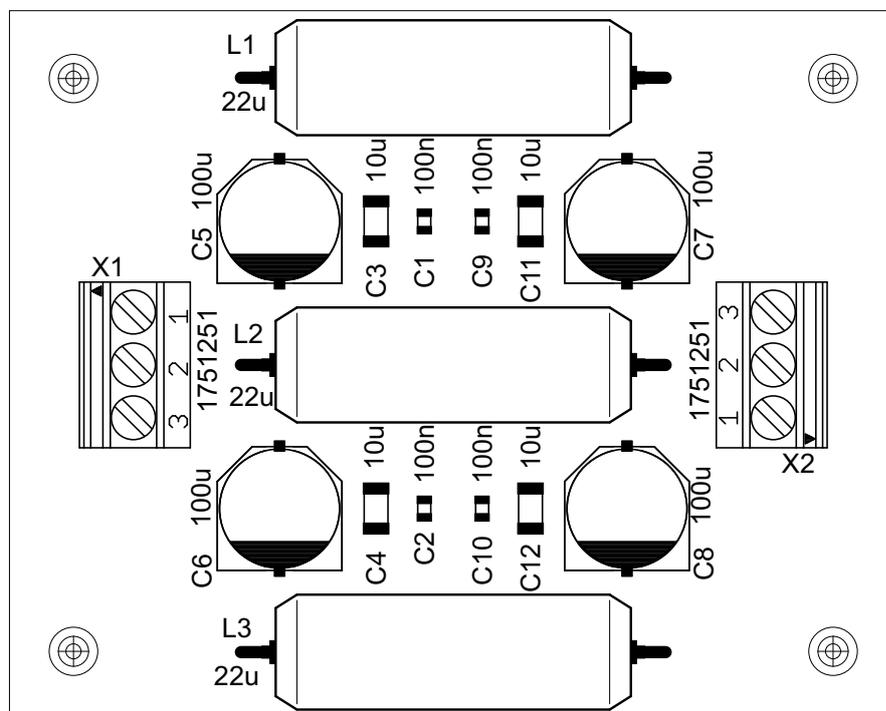
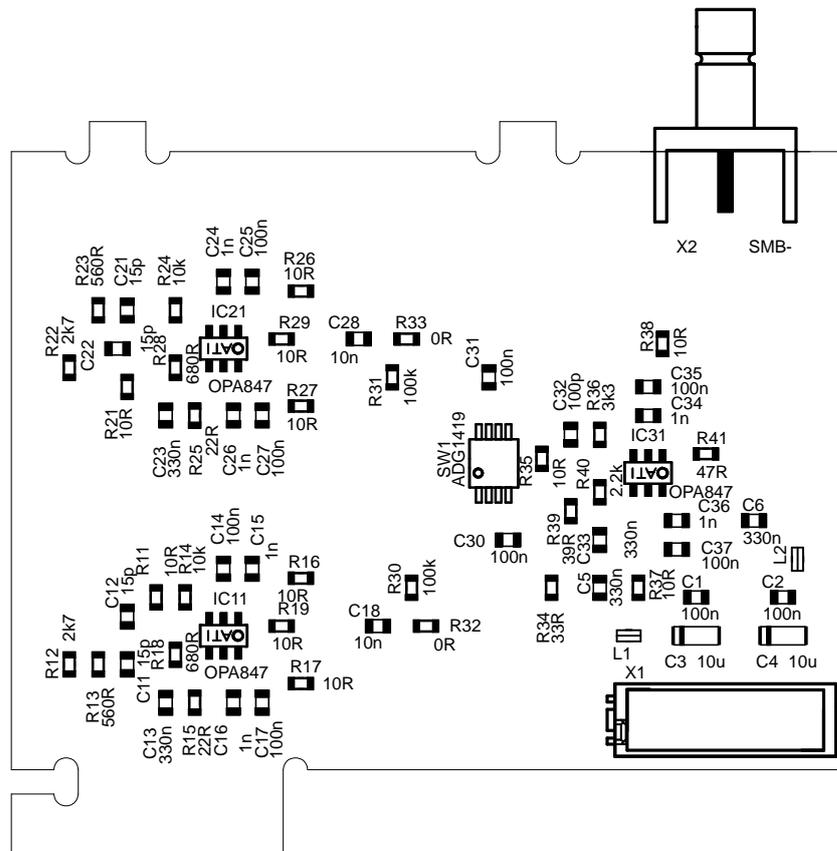
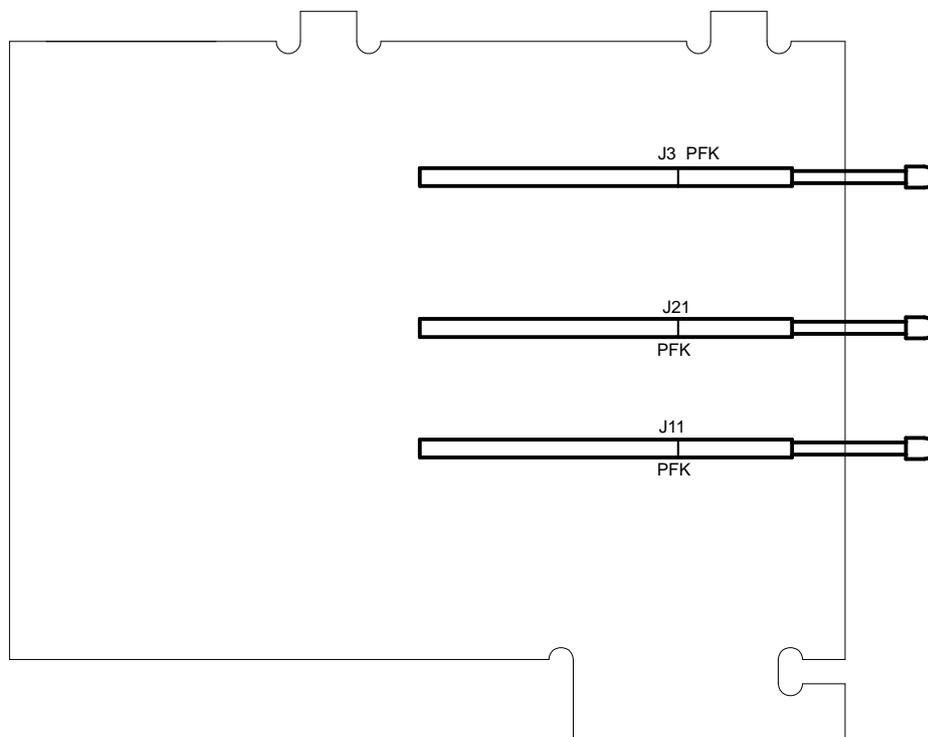


Abbildung 6: Bestückungsplan der Platine *Filter*



(a) Top



(b) Bottom

Abbildung 8: Bestückungspläne der Platine *Verstärker*

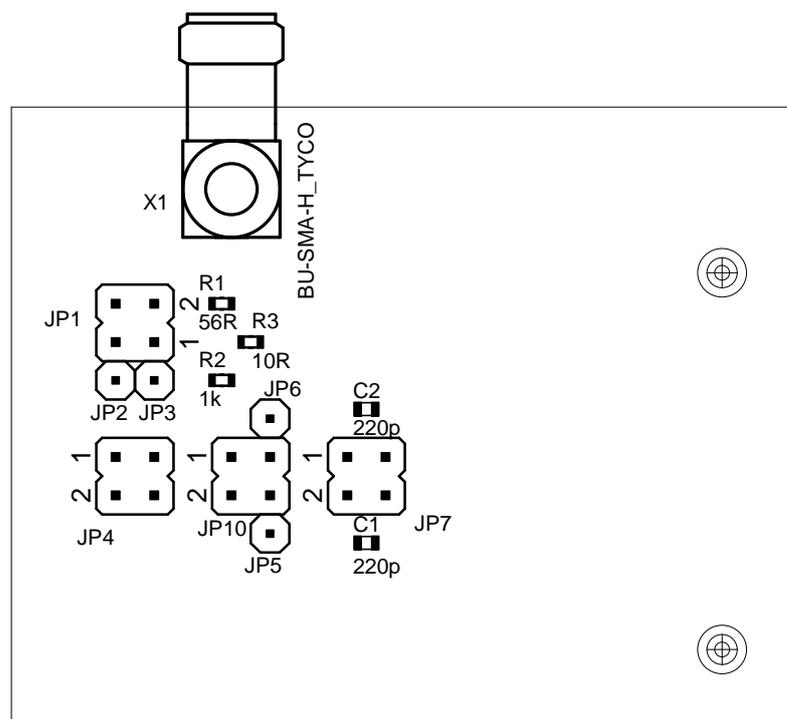


Abbildung 9: Bestückungsplan der Platine *Testaufbau_Signal*

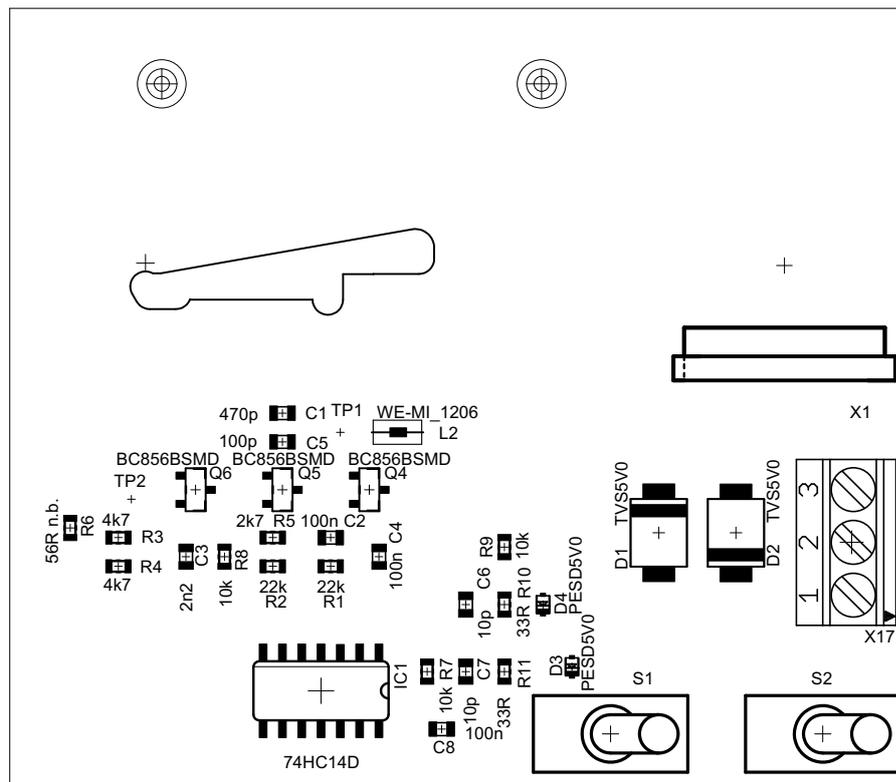


Abbildung 10: Bestückungsplan der Platine *Testaufbau_Versorgung*