Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Patrick Gerling

Optoelektronische Sensorschaltung zur Positionsbestimmung ultrakurzer Laserpulse

Fakultät Technik und Informatik
Department Informations- und Elektrotechnik

Faculty of Engineering and Computer Science
Department of Information and Electrical Engineering

Patrick Gerling

Optoelektronische Sensorschaltung zur Positionsbestimmung ultrakurzer Laserpulse

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

in Zusammenarbeit mit:

Deutsches Elektronen-Synchrotron DESY
Center for Free-Electron Laser Science CFEL
Ultrafast Optics and X-Rays Division
Notkestr. 85
22607 Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.-Ing. Jürgen Missun
Zweitgutachter : Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel

Betreuer am Institut: Prof. Dr. Franz X. Kärtner

Abgegeben am 27. Februar 2015

Patrick Gerling

Thema der Bachelorthesis

Optoelektronische Sensorschaltung zur Positionsbestimmung ultrakurzer Laserpulse

Stichworte

PIN-Diode, Quadrantenfotodiode, Strahlstabilisierung, Operationsverstärker, Rauschen, differentielle Signalübertragung,

Kurzzusammenfassung

Diese Arbeit behandelt den Aufbau einer Sensorschaltung zur Signalaufbereitung einer Quadrantenfotodiode für die anschließende digitale Signalverarbeitung in einem Regelkreis zur Stabilisierung von Lage und Winkel eines Laserstrahls im Raum

Patrick Gerling

Title of the paper

Optoelectric sensor circuit for location determination of ultrashort laserpulses

Keywords

PIN-diode, quadrantphotodiode, beam alignment, operational amplifier, noise, differential signaling,

Abstract

Inside this report the construction of a sensor circuit for signal conditioning of a quadrantphotodiode for subsequent digital signal processing in a control loop for beam pointing stabilisation is described.

Danksagung

Zunächst möchte ich mich an dieser Stelle bei all denjenigen bedanken, die mich während der Anfertig dieser Bacholor-Arbeit unterstützt und motiviert haben.
Besonderen Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Missun, der sich sofort für mein Thema begeistern könnte und mir somit die Bearbeitung dieses Themas ermöglichte. Ich möchte Ihm danken für sein in mich gesetztes Vertrauen und auch seine vielen kritischen Anmerkung und unkomplizierte Zusammenarbeit.
Daneben gilt mein Dank meinem Kommilitonen Moritz Möltgen, ohne den dieses Studium und die abschließende Bachelor-Arbeit in der Form nicht möglich gewesen wäre.
Außerdem danke ich meinen Vorgesetzten und Kollegen der Gruppe FS-CFEL-2 beim Center-For-Free-Electron-Laser-Science. Besonders hervorheben möchte ich hier Prof. Dr. Franz X. Kärtner, der mit seiner von allen geschätzten besonnenen und kompetenten Arbeit stets Vorbild ist. Danken möchte ich Ihm für sein Vertrauen, motivierenden Gespräche und sein Vermögen, jedes Gruppenmitglied über sich hinaus wachsen zu lassen. Dank gilt auch Johann Derksen für die gute Zusammenarbeit und Unterstützung.
Nicht zuletzt danke ich meiner Freundin Suse, sowie Julius und Mia, die in arbeitsintensiven Phasen oft auf mich verzichten mussten. Danke für euren Rückhalt und dass ihr mein Vorhaben stetig unterstützt habt.
Schließlich danke ich noch meinen Eltern, die mich immer unterstützt haben.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis **7**

1 Einführung **9**
1.1 Aufgabenstellung . . . 9
1.2 Anwendung . . . 10

2 Analyse **11**
2.1 Die Strahlstabilisierung . . . 11
2.1.1 Ursachen von Positionsfehlern . . . 11
2.1.2 Kommerzielle Lösungen und die Motivation zur Entwicklung einer eigenen Lösung . . . 12
2.1.3 Optischer Aufbau . . . 13
2.1.4 Signalverarbeitung . . . 14
2.1.5 Aktoren . . . 15
2.2 Regelkreis . . . 16
2.3 Der Sensor . . . 18
2.3.1 PIN-Dioden . . . 18
2.3.2 Betrieb von Fotodioden . . . 21
2.3.3 Das Ersatzschaltbild der Fotodiode . . . 22
2.3.4 Rauschen . . . 23
2.3.5 Quadrantenfotodiode . . . 26
2.4 Das Eingangssignal . . . 29
2.5 Mögliche Verstärkerschaltungen . . . 31
2.5.1 Lastwiderstand und nichtinvertierender Verstärker . . . 31
2.5.2 Transimpedanzverstärker . . . 32
2.5.3 Pulsintegrator . . . 35

3 Realisierung **37**
3.1 Nichtinvertierender Verstärker . . . 38
3.1.1 Übertragungsfunktion . . . 38
3.1.2 Auswahl des Operationsverstärker . . . 41
3.1.3 Bauteildimensionierung . . . 43
3.1.4 Eingangsfehler . . . 44

3.1.5 Verstärker-Rauschen . . . 45
3.2 Differentieller Ausgangstreiber . . . 47
3.2.1 Auswahl des Verstärkers . . . 47
3.2.2 Der stromrückgekoppelte Operationsverstärker . . . 48
3.2.3 Berechnung der differentiellen Ausgangsspannung . . . 49
3.2.4 Dimensionierung der Schaltung . . . 50
3.2.5 Rauschen . . . 50
3.2.6 Vorteile der differentiellen Signalübertragung . . . 52
3.3 Leiterplatten Layout . . . 53
3.3.1 Das Massepotential . . . 53
3.3.2 Ableit- und Entkoppelkondensatoren . . . 53
3.3.3 Rückkoppelnetzwerke . . . 54
3.3.4 Signalführung . . . 55
3.4 Messungen . . . 55
3.4.1 Amplituden- und Phasengang . . . 55
3.4.2 Positionsempfindlichkeit . . . 56
3.4.3 Rauschen . . . 60

4 Zusammenfassung und Ausblick 62

Literaturverzeichnis 63

Anhang 65

A Stromlaufplan 66

Abbildungsverzeichnis

2.1 Optischer Aufbau zur Strahlstabilisierung . . . 13
2.2 Signalverarbeitungskette . . . 14
2.3 Regelkreis . . . 16
2.4 Ortskurve des Frequenzgangs aus (Claussen, 2012, S. 41) . . . 17
2.5 Bänderschema für eine PIN-Diode bei Sperrpolung (Reisch, 2006, S. 1288) . . . 19
2.6 Stromempfindlichkeit der verwendeten PIN-Diode . . . 20
2.7 Kennlinienschar einer Fotodiode (Thuselt, 2011, S. 194) . . . 21
2.8 Beschaltung der Fotodiode . . . 22
2.9 Rauschabstand der Diode als Funktion des Fotostroms . . . 25
2.10 Schema der Quadrantenfotodiode . . . 26
2.11 Flächeninhalt des Kreissektors . . . 27
2.12 Verlauf der Kreisfläche auf beiden Seiten der Symmetrie-Achse . . . 28
2.13 Ausgangskennlinie . . . 28
2.14 Diodensignal im Zeitbereich . . . 29
2.15 Diodensignal im Frequenzbereich . . . 30
2.16 Verstärkerschaltungen . . . 31
2.17 Open-loop gain des AD8099 . . . 33
2.18 Bode-Diagramm des Transimpedanzverstärkers (Instruments, 2013, S. 3) . . . 34

3.1 Blockschaltbild der realisierten Sensorschaltung . . . 37
3.2 Realisierte Verstärkerschaltung . . . 38
3.3 Amplituden- und Phasengang der Schaltung . . . 40
3.4 Eingangsfehler des OPV (Inc. und Zumbahlen, 2011, S. 34) . . . 44
3.5 Rauschquellen der Verstärkerschaltung(Inc. und Zumbahlen, 2011, S. 40) . . . 46
3.6 Single-Ended to Differential Amplifier (Ardizonni und Pearson, 2009, S. 22) . . . 47
3.7 Ersatzschaltbild von strom- bzw. spanungsrückgekoppeltem Verstärker (Jung und Jung, 2005, S. 14) . . . 48
3.8 Rauschquellen des differentiellen Verstärkers . . . 50
3.9 Grafische Benutzeroberfläche, Diff-Amp-Calculator von Analog Devices . . . 51
3.10 Gemessener Amplituden- und Phasengang der Schaltung . . . 55
3.11 Optischer Versuchsaufbau . . . 56
3.12 Modulation der Strahlposition mit 1.5μm und f=300Hz . . . 58

3.13 Modulation der Strahlposition mit 300nm und f=300Hz 59
3.14 Ausgangsspannung des Detektors bei Dunkelstrom 61

1 Einführung

1.1 Aufgabenstellung

Ziel soll die Entwicklung eines Systems zur Stabilisierung von Position und Winkel eines Laserstrahls im Raum sein. Dabei soll die Position des Strahls bis auf einen Fehler von unter 1μm stabilisiert werden. Die hier vorliegende Bachelorthesis soll sich jedoch auf den Detektor beschränken. Allerdings ist es dennoch notwendig das System als Ganzes zu betrachten, um die sich hieraus ableitenden Bedingungen für die Entwicklung und den Betrieb des Detektors im Kontext zu verstehen.
Der Detektor soll zu Testzwecken auf einen Faserlaseroszillator angepasst werden, dessen Strahl aus der Faser ausgekoppelt und in einen Versuchsaufbau geführt wird. Dieser besitzt eine Wellenlänge im nahen Infrarot-Bereich bei 1030nm. Der Osziallator erzeugt Pulse mit einer Halbwertsbreite von 1ps. Die Pulswiederholrate beträgt ca. 63MHz. Der Strahldurchmesser beträgt 1mm, dabei kann die Intensitätsverteilung im Strahlquerschnitt als konstant angesehen werden. Der Mittelwert der zur Detektion verfügbaren Leistung beträgt hier ca. 1mW.
Der Detektor soll das Positionsignal für eine anschließende digitale Signalverarbeitung einem Analog-Digital-Umsetzter differentiell zur Verfügung stellen. Dabei beträgt die maximale differentielle Eingangspannung des Analog-Digital-Umsetzters $2V_{pp}$ mit einem Gleichtakt Offset von 0.9V. Die Abtastrate beträgt 80MHz.
Die Position soll hierbei mit einer Auflösung von unter 100nm erfasst werden können. Dabei soll die Bandbreite der Detektion 50kHz betragen. Als Sensor dient eine Quadrantenphotodiode.

1.2 Anwendung

Im Gruppe Ultrafast Optics and X-Rays Division am Center for Free-Electron Laser Science werden unter anderem Ultrakurzpulslaserquellen als Tischgeräte entwickelt.
Durch deren Einsatz werden Anwendungen in vielen weiteren Forschungsgebieten ermöglicht, aber auch der Grundstein für eine industrielle Anwendungen gelegt. Es werden Technologien für Teilchen-Beschleuniger und Freie-Elektronen-Laser entwickelt.
Für die präzise Synchronisation von Taktquellen in Anlagen mit Größenordnungen von mehreren 100m bis wenigen Kilometern werden Systeme entwickelt.
Die effiziente Erzeugung von Terahertz-Strahlung mit Hilfe von Infrarot Festkörperlaser wird erforscht, um kompakte Strukturen für die Beschleunigung von Elektronen durch Terahertz-Strahlung zu ermöglichen.
Ultrakurzpulslaser ermöglichen außerdem die Erforschung schneller, dynamischer Prozesse in Materie.
Dabei werden sowohl Laserpulse mit Pulsdauern bis in den Sub-Femtosekundenbereich, als auch Hochenergiepulse mit Pulsenergien von mehreren hundert Millijoule erzeugt.
Die örtliche Positionierung und der Einfallswinkel des Strahls im Raum sind bei vielen Anwendungen von zentraler Bedeutung. Dadurch kann die Effizienz von Verstärkern erhöht, oder die Wechselwirkung des Strahl mit aktiven oder passiven Elementen optimiert werden, sowie die Überlagerung verschiedener Strahlquellen verbessert werden.

2 Analyse

Zunächst soll das Anwendungsumfeld, in welcher die Sensorschaltung eingesetzt wird eingehend untersucht werden, um die daraus resultierenden Anforderungen abzuleiten.

2.1 Die Strahlstabilisierung

2.1.1 Ursachen von Positionsfehlern

Die Ursachen der Abweichung von Strahlposition und Winkel (beam pointing) vom Sollwert sind vielfältig und in ihrer Gesamtheit nicht vollständig erforscht.
Großen Einfluss hierauf haben jedoch langsame thermische Drifts. Durch thermische Expansion bzw. Kontraktion verändern sich Abstände zwischen Spiegeln und Optiken. Dadurch verändert sich die Länge des Stahlweges, sowie Einfalls- und Ausfallswinkel und Auftrittsort auf Spiegeln und Optiken. Diese Störungen haben im Allgemeinen eine relative große Amplitude, weisen allerdings spektrale Anteile von nur wenigen Hertz auf.
Eine weitere Störquelle stellen Vibrationen dar. Das Spektrum von Vibrationen liegt typischerweise im Audiobereich. Allerdings konnten Störungen durch Kryopumpen bei ca. 40kHz beobachtet werden.
Ein Großteil von beam pointing Fehlern entsteht durch turbulente Strömungen an Instrumenten mit Wärmeentwicklung. Dieser wird verusacht durch einen laminaren Luftstrom, der zur Erhöhung der Reinraumqualität über dem Lasertisch erzeugt wird. Dabei kann es zu Verwirbelungen des laminaren Luftstroms auf dem optischen Tisch kommen, insbesondere in Verbindung mit Wärmeentwicklung. Dabei propagiert der Laserstrahl durch Luftschichten mit unterschiedlichen Temperaturen und das Licht wird an den Grenzschichten gebrochen.
Übliche Fehleramplituden der Strahlpositon liegen im Bereich von $\pm 100\mu$ in X- und Y-Richtung. Die Winkelabweichung ist stark abhängig vom optischen Aufbau.

2.1.2 Kommerzielle Lösungen und die Motivation zur Entwicklung einer eigenen Lösung

Am Markt sind bereits kommerzielle Lösungen für die Strahlstabilisierung erhältlich. Anbieter sind unter Anderem TEM-Messtechnik, MRC-Systems, sowie Newport und Thorlabs. Die Genauigkeit ist im Allgemeinen zufriedenstellend. Die Bandbreite kommerzieller Systeme, mit der Positionsfehler ausgeregelt werden können, liegt unter 1 kHz. Dies ist für manche Anwendungen nicht ausreichend. Eine Bandbreite von 10kHz ist erforderlich. Eine darüber hinausgehende Bandbreite ist wünschenswert und theoretisch realisierbar, daher werden alle Komponenten daraufhin ausgelegt. Außerdem müssen die Systeme oft aufwendig an die jeweilige Anwendung angepasst werden. Strahldurchmesser, Pulswiederholraten, verfügbare optische Leistung und Wellenlänge des Laser variieren von Anwendung zu Anwendung stark, sodass eingebaute Systeme teilweise nicht bzw. nur unter großem Aufwand auf andere Anwendungen portierbar sind.
Bei einer eigenen Lösung ist ein Austausch einzelner Komponenten verhältnismäßig unproblematisch. Das gesamte Fachwissen über den inneren Aufbau befindet sich in der Gruppe. Sämtliche Parameter des Systems können beeinflusst werden. So können andere Wellenlängen durch Autausch der Diode nutzbar gemacht werden, oder andere Dioden durch Austausch der Gehäusegeometrie im Schaltungsentwurf realisiert werden.
Einer der wichtigsten Punkte ist allerdings die Einbindung in Supervisory Control and Data Acquisition Systeme, kurz SCADA. Hier sind die Systeme Tango und Epics in der Forschung weit verbreitet. Mit Hilfe dieser Systeme wird die Steuerung und Überwachung aller Prozesse über einen Server in einem Gesamtsystem ermöglicht.
Ein Prozessor mit Linux Betriebssystem sowie eine Ethernet-Schnittstelle sind hierzu unverzichtbar, über diese müssen Parameter einstellbar sein und Daten ausgelesen werden können. Weiterhin soll auch die Möglichkeit bestehen die Strahlpositionierung an Interlock Systeme anzubinden. Diese Systeme steuern sämtliche sicherheitsrelevanten Funktionen eines Gesamtsystems und koordinieren diese, um Personen- und Anlagenschäden zu verhindern.

2.1.3 Optischer Aufbau

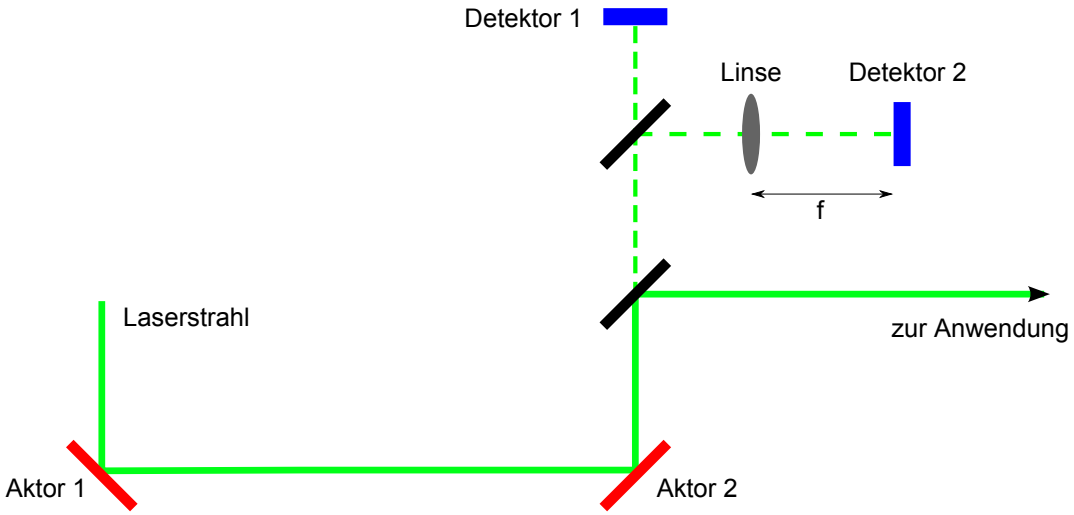


Abbildung 2.1: Optischer Aufbau zur Strahlstabilisierung

In Abbildung 2.1 ist ein kompletter, üblicher, optischer Aufbau zur Regelung von Position und Winkel eines Strahls abgebildet. Er stellt dabei nur eine mögliche Form der Realisierung dar. Hierbei spielen sowohl der verfügbare Platz und Zwänge in der Stahlführung, als auch die benötigte Positioniergenauigkeit und die zur Strahldetektierung auskoppelbare Lichtleistung eine Rolle. Zur Detektion der Strahlposition muss ein Teil der Laserleistung aus dem Strahlgang ausgekoppelt werden. Dazu können einerseits Optiken genutzt werden, welche für die Anwendung schon im Strahlgang vorhanden sind. Beispielsweise durch reflektierende Spiegel, welche über einen geringen Transmissionsgrad verfügen, oder aber über optische Elemente im Strahlgang, an denen ein geringer Teil der Laserleistung nach außen reflektiert wird. Andererseits gibt es die Möglichkeit zusätzliche Elemente in den Strahlgang einzufügen. Hierzu zählen Strahlteiler, siehe auch Abbildung 2.1. Diese besitzen einen Transmissionsgrad von 0.5, die restliche Strahlleistung wird orthogonal zum Strahl reflektiert. Darüber hinaus gibts es beam sampler mit unterschiedlichen Verhältnissen zwischen Reflektion und Transmission. Im hier gezeigten Fall wird die Hälfte der Strahleistung für die Detektion ausgekoppelt. Über einen weiteren Strahlteiler trifft der Strahl direkt auf den ersten Detektor. Dieser Detektor bestimmt die Position des Strahls in der Ebene. Im zweiten Arm des Strahlteilers fällt der Strahl über eine Sammellinse auf den zweiten Detektor, welcher sich in der Brennebene der Linse befindet. Dadurch kann der Winkel des Strahls bestimmt werden.
Kippspiegel, welche im 45° Winkel im Strahlengang liegen dienen als Aktoren. Ihr Name rührt daher, dass sich ihre Spiegelfläche in zwei Ebenen unabhängig voneinander kippen lassen. Dies geschieht entweder durch Piezo Elemente, oder mittels Schrittmotoren, aber auch manuell.

2.1.4 Signalverarbeitung

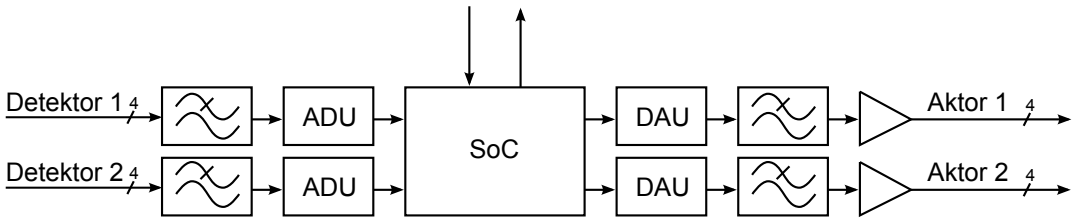


Abbildung 2.2: Signalverarbeitungskette

Der Regler selbst wird digital realisiert werden. Dies ist in erster Linie dem Umstand geschuldet, dass ein digitales System für andere Anwendung entwickelt wird und somit keine zusätzliche Hardware-Entwicklung notwendig ist. Des Weiteren wird eine digitale Steuerung des Reglers mit einer Anbindung an übergeordnete Prozesse gefordert. Außerdem sind spezielle Funktionen, wie das Verhalten bei Blockierung des Strahlweges, oder die Implementierung von Kerbfiltern zur Vermeidung mechanischer Resonanzen der Aktoren einfacher auf die jeweilige Anwendung anpassbar. Schließlich können Regler Parameter per Netzwerkzugriff abgerufen und verändert werden. Die Visualisierung von Kennwerten sowie Datenaufzeichnung werden vereinfacht.
Kern der digitalen Signalverarbeitungskette in Abbildung 2.2 ist der Zynq Z-7020 von Xilinx mit einem Dual Core ARM Cortex-A9 Prozessor und einem Artix-7 FPGA auf einem Halbleiterbaustein (System-on-a-Chip oder SoC). Der ARM-Prozessor wird vom Linux-Betriebssytem unterstützt und bietet neben weiterer Peripherie auch eine Ethernet-Schnittstelle. Der FPGA eignet sich für besonders schnelle und effiziente Signalverarbeitung. Die Detektoren liefern jeweils vier Ausgangssignale, welche zunächst Analog-Digital umgesetzt werden müssen. Hier ist sind hohe Abtastraten notwendig, um die Laufzeit möglichst zu verringern. Das System soll für die Anwendung der Strahlstabilisierung und weitere Anwendungen mit 80MSps und einer Auflösung von 14 bit abgetastet werdern. Die Eingangsspannungen sind differentiell mit einer maximalen differentiellen Amplitude von $2V_{pp}$ und einem Gleichspannungsoffset von 0.9V. Diese Signale müssen zuvor tiefpassgefiltert werden, um Signale mit einer höheren Frequenz als der halben Abtastrate zu unterdrücken und Alias Effekte im Spektrum des digitalen Signals zu vermeiden. Das Spektrum des Detektor Signals liegt weit unter dieser Frequenz. Die Tiefpassfilterung dieses Signals am Eingang soll in erster Linie Rauschen unterdrücken.
Die verarbeiteten Signale werden anschließend wieder Digital-Analog umgesetzt. Es folgt eine Tiefpassfilterung, um das zeit- und wertdiskrete Signal wieder in eine kontinuierliche Signalform zu überführen. Des Weiteren muss hier sicher gestellt sein, dass die Anforderungen des Nyquist-Kriteriums (siehe 2.2) für den Regelkreis eingehalten werden.

In einem Versuchsaufbau konnte die Leistungsfähigkeit des SoC unter Beweis gestellt werden. Ein Schleifenfilter, sowie die Anbindung von ADU und DAU an den FPGA wurden erfolgreich getestet. Des Weiteren konnte ein Stochastic-Parallel-Gradient-Descent-Algorithmus getestet werden, bei dem die Detektorflächen durch Spiegelbewegungen mit dem Laserstrahl abgefahren werden und Minima und Maxima der Sensorspannungen angefahren werden können. Der implementierte Digital-Analog-Umsetzer traf allerdings nicht die, für folgende Anwendungen nötigen Spezifikationen. Daher wurde der Detektor auf andere ADU-Eingangsspezifikationen angepasst und ist mit dem aktuellen Aufbau nicht mehr kompatibel.

2.1.5 Aktoren

Die Strahlposition kann mit Kippspiegeln gesteuert werden. Dabei ist ein Spiegel an drei Punkten auf Piezokeramiken aus Blei-Zirkonat-Titanat (PZT) gelagert. Durch Ausnutzung des inversen Piezoeffektes, kann die Ausdehnung des PZT-Aktors durch anlegen einer Spannung verändert werden. Somit lässt sich der Spiegel in zwei Ebenen unabhängig voneinander Kippen. Durch Spannungen von 0 bis 150V erreicht man eine Längenänderung von wenigen μm. Dabei zeigt die Piezokeramik stark kapazitives Verhalten. Es sind Treiberstufen für eine hohe Ausgangspannung von 150V mit großer Stromtreibfähigkeit nötig. Treiberstufen mit den nötigen Spezifikationen sind bereits vorhanden. Dazu ist ein eigener Treiber entwickelt worden. Der nötige Strom steigt mit Frequenz und Amplitude des Signals stark an und steigt weiter mit der mechanischen Last. Man kann dieses Problem verringern, in dem man schnelle Aktoren für höhere Frequenzen und kleinere Aussteueramplituden nutzt und diese mit Hilfe langsamerer Aktoren in ihrem Arbeitspunkt hält, sodass sie ihre Aussteuergrenze nicht erreichen. Der eigentliche bandbegrenzende Faktor ist allerdings die mechanische Konstruktion und deren mechanische Resonanzen. Gute Erfahrungen wurden hier mit Kupferkonstruktionen gemacht, die mit Blei ausgegossen werden. Durch kleine flach geschliffene Spiegel, werden mit derartigen Aufbauten bis zu 300kHz erreicht. Aktuell erhältliche Kippspiegel können lediglich bis zu 1kHz betrieben werden. Eine eigene schnellere Konstruktion ist angestrebt.

2.2 Regelkreis

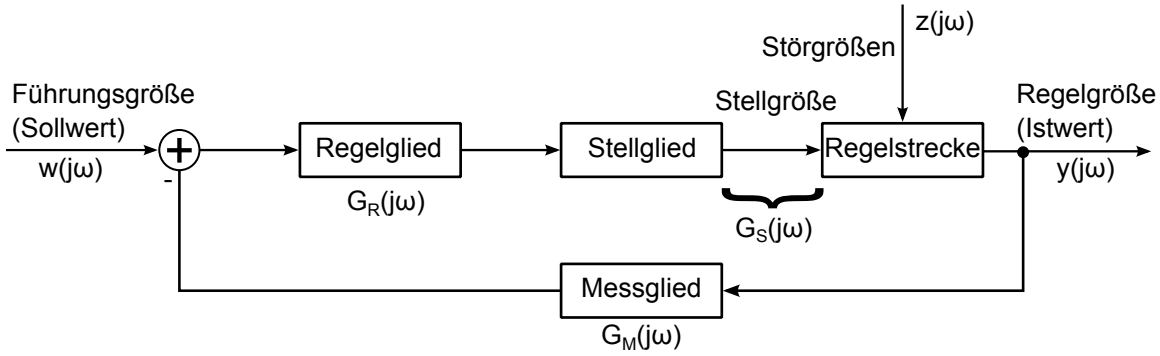


Abbildung 2.3: Regelkreis

In Abbildung 2.3 ist ein Regelkreis dargestellt. Dieses Modell kann auf die Anwendung der Strahlstrabilisierung übertragen werden. Die Führungsgröße entspricht der vom Anwender erwünschten Strahlposition. Abweichungen von dieser Position sollen vom Detektor erfasst und im Regelglied verglichen werden. Beim Regelglied handelt es sich um den digitalen Teil des Aufbaus. Dies bedeutet, das Signale zunächst Analog-Digital umgesetzt werden müssen und im Anschluss wieder Digital-Analog umgesetzt. Das Regelglied vergleicht Ist- und Sollwert, wobei deren Differenz verstärkt bzw. gefiltert wird. Beim Stellglied handelt es sich um die Treiber der Aktoren, welche in der Regelstrecke die Strahlführung manipulieren. Hier wirken auch die Störungen auf die Strahlposition ein. Die Regelung soll in dieser Anwendung auf Störgrößeneinflüsse reagieren, welche auf den Ausgang der Regelstrecke wirken. Die Reaktion auf Änderung der Führungsgröße ist nicht von Bedeutung, da die Strahlposition lediglich einmal zu Anfang eingestellt wird und anschließend nicht mehr verändert wird. Das Störgrößenverhalten wird beschrieben mit der Störübertragungsfunktion:

$$G_Z(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{z(j\omega)} = \frac{1}{1 + G_M(j\omega)G_R(j\omega)G_S(j\omega)} \tag{2.1}$$

Forderungen an den Regelkreis sind zunächst Genauigkeit und Schnelligkeit bei Reaktion auf Störungen. Weitaus wichtiger ist jedoch die Stabilität des Regelkreis.

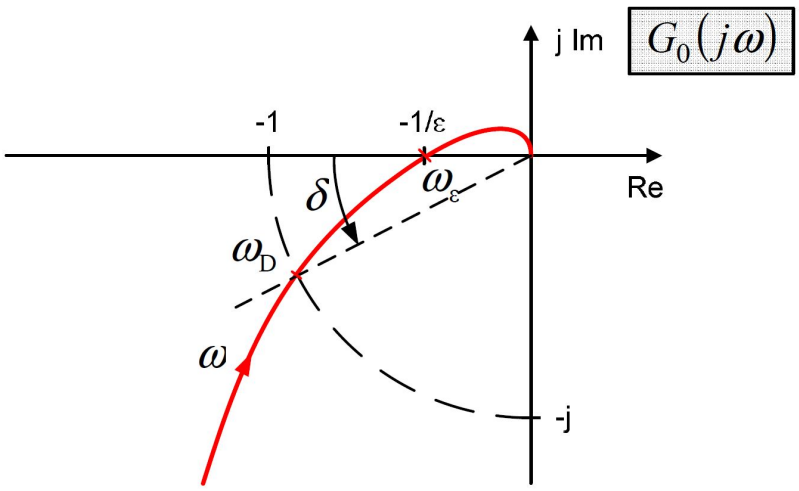


Abbildung 2.4: Ortskurve des Frequenzgangs aus (Claussen, 2012, S. 41)

Zur Beurteilung der Stabilität eines Regelkreis kann das Nyquist-Kriterium heran gezogen werden. Dazu betrachtet man die Ortskurve des Frequenzgangs vom aufgeschnittenen Regelkreis $G_0(j\omega)$. Der Regelkreis ist stabil, wenn der ω-Fahrstrahl den -1 Punkt auf der reellen-Achse links liegen lässt. Der Abstand δ wird hierbei Phasenreserve genannt. Der Schnittpunkt mit der negativ reellen Achse wird mit -1/ϵ bezeichnet. ϵ wird Amplitudenreserve genannt. Dies bedeutet, dass der Regelkreis Störungen bis zu der Frequenz ausregeln kann, bei welcher der Phasengang des offenen Regelkreises einen Abstand von mindestens δ zur 180°-Linie besitzt. An der Stelle, an welcher der Phasengang des Systems die 180°-Linie erreicht, muss eine Dämpfung von mindestens ϵ gewährleistet sein. Im Fall des gegebenen Aufbaus mit Störeinwirkung am Ausgang der Regelstrecke beträgt die Phasenreserve $\delta = 60°$ und die Amplitudenreserve $\epsilon = 20dB$

2.3 Der Sensor

Bei dem eingesetzten Sensor handelt es sich um eine Silizium Quadrant-PIN-Diode, zur Detektion optischer Strahlung im nahen Infrarot-Bereich

2.3.1 PIN-Dioden

Generell eigenen sich alle Halbleiter-pn-Übergänge zur Detektion optischer Strahlung. Dazu wird der pn-Übergang über ein Fensterglas der Strahlung ausgesetzt. Die Oberfläche des Fensters ist beschichtet, um Reflexionen zu minimieren und das Halbleitermaterial möglichst der gesamten optischen Leistung auszusetzten. Übersteigt die Energie $W = h \cdot f$ eines einfallenden Photons mit der Frequenz f (in der Physik auch mit ν bezeichnet) und dem Plankschen Wirkungsquantum h den energetischen Abstand $\Delta W = W_c - W_v$ zwischen Valenz- und Leitungsband des Halbleiters, so kann dieses Photon ein Elektron vom Valenz- ins Leitungsband anheben. Dabei wird ein Elektronen-Loch-Paar generiert. Diese Paare rekombinieren im p- bzw. n-Gebiet jedoch relativ schnell wieder. In der Sperrschicht bildet sich aufgrund der Diffusionspannung jedoch ein elektrisches Feld aus, welches die Elektronen-Loch-Paare trennt vgl. Abbildung 2.5 auf Seite 19. Dabei wandern die Elektronen zur n-Seite und die Löcher zur p-Seite. Photodioden werden im Allgemeinen in Sperrrichtung betrieben, sodass der in der Sperrschicht erzeugte Ladungsträgerfluss den Sperrstrom erhöht.

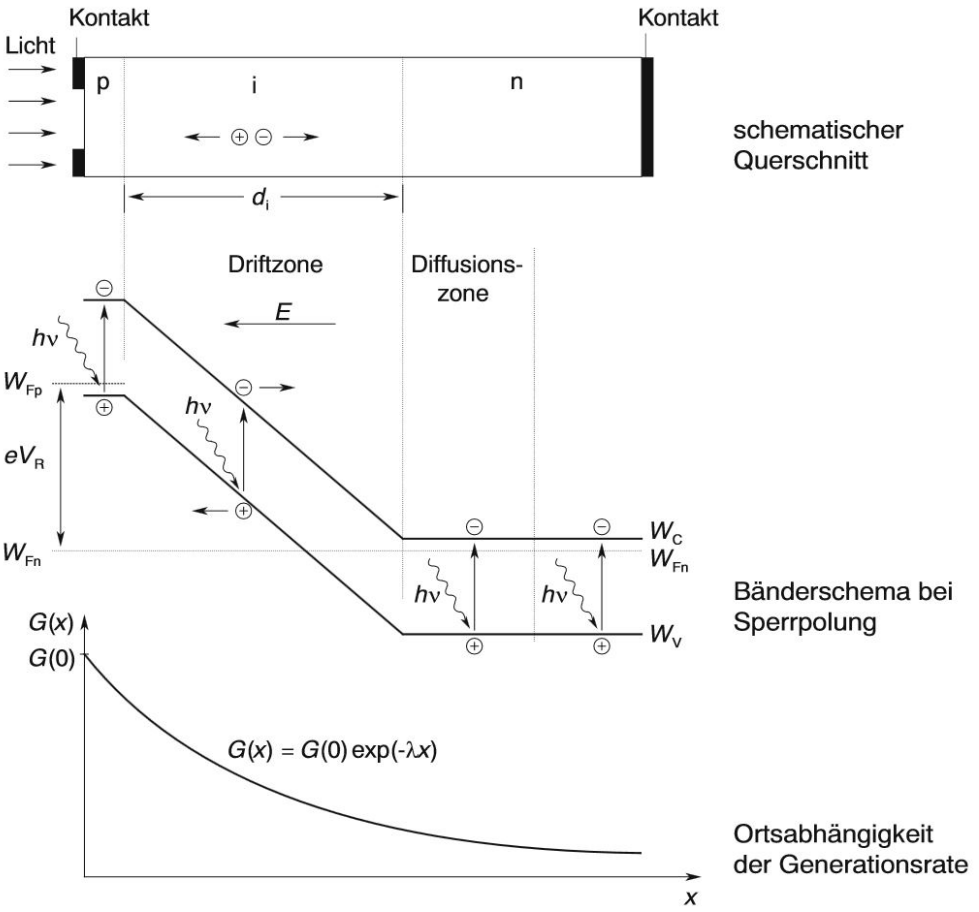


Abbildung 2.5: Bänderschema für eine PIN-Diode bei Sperrpolung (Reisch, 2006, S. 1288)

Bei pn-Dioden bildet sich die Raumladungszone durch Diffusion bzw. Rekombination von Löchern und Elektronen im Übergang zwischen p- und n-dortiertem-Bereich. Dieser Bereich ist gewöhnlich sehr klein. Durch Einfügen einer undortierten Schicht zwischen p- und n-dortiertem-Bereich kann die Raumladungszone aufgeweitet werden. Der Bereich, in welchem der Fotostrom durch Photonen erzeugt werden kann, wird dadurch vergrößert. Ein schematischer Querschnitt ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Hier ist eine eigenleitende (intrinsische) i-Schicht zwischen p- und n-dotiertem-Bereich eingebracht. Das Licht fällt hierbei auf der p-dotierten Seite ein. Die p-Schicht ist hier möglichst dünn gehalten, damit möglichst viele der einfallenden Photonen in der i-Schicht absorbiert werden, wo die Ladungsträger durch das E-Feld getrennt werden können, bevor sie rekombinieren. Der Ort der Generation von Elektronen-Loch-Paaren ist abhängig von der Wellenlänge der eintreffenden Photonen. Photonen mit kurzer Wellenlänge können hierbei weniger tief in das Kristallgitter des Halbleiters eindringen. Somit steigt die Quantenausbeute mit der Wellenlänge, allerdings nur soweit, bis die Photonenenergie nicht mehr ausreicht, um Elektronen zum Überwinden der Bandlücke

anzuregen. Je größer der intrinsische Bereich der Fotodiode, desto mehr Photonen können generell zum Stromfluss beitragen. Allerdings steigt mit der Länge dieses Bereichs auch die Transitzeit, welche die Elektronen-Lochpaare benötigen, um durch die Sperrschicht zu driften, somit sinkt die Grenzfrequenz der Diode. Höhere Quantenausbeuten sind somit nur zum Preis einer geringeren Bandbreite zu realisieren und umgekehrt.
Die Sensorempfindlichkeit wird vor Allem durch zwei Kennwerte beschrieben.
Die Stromempfindlichkeit S in A/W charakterisiert hierbei die Empfindlichkeit des Sensors

$$S = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} \tag{2.2}$$

Der Quantenwirkungsgrad η_q beschreibt das Verhältnis von Photonen zu Elektronen-Loch-Paaren, welche zum Fotostrom beitragen.

$$\eta_q = S \frac{h\,c}{q} \frac{1}{\lambda} \tag{2.3}$$

Somit lässt sich die Stromempfindlichkeit als Funktion der Wellenlänge beschreiben:

$$S(\lambda) = \eta_q \frac{\lambda\,q}{h\,c} \tag{2.4}$$

Diese Beziehung gilt für Photonenenergien, größer als der energetische Abstand zwischen Valenz- und Leitungsband des Halbleitermaterials.

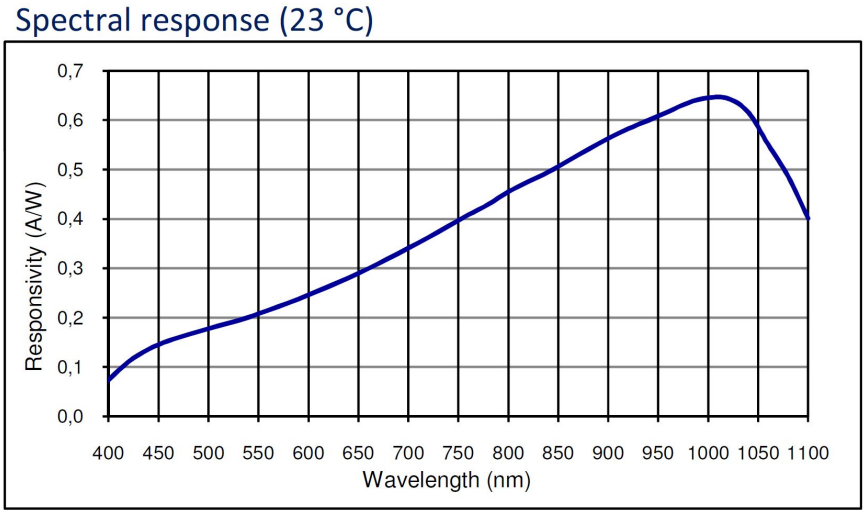


Abbildung 2.6: Stromempfindlichkeit der verwendeten PIN-Diode

Die Grafik in Abbildung 2.6 ist dem Datenblatt der verwendeten Diode entnommen. Erkennbar ist, dass diese sich gut für den Einsatz bei 1030nm eignet. Hier liefert diese einen Fotostrom von ca. 0.65mA bei einer optischen Leistung von 1mW.

2.3.2 Betrieb von Fotodioden

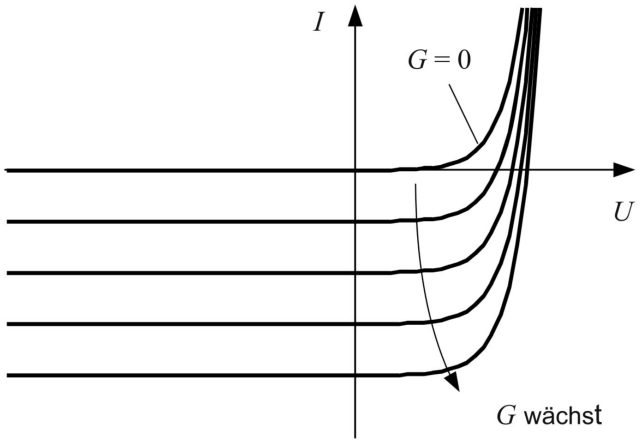


Abbildung 2.7: Kennlinienschar einer Fotodiode (Thuselt, 2011, S. 194)

Die Strom-Spannungskennlinie einer in Sperrrichtung gepolten PIN-Fotodiode kann wie folgt beschrieben werden:

$$I = I_0 \cdot (e^{\frac{Uq}{kT}} - 1) - I_{ph} \tag{2.5}$$

Die Kennlinie entspricht der allgemeinen Diodenkennlinie, solange keine Elektronen-Loch-Paare durch Photoneneinstrahlung generiert werden. Dies entspricht in Abbildung 2.7 der Kennlinie für G = 0. In Sperrrichtung fließt lediglich ein geringer Dunkelstrom I_0, welcher mit steigender Sperrspannung ansteigt. Wie bereits beschrieben, erzeugt eine einfallende optische Strahlung einen Fotostrom, welcher proportional zu Lichtleistung ist. Mit steigender Lichtleistung und somit steigender Elektronen-Loch-Paar-Generationsrate (G) erfolgt eine Verschiebung der Kennlinie nach unten. Hierbei sind Kurzschlussstrom sowie Leerlaufspannung zur Erfassung der einstrahlenden Leistung von besonderem Interesse. Hieraus resultieren zwei verschiedene Betriebsarten.

Betrieb als Fotodiode

Die Diode wird in diesem Fall in Sperrichtung betrieben. In diesem Bereich ist die durch Photoneneinstrahlung erzielte Stromänderung am größten und proportional zur optischen Leistung. Üblicherweise wird die Diode mit einer zusätzlichen Sperrspannung beaufschlagt. Dies hat den Vorteil, dass dadurch die Sperrschichtkapazität verringert wird und sich so die detektierbare Bandbreite erhöht. Allerdings führt eine höhere Sperrspannung auch zum Anstieg des Dunkelstroms, welcher für einen zusätzlichen Offset-Fehler und zusätzliches Schrotrauschen sorgt (siehe Abschnitt 2.3.4).

Betrieb als Fotoelement

Hierbei dient der pn-Übergang als Spannungsquelle. Die durch Trennung der Ladungsträger erzeugte Spannung steigt im Leerlauf logarithmisch mit der Strahlungsleistung. Die Spannung nähert sich dabei asymptotisch der Diffusionsspannung an.

2.3.3 Das Ersatzschaltbild der Fotodiode

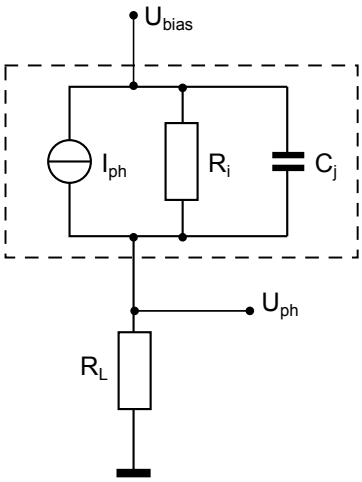


Abbildung 2.8: Beschaltung der Fotodiode

Abbildung 2.8 zeigt ein vereinfachtes Ersatzschaltbild der Fotodiode im Sperrbetrieb. Des Weiteren wird die Kathode mit einer positven Spannung in Sperrrichtung beaufschlagt. Der Fotostrom kann an der Anode gemessen werden und über einen Widerstand R_L in eine Spannung U_{ph} gewandelt werden. Bei hinreichend großem R_L, kann der Serienwiderstand R_S der Diode vernachlässigt werden. Zusätzlich zum durch Lichteinstrahlung erzeugten Strom, fließt über den Parallelwiderstand R_I ein Dunkelstrom I_0. Dieser Strom ist abhängig von der angelegten Sperrspannung und beträgt bei 10V ca. 3nA. Die Sperrschichtkapazität C_j ist ebenfalls abhängig von der angelegten Sperrspannung. Diese Kapazität begrenzt die Bandbreite der Detektion. Die Bandbreite lässt sich durch eine höhere Sperrspannung vergrößern, solange die Sperrspannung die Durchbruchspannung nicht erreicht. Bei einer Sperrspannung von 10V kann die Sperrschichtkapazität auf ca. 16nF reduziert werden. Weiteren Einfluss auf die Bandbreite hat die Eingangskapazität C_{in} eines Operationsverstärkers, welcher die Spannung U_{ph} weiter verstärkt. Mit dem Widerstand R_L resultiert einfaches Tiefpassverhalten mit der Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_L (C_j + C_{in})} \tag{2.6}$$

2.3.4 Rauschen

Die Amplituden-Auflösung, welche in der Analog-Digital-Umsetzung erreicht werden kann, ist abhängig vom Rauschlevel. Die kleinstmögliche Schrittweite der Amplituden-Auflösung (least significant bit, kurz LSB) entspricht dabei dem doppelten Mittelwert vom Rauschlevel. Das Rauschen entsteht dabei nicht nur in der Verstärkerschaltung, sondern auch im Sensor selbst. Aus der Untersuchung der Rauschquellen vom Sensor können weitere Anforderungen für die weitere Signalaufbereitung abgeleitet werden. Die wesentlichen Rauschquellen des Sensors sind das thermische Rauschen der Diode, das Schrotrauschen von Dunkel- und Signalstrom, sowie das thermische Rauschen eines eventuellen Lastwiderstands, der den Strom in eine Spannung wandelt. Siehe dazu auch (Moghimi, 2013, S. 70).

Thermisches Rauschen

Thermisches Rauschen entsteht an allen ohmschen Widerständen durch die Bewegung von Ladungsträgern, welche thermische Energie aufnehmen. Das Rauschen kann als Rausch-Spannung an den Klemmen eines Widerstands gemessen werden. Der Mittelwert dieser Rauschspannung $u_{TH}(t)$ ist 0. Zur Bestimmung der Rauschgröße wird der quadratische Mittelwert $\overline{u}^2_{TH}$ bestimmt. Der Effektivwert U_{TH} der Rauschspannung ist die Wurzel aus diesem quadratischen Mittel:

$$U_{TH} = \sqrt{4kTRB} \tag{2.7}$$

Dabei ist k die Boltzmann-Konstante. Die spektrale Leistungsdichte ist dabei konstant, sogenanntes Weißes Rauschen. Somit kann mit Gleichung 2.7 der Effektivwert der Rauschspannung innerhalb der Bandbreite B, oder die spektrale Dichte dieser Spannung in $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$ bestimmt werden. Analog kann auch der Effektivwert des Rauschstroms eines kurzgeschlossenen Widerstand berechnet werden:

$$I_{TH} = \sqrt{\frac{4kT}{R}B} \tag{2.8}$$

Schrotrauschen

Schrotrauschen tritt überall auf, wo der elektrische Strom eine Potentialbarriere überwinden muss. Dabei ist der elektrische Strom mit der Elementaladung q quantisiert. Die zeitliche Ablauf vom Übertreten der Potentialbarriere einzelner Elementarladungen ist ein stochastischer Prozess, er erfolgt poissonverteilt. Diese quantisierten Schwankungen sind dem Strom als Rauschen überlagert. Das Rauschens ist über einen weiten Bereich des Spektrums gleichverteilt. Das Spektrum oberhalb der Frequenz, die dem Reziproken der Transitzeit von Ladungsträgern über Potentiealbarriere entspricht, fällt mit $1/f^2$ ab. Der Effektivwert I_{shot} des

Rauschstromes ist wieder die Wurzel des quadratischen Mittelwertes $\bar{i}^2_{shot}$ vom selbigen und steigt mit dem Gesamtstromfluss:

$$I_{shot} = \sqrt{2qIB} \tag{2.9}$$

Gesamtrauschen am Lastwiderstand

Der Effektivwert des Stromrauschens der Diode lässt sich als Wurzel der Summe der Effektiwert-Quadrate vom Schrotrauschen des Dunkelstroms und des Fotostroms, sowie dem thermischen Rauschen der Diode ausdrücken, da diese unkorrelliert sind:

$$I_{N-Diode} = \sqrt{I^2_{TH} + I^2_{shot-0} + I^2_{shot-PH}} \tag{2.10}$$

Am Lastwiderstand R_L resultiert aus dem Stromrauschen der Diode eine Rauschspannung. Hinzu kommt das thermische Rauschen des Lastwiderstands:

$$U_N = \sqrt{I^2_{N-Diode} R^2_L + U^2_{TH}} \tag{2.11}$$

Das Rauschen ist folglich abhängig von Temperatur, Bandbreite, Widerstandswerten und dem Fotostrom. Bei einer absoluten Temperatur von 300K, einem Lastwiderstand von 2kΩ, einem Parallelwiderstand in der Diode von R_I=3.33GΩ und einer nach Gleichung 2.6 berechneten Grenzfrequenz f_g und einer daraus rusultierenden Bandbreite $B = 1.57 \cdot f_g = 6.25MHz$, da spektrale Anteile oberhalb der Grenzfrequenz noch gedämpft durchgelassen werden, kann der Effektivwert der Rauschspannung als Funktion des Fotostroms aufgetragen werden. Aus dem Verhältnis von Nutzsignal zu Störsignal resultiert das Signal-Rausch-Verhältnis, kurz SNR:

$$SNR = 20 \cdot lg_{10}(\frac{U_{PH}}{U_N}) \tag{2.12}$$

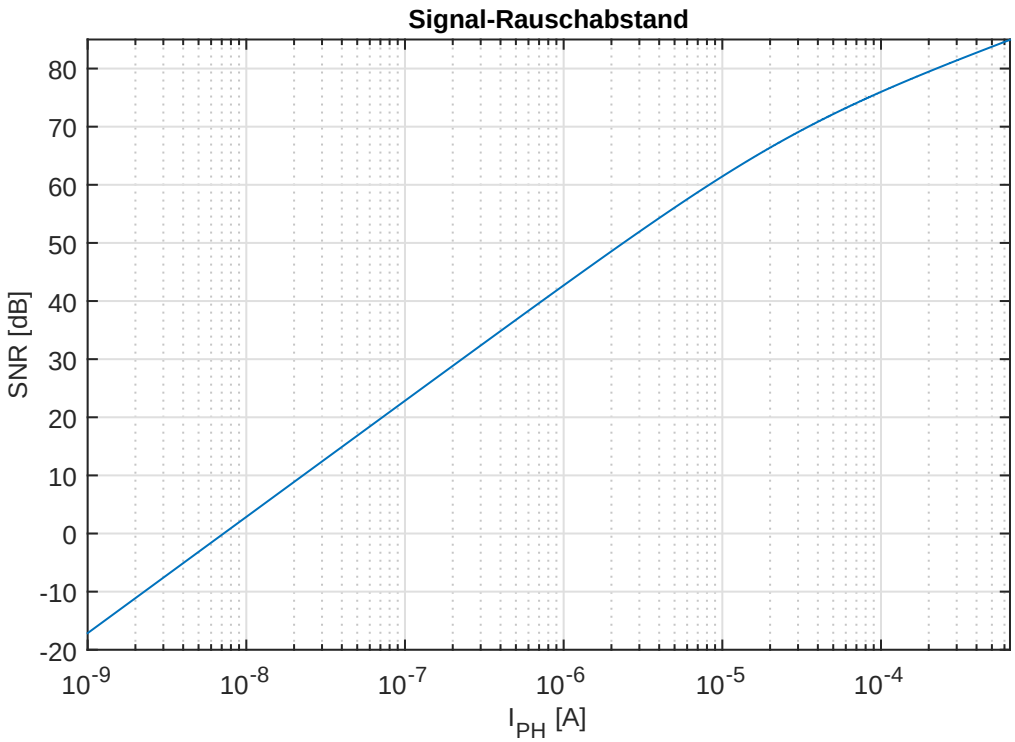


Abbildung 2.9: Rauschabstand der Diode als Funktion des Fotostroms

Mit steigendem Fotostrom steigt auch das Rauschlevel an. Allerdings ist der Anstieg des Rauschlevels klein im Vergleich zum Anstieg des Fotostroms, sodass sich der Rauschabstand mit steigendem Fotostrom vergrößert. Dies ist in Abbildung 2.9 dargestellt. Dabei sind einige Punkte von besonderem Interesse. Bei einem SNR von 0 entspricht die Signalspannung der Rauschspannung:

$$S \cdot P_{opt} \cdot R_L = U_{PH} = U_N(P_{opt}) \tag{2.13}$$

Die optische Leistung P_{opt}, bei welcher der Störpegel dem Signalpegel entspricht, wird Noise-Equivalent-Power (kurz NEP) genannt. Es ist die kleinste detektierbare optische Leistung. Dieser Wert kann aus Abbildung 2.9 bestimmt werden. Bei einem SNR von 0 beträgt der Fotostrom I_{PH} ca. 7nA. Somit beträgt die optische Leistung $P_{opt} = I_{PH}/S = 7nA/0.65A/W = 11.3nW$.
Außerdem beträgt der SNR bei einer optischen Leistung von 1mW knapp 85dB und für den Fall, dass diese Leistung gleichmäßig über die vier Quadranten der Diode verteilt ist und jeweils ein Fotostrom von 162.5μA fließt, noch 78dB. Bei diesem Signalpegel beträgt der Effektivwert der Rauschspannung 15.538$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ bei der vollen Amplitude von 0.65mA beträgt dieser Wert U_{N1mW}=29.432$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$

2.3.5 Quadrantenfotodiode

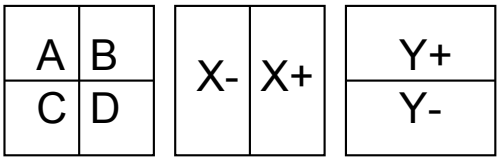


Abbildung 2.10: Schema der Quadrantenfotodiode

Bei der Quadrantenfotodiode sind vier Dioden nach dem in 2.10 gezeigten Schema auf dem selben Substrat angeordnet. Zwischen den einzelnen Dioden besteht ein kleiner Spalt. Die verwendete Silizium PIN-Diode QP-100-Q besitzt Quadranten mit einer quadratischen Fläche von jeweils 5mm x 5mm und einem Abstand von 50μm zwischen den einzelnen Quadranten. Die Ausgangsgrößen des Detektors sind proportional zur Lichtleistung, welche auf den einzelnen Quadranten einfällt. Die Position eines auftreffenden Laserstrahls kann somit relativ zum Mittelpunkt der Detektorfläche bestimmt werden.

$$X = \frac{(B + D) - (A + C)}{A + B + C + D} \tag{2.14}$$

$$Y = \frac{(A + B) - (C + D)}{A + B + C + D} \tag{2.15}$$

Mittels der Berechnung aus Gleichung 2.14 und 2.15 erhält man die Abweichung der Strahlmitte vom Mittelpunkt der Detektionsfläche relativ zum Strahlradius. Die Abweichung in X- bzw. Y-Richtung kann hierbei einen Wert zwischen -1 und +1 annehmen. Der aktive Bereich, in dem eine Positionsänderung detektierbar ist, ist somit durch den Strahldurchmesser begrenzt. Allerdings ist der Ausschlag in X- bzw. Y-Richtung bei gleicher Positionsänderung und kleinerem Strahldurchmesser größer, sodass die Empfindlichkeit mit sinkendem Strahldurchmesser steigt.

Ausgangskennlinie

Jeder der vier Quadranten der Diode erfasst dabei einen Teil des Kreises. Der Teil des Kreises auf einer Seite der Symmetrie-Achse des Sensors (B+D, A+C, A+B sowie C+D) kann hierbei als Kreissegment aufgefasst werden. Hier soll die Abhängig der Ausgangsgrößen X und Y aus Gleichung 2.14 und 2.15 von Seite 26 vom Strahlmittelpunkt untersucht, um die Ausgangsgrößen als Funktion der Verschiebung des Strahlmittelpunktes von der Detektormitte zu ermitteln. Zur Vereinfachung wird die Abweichung in Y-Richtung gleich 0 gesetzt, folglich ist A=C und B=D. Des Weiteren wird der Spalt zwischen den Quadranten vernachlässigt.

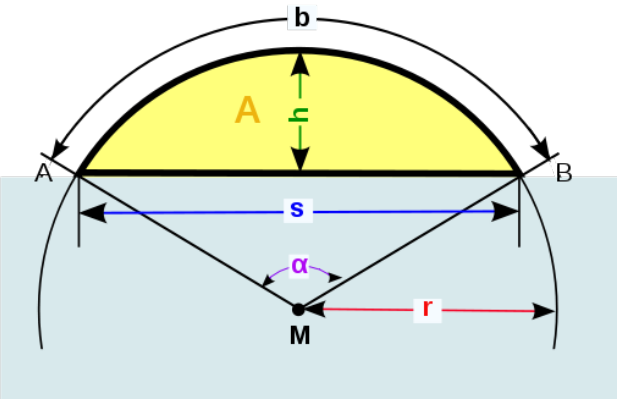


Abbildung 2.11: Flächeninhalt des Kreissektors

Das in Abbildung 2.11 dargestellte Kreissegment entspricht der Strahlfläche auf einer Seite der Symmetrie-Achse des Detektors bei einer Verschiebung des Kreismittelpunktes von der Symmetrie-Achse um Δx=r-h. Der Flächeninhalt des Segmentes lässt sich wie folgt berechnen:

$$A = \frac{r^2}{2} \cdot (\alpha - sin(\alpha)) \tag{2.16}$$

Durch Normierung auf eine gesamt Kreisfläche von 1 mit $\pi r^2 = 1$ und

$$\alpha = 2arccos(1 - \frac{h}{r}) \tag{2.17}$$

kann die Segmentfläche in Abhängigkeit der Mittelpunktverschiebung ausgedrückt werden:

$$A(\Delta x) = \frac{1}{2\pi} \cdot (2arccos(-\Delta x\sqrt{\pi}) - sin(2arccos(-\Delta x\sqrt{\pi}))) \tag{2.18}$$

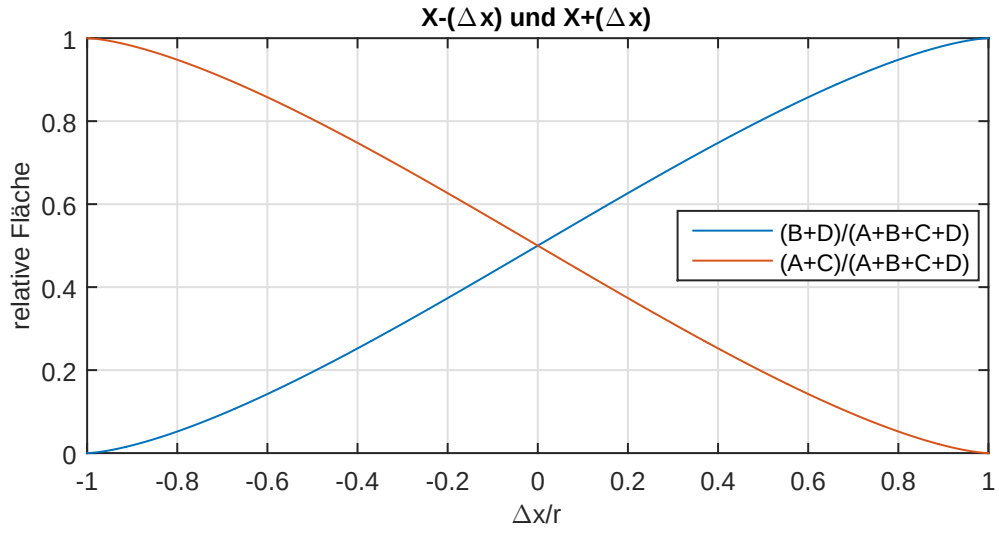


Abbildung 2.12: Verlauf der Kreisfläche auf beiden Seiten der Symmetrie-Achse

In Abbildung 2.12 ist der Flächenanteil des Strahls der sich rechts(blau) und links(rot) von der vertikalen Symmetrie-Achse befindet, über der Position des Strahlmittelpunktes aufgetragen. Dabei bewegt sich der Mittelpunkt auf der X-Achse von -r bis +r relativ zu Symmetrie-Achse der Diode.

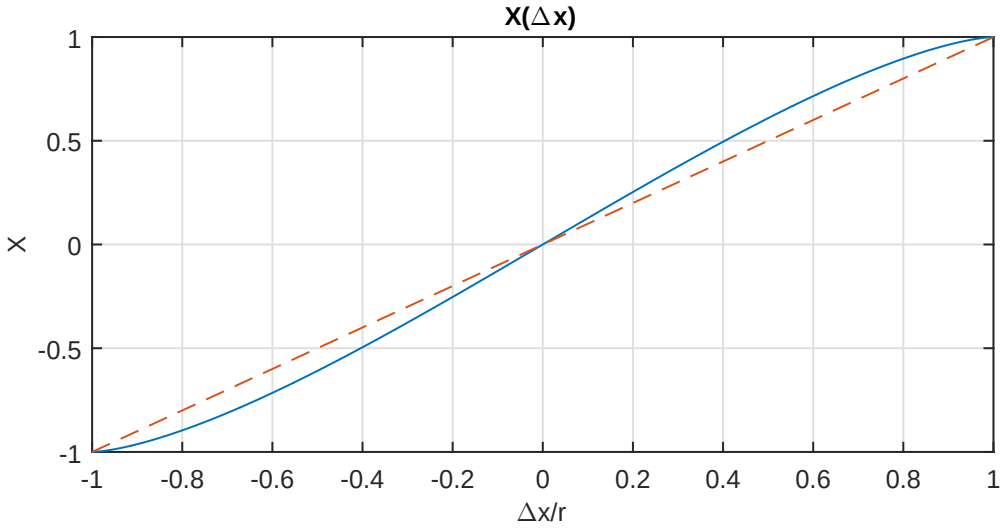


Abbildung 2.13: Ausgangskennlinie

In Abbildung 2.13 ist die Ausgangskennlinie des X-Wertes aus Gleichung 2.14 von Seite 26 in blau dargestellt. Diese Kurve verläuft nicht linear, sondern weist einen sinusförmigen Verlauf auf. Zum Vergleich ist eine Gerade mit der Steigung 1 aufgetragen. Für kleine Abweichungen der Strahlmitte zum Mittelpunkt der Diode verläuft die Kennlinie steiler. Die Positi-

onsempfindlichkeit ist somit in diesem Bereich größer. Daher ist es von Vorteil den Strahlmittelpunkt immer auf die Mitte der Diode zu justieren, auch wenn Positionsregelung auf einen Offset eingestellt werden kann. Zu beachten ist weiterhin, dass keine Signaländerung mehr stattfindet, wenn der Abstand des Strahlmittelpunktes größer als der Kreisradius wird.

2.4 Das Eingangssignal

Durch frühere Anwendungen mit Fotodioden an Laseroszillatoren, waren die Signalformen bereits bekannt und können in Näherung als gaußförmig angenommen werden. Das in Ab-

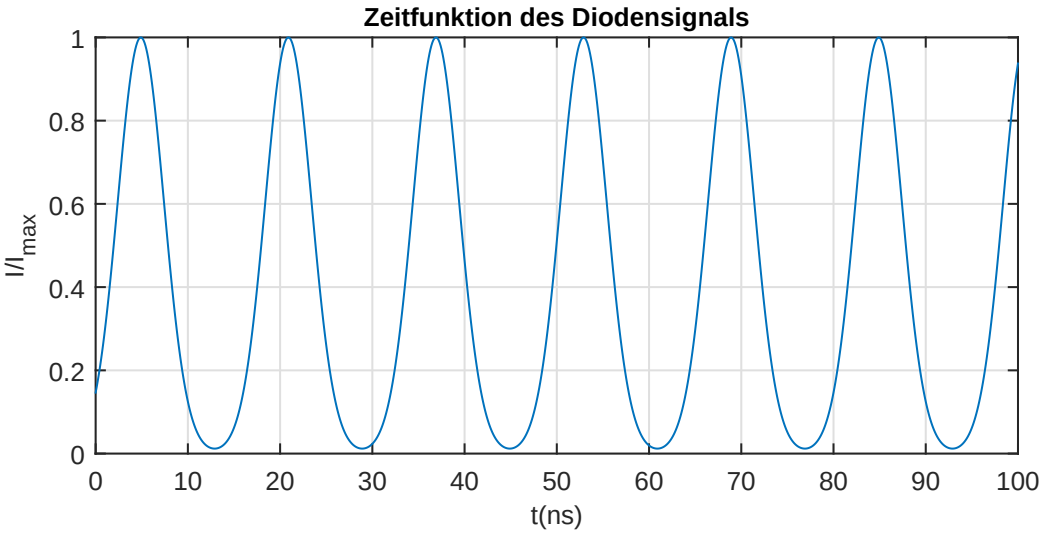


Abbildung 2.14: Diodensignal im Zeitbereich

bildung 2.14 dargestellte Diodensignal f(t) zeigt eine periodische Folge von gaußförmigen Pulsen. Das Signal kann als Faltung einer Gauß-Funktion h(t) mit einem Dirac-Kamm g(t) aufgefasst werden.
Gaußförmiger Puls mit Amplitude 1 und der Position t_0 und der Standardabweichung σ:

$$h(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{2\sigma^2}} \tag{2.19}$$

Dirac-Kamm mit der Periode Δt:

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) \tag{2.20}$$

Faltung der Funktionen aus Gleichung 2.19 und 2.20 ergibt das Signal in Abbildung 2.14:

$$f(t) = h(t) * g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(t-t_0-n\Delta t)^2}{2\sigma^2}} \tag{2.21}$$

Aus der Faltung im Zeitbereich entsteht durch Transformation eine Multiplikation der Funktionen im Frequenzbereich:

$$f(t) = h(t) * g(t) \quad \circ\!\!-\!\!\bullet \quad \underline{F}(f) = \underline{H}(f) \cdot \underline{G}(f) \tag{2.22}$$

Der Dirac-Kamm im Zeitbereich ist im Frequenzbereich auch wieder ein Dirac-Kamm:

$$g(t) \quad \circ\!\!-\!\!\bullet \quad \underline{G}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f k\Delta t} \tag{2.23}$$

Auch der Gaußpuls ist im Frequenzbereich wieder gaußförmig:

$$h(t) \quad \circ\!\!-\!\!\bullet \quad \underline{H}(f) = \sigma\sqrt{2\pi}\, e^{-2\sigma^2\pi^2 f^2} \tag{2.24}$$

Normiert man das Spektrum auf seinen Gleichanteil ergibt sich folgende relative Spektrale Verteilung:

$$\frac{|\underline{F}(f)|}{|\underline{F}(0)|} = e^{-2\sigma^2\pi^2 f^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - k\Delta f) \tag{2.25}$$

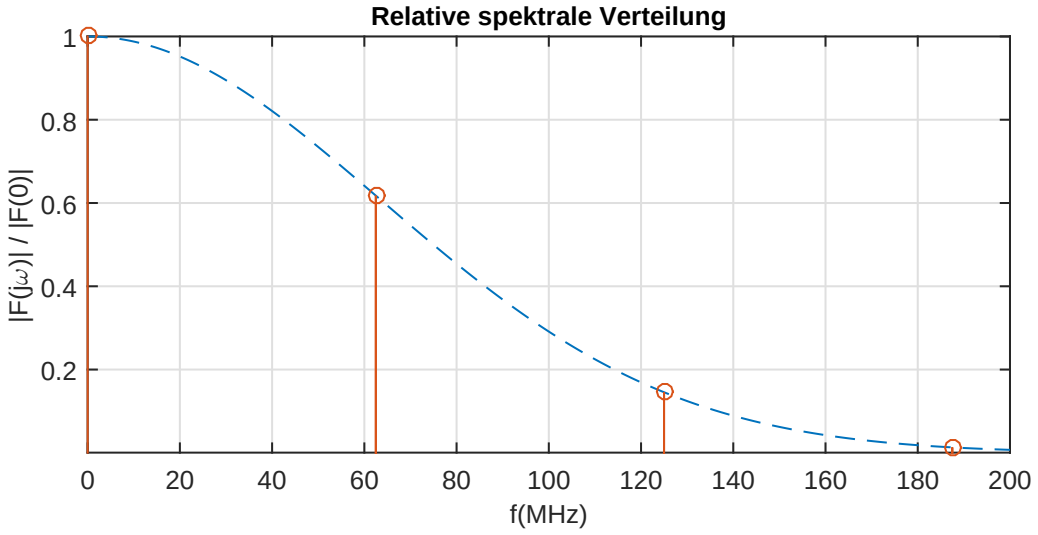


Abbildung 2.15: Diodensignal im Frequenzbereich

Abbildung 2.15 soll die spektrale Verteilung des Eingangsignals veranschaulichen. Im Fre-

quenzbereich entstehen diskrete Linien bei ganzzahligen Vielfachen der Pulsfrequenz. Die Amplituden sind dabei mit der Einhüllenden der Gaußfunktion gewichtet. Je schmaler die Pulse werden, desto breiter wird die Einhüllende im Spektrum. Je höher die Pulsfrequenz, desto größer wird der Linienabstand.
Das Fehlersignal bewirkt eine Amplitudenmodulation und erzeugt Seitenlinien an diesen Spektrallinien. Durch Tiefpassfilterung werden höhere Spektralanteile unterdrückt und nur die Modulation des Gleichanteils berücksichtigt. Dies stellt für hohe Wiederholraten kein Problem dar, da der Gleichanteil an der Gesamtleistung aufgrund des großen Linienabstands relativ groß ist. Bei niedrigeren Wiederholraten erreicht man irgendwann den Punkt, an dem die Leistung im Gleichanteil nicht mehr ausreicht, um eine hinreichend hohe Genauigkeit zu erzielen. Hier müssen Maßnahmen zur Triggerung der Abtastung getroffen, oder die gesamte Pulsenergie integriert werden.

2.5 Mögliche Verstärkerschaltungen

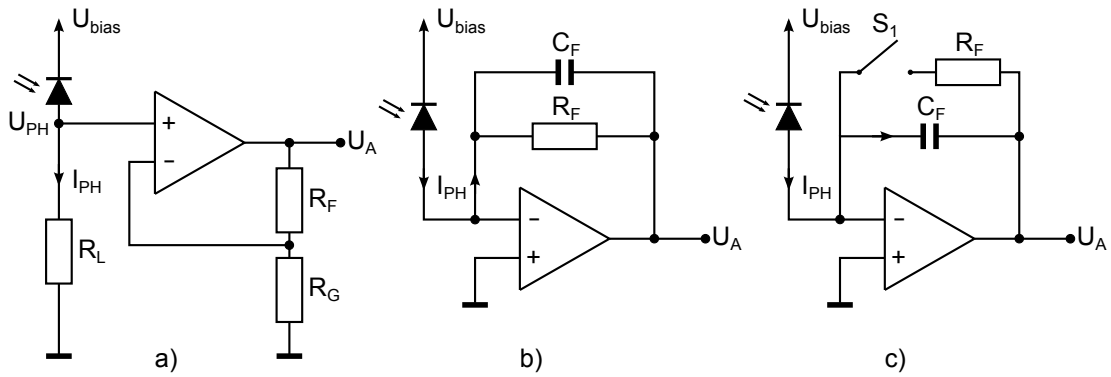


Abbildung 2.16: Verstärkerschaltungen

In Abbildung 2.16 sind drei realisierbare Schaltungen zur Verstärkung des Fotostroms I_{PH} dargestellt. Die Quadrantenphotodiode besteht aus vier Dioden, wobei die vier Kathoden der Dioden zusammengeschaltet sind. An den vier Anoden können die jeweiligen Fototoströme abgegriffen werden. Die Schaltungen a), b) oder c) aus Abbildung 2.16 müssten somit in vierfacher Ausführung realisiert werden, um eine Quadrantenfotodiode auszulesen.

2.5.1 Lastwiderstand und nichtinvertierender Verstärker

In Schaltung a) aus Abbildung 2.16 wird der Sperrstrom I_{PH} über einen Lastwiderstand $R_L$in eine Spannung U_{PH} gewandelt:

$$U_{PH} = R_L \cdot I_{PH} \tag{2.26}$$

Die Sperrschichtkapazität, sowie die Eingangskapazität des Operationsverstärkers (kurz OPV) bilden zusammen mit dem Lastwiderstand einen Tiefpass. Die Grenzfrequenz kann mit Formel 2.6 von Seite 22 bestimmt werden. Die genutzte Quadratenphotodiode besitzt im Kurzschlussfall eine Kapazität von ca. 20nF. Bei Beschaltung mit einem Lastwiderstand muss in jedem Fall eine positive Spannung an der Kathode angelegt werden, da ansonsten die detektierbare Bandbreite zu gering ist.
Bei der anschließenden Operationsverstärkerschaltung handelt es sich um einen nichtinvertierenden Verstärker mit Gegenkopplung. Beim idealen Operationsverstärker beträgt, aufgrund der Rückopplung und der unendlich hohen differentiellen Verstärkung v_D, die Differenz zwischen invertierendem und nichtinvertierendem Eingang U_D=0V, da:

$$U_A = v_d \cdot U_d \tag{2.27}$$

$$U_d = \frac{U_A}{\infty} = 0V \tag{2.28}$$

Somit folgt die Spannung über R_G der Eingangsspannung U_{PH}. Mit dem Spannungsteiler aus R_G und R_F kann die Aussgangsspannung bestimmt werden.

$$U_A = U_{PH}\frac{R_F + R_G}{R_G} \tag{2.29}$$

Somit folgt:

$$\frac{U_A}{U_{PH}} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \tag{2.30}$$

Der Vorteil der Schaltung ist, dass die Strom-Spannungswandlung vor der Operationsverstärkerschaltung durch den Lastwiderstand geschieht. Es tritt keine zusätzliche Phasenverschiebung durch das Rückkopplungsnetzwerk der Operationsverstärkerschaltung auf. Außerdem kann die Bandbreite des Signals bereits vor dem OPV angepasst werden. Dies führt zu einer Bandbreitenbegrenzung des Rauschens der Diode, sodass dieses Rauschen gar nicht erst verstärkt wird. Die Empfindlichkeit der Schaltung für den Fotostrom kann durch höhere Lastwiderstande erhöht werden. Allerdings kann der Lastwiderstand nur soweit erhöht werden, wie es die erforderliche Bandbreite zulässt. Somit sind dem Handlungspielraum enge Grenzen gesetzt. Aufgrund des hinreichend großen Eingangssignals und des stabilen, rauscharmen Verhaltens dieser Schaltung, ist Schaltung a) aus Abbildung 2.16 realisiert worden. Eine genauere Charakterisierung und Dimensionierung erfolgt in späteren Abschnitten.

2.5.2 Transimpedanzverstärker

Bei Schaltung b) aus Abbildung 2.16 handelt es sich um einen Transimpedanzverstärker (Transimpedance Amplifier, kurz TIA). Oft werden auch stromrückgekoppelte OPVs als Tran-

simpedanzverstärker bezeichnet. Hier ist mit Transimpedanzverstärker eine Operationsverstärkerschaltung zur Strom-Spannungswandlung gemeint. Hierbei handelt es sich um einen invertierenden Verstärker, da der Ausgang auf den invertierenden Eingang rückgekoppelt ist.

$$-U_A = v_d \cdot -U_d \tag{2.31}$$

Dabei fließt der Fotostrom I_{PH} über den Rückkopplungswiderstand R_F. Damit die Spannung am invertierenden Eingang $-U_D$=0V bleibt stellt sich am Ausgang die Spannung ein:

$$U_A = -R_F \cdot I_{PH} \tag{2.32}$$

Damit lässt sich die Strom-Spannungsverstärkung (TIA-gain) als Wert des Rückkopplungswiderstands R_F, auch Transresistanz (oder allgemein: Transimpedanz) angeben:

$$-R_F = \frac{U_A}{I_{PH}} \qquad [-R_F] = \frac{V}{A} \tag{2.33}$$

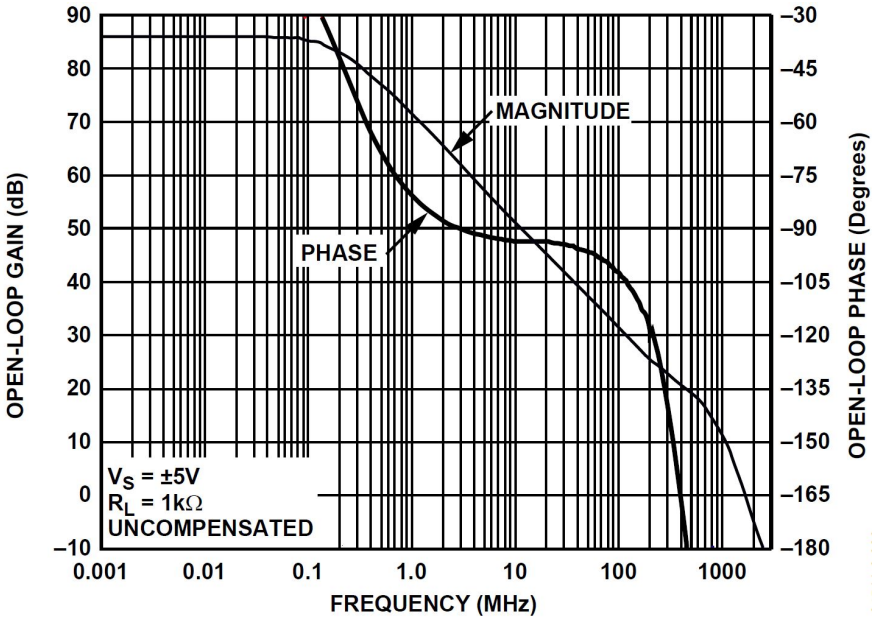


Abbildung 2.17: Open-loop gain des AD8099

Um die Stabilität der Schaltung untersuchen zu können, muss zunächst das Bode-Diagramm des OPV betrachtet werden. Der OPV mit Rückkopplungsnetzzwerk kann als Regelkreis aufgefasst werden, auf welchen das Stabilitätskriterium von Nyquist angewendet werden kann (siehe Abschnitt 2.2). Dabei entspricht das Bode-Diagramm aus Abbildung 2.17, welches dem Datenblatt entnommen ist, dem Frequenzgang des aufgeschnittenen Regelkreises. Man erkennt, dass der Amplitudengang zwei Pole besitzt. Mit jedem Pol fällt die Amplitude

um 20db/Dekade ab. Entscheidender ist jedoch, dass jeder Pol für eine zusätzliche Phasenverschiebung von 90° sorgt. Für eine bedingungslose Stabilität der Schaltung dürfte die 180° Linie im Phasengang erst erreich werden, nachdem der Amplitudengang die 0 dB Linie unterschritten hat. Operationsverstärker mit einem derartigen Frequenzgang werden als unity-gain-stable bezeichnet. Dies ist beim verwendeten AD8099 nicht der Fall. Allerdings gibts es hier die Möglichkeit durch ein externes Kompensations-Netzwerk die Bandbreite zu begrenzen, sodass der Amplitudengang des open-loop gain die 0dB Linie früher kreuzt. Bauteilwerte für das Kompensationsnetzwerk können dem Datenblatt entnommen werden. Siehe dazu auch (Hayes und Horowitz, 1989, S. 222) Durch eine Phasenverschiebung von 180° wird somit eine Gegenkopplung zur Mittkopplung, die Schaltung kann oszillieren.

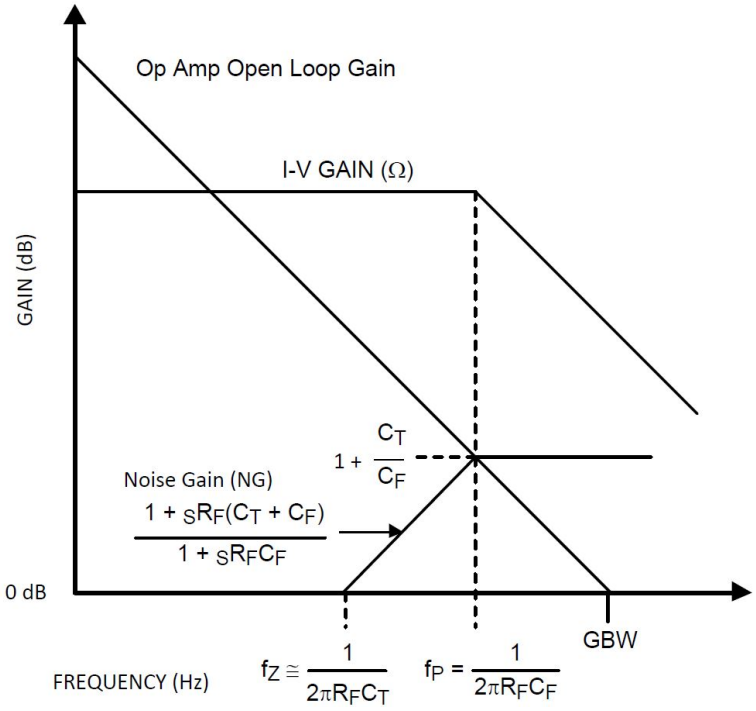


Abbildung 2.18: Bode-Diagramm des Transimpedanzverstärkers (Instruments, 2013, S. 3)

In Abbildung 2.18 sind Amplitudengang von TIA-gain und Noise-Gain, sowie Open-loop Gain eines OPVs aufgetragen. Die Bezeichnung Noise-Gain rührt daher, dass diese der Verstärkung entspricht, welche eine zum OPV in Reihe geschaltete Rauschquelle erfährt. Noise-Gain ist verantwortlich für die Instabilität einer OPV Schaltung. In vielen Fällen ist der Noise-Gain der Schaltung mit idealem OPV identisch mit der Signalverstärkung. Für den Transimpedanzverstärker ist der Frequenzgang und die Berechnung des Noise-Gain in Abbildung 2.18 dargestellt. Für die Stabilität der Schaltung ist der Noise-Gain verantwortlich. Um eine Polstelle in der Übertragungsfunktion vom Noise-Gain zu erzeugen, muss die Kapazität C_F in den Rückkoppelpfad eingefügt werden.

Für die Stabilität dieser Verstärkerschaltung ist eine sorgfältige Bauteildimensionierung notwendig. Diese erweist sich allerdings als nicht besonders einfach, da die Gesamtkapazität C_T am Eingang des OPV, die sich aus der Sperrschichtkapazität C_J und der Eingangskapazität des OPV C_{IN} zusammensetzt, sehr stark von U_{bias} abhängig ist und durch parasitäre Elemente auf der Leiterplatte weiteren Unsicherheiten ausgesetzt ist. Des Weiteren ist die verfügbare Leistung am Eingang der Diode relativ groß, weshalb ein kleiner Rückkoppungswiderstand R_F die Gewährleistung der Stabilität der Verstärkerschaltung erheblich erschwert. Mit dem Transimpedanzverstärker wären sehr große I-V-Verstärkungen möglich und die Diode könnte mit größtmöglicher Bandbreite betrieben werden. Da die verfügbare Leistung jedoch relativ groß ist und die Stabilität des Regelkreises von übergeordneter Wichtigkeit ist, wurde die Realisierung mit dem TIA wieder verworfen.

2.5.3 Pulsintegrator

Bei Schaltung c) aus Abbildung 2.16 auf Seite 31 handelt es sich um einen Integrator. Im Rückkopplungspfad befindet sich ein Kondesator, welcher durch den Fotostrom geladen wird. Für $-U_D$=0V muss die Ausgangsspannung $-U_A$ der Kondensatorspannung U_C folgen.

$$U_A = -U_C = -\frac{1}{C_F}\int i_{ph}(t)\,\mathrm{d}t. \tag{2.34}$$

Für die Übertragungsfunktion(vgl.(Stata, 1967, S. 1) ergibt sich:

$$\underline{G}(j\omega) = \frac{\underline{u_a}(j\omega)}{\underline{i_{ph}}(j\omega)} = -\frac{1}{C_F}\frac{1}{j\omega}[\frac{V}{As}] \tag{2.35}$$

mit dem Phasengang:

$$\phi(\omega) = -\frac{\pi}{2} \tag{2.36}$$

Somit lässt sich die gesamte Pulsenergie integrieren. Die Modulation der Pulsenergie und somit die Modulation der Strahlposition schlägt sich in der Modulation der Amplute des Integrals über den Puls nieder. Um nur über einen bestimmten Zeitraum bzw. eine Pulslänge zu integrieren, befindet sich im Rückkoppelpfad parallel zu C_F ein CMOS Analogschalter S_1. Mit diesem kann der Kondensator entladen werden und die Ausgangsspannung folgt $-U_D$ auf -0V. Die Spannungsänderung ist dabei begrenzt durch open loop gain und slew-rate des OPV. Ein Widerstand R_F in Reihe zu S_1 sorgt für eine Begrenzung der Spannungsänderungsrate und vermindert ein Überschwingen. Da beim realen OPV $-U_D$ nicht 0V sondern eine Offsetspannung besitzt, sorgt ein Ruhestrom für die Integration des Fehlers. Dieser Fehler besitzt mit Abstand den größten Störeinfluss auf diese Schaltung. Gute Ergebnisse konnten allerdings mit dem OP27 erzielt werden, bei diesem OPV kann die Offsetspannung mit einem

Trimmpotentiometer kompensiert werden. Problematisch ist in diesem Fall allerdings die hohe Pulswiederholrate. Begrenzt durch die Schaltzzeit des CMOS-Schalters aber vor allem durch Bandbreite und slew-rate Begrenzung sind Schaltzeiten von unter 100ns kaum realisierbar.
Die Integration mehrerer Pulse erweist sich aufgrund des Phasengangs von 90° und der durch die Übertragungsfunktion entstehenden Verzerrungen der Positionsmodulation als nicht praktikabel. Die Integration eignet sich für geringe Pulswiederholraten. Da hier die gesamte Spektrale Energie integriert werden kann. Ein weiterer Vorteil ist, dass bei diesem Verfahren das Timing der Abtastung nicht von wesentlicher Bedeutung ist. Der Kondensator muss lediglich vor dem Puls entladen sein und die Abtastung nach dem Puls erfolgen, bevor der Schalter S_1 wieder geschlossen wird.

3 Realisierung

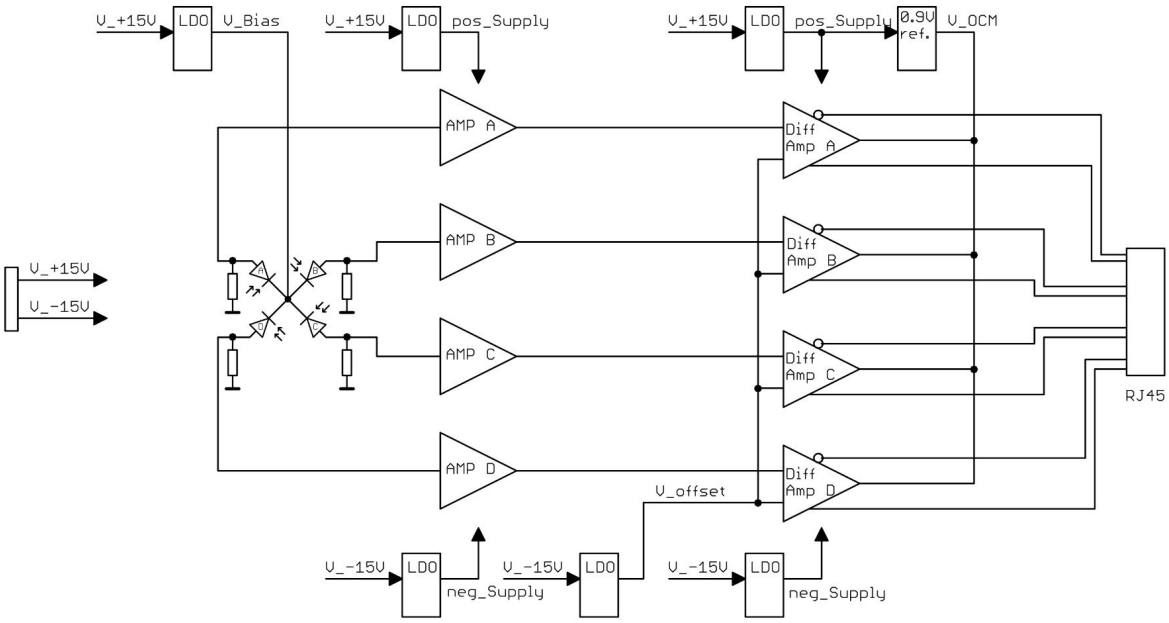


Abbildung 3.1: Blockschaltbild der realisierten Sensorschaltung

Abbildung 3.1 zeigt das Blockschaltbild der realisierten Sensorschaltung. Die Quadrantenfotodiode ist hier als vier, an den Kathoden zusammenschaltete Fotodioden eingezeichnet. Hier ist die positive Sperrspannung V_{bias} an die Kathoden angelegt. Alle vier Anodenströme werden in Widerständen I/U gewandelt und anschließend in einem nicht invertierenden Verstärker verstärkt. Die Ausgangstufe besteht aus einem sogenannten Fully-Differential-Amplifier, welcher ein differentielles Ausgangssignal bereitstellt. Die differentiellen Leitungspaare werden schließlich auf eine RJ-45-Buchse geführt. Als Spannungsversorgung für die Sensorschaltung sind $\pm$15V spezifiziert. Über LDO-Regler werden die weiteren internen Versorgungsspannungen eingestellt. Dabei verfügt jede Verstärkerstufe über eine eigene positive sowie negative Versorgungsspannung, um bei eventuell nötigen Anpassungen möglichst flexibel zu sein. Dabei ist auch die Möglichkeit, die Eingangsspannung des differentiellen Ausgangsverstärkers mit einem Offset zu versehen, eingeplant worden. Schließlich dient eine 0.9V Spannungsreferenz als Eingang des differentiellen Ausgangsverstärkers, um die Gleichtaktoffsetspannung der differentiellen Ausgangsspannung einzustellen.

3.1 Nichtinvertierender Verstärker

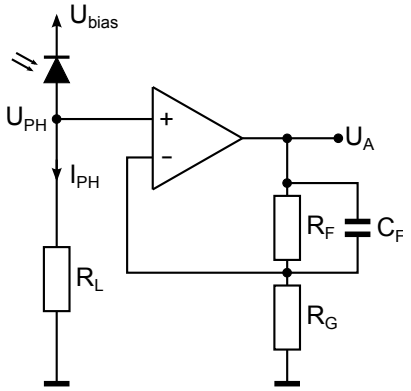


Abbildung 3.2: Realisierte Verstärkerschaltung

Aufgrund der verfügbaren Leistung und der hohen Pulswiederholrate wurde die Ausleseschaltung mit einem Lastwiderstand und einem nichtinvertierendem Verstärker ausgeführt. Diese Schaltung zeichnet sich noch dazu durch sein niedriges Rauschen und sein, für diese Zwecke gutes Übertragungsverhalten aus, was im Folgenden näher untersucht werden soll.

3.1.1 Übertragungsfunktion

Die Schaltung des nichtinvertierenden Verstärkers kann durch eine zusätzliche Kapazität im Rückkopplungspfad weiter angepasst werden. Dadurch erhält die Übertragungsfunktion Tiefpass-Verhalten und ein Überschwingen im Frequenzgang, aufgrund des Übertragungsverhaltens des realen Operationsverstärkers wird geglättet. Durch Verallgemeinerung der Gleichung 2.29 von Seite 32 erhält man:

$$\underline{u_a}(j\omega) = \underline{u_{ph}}(j\omega)(1 + \frac{\underline{Z_F}}{\underline{Z_G}}) \tag{3.1}$$

Wobei $\underline{Z_G} = R_G$ und $\underline{Z_F} = R_F||C_F$
mit:

$$\underline{Z_F} = \frac{1}{\frac{1}{X_{C_F}} + \frac{1}{R_F}} = \frac{1}{j\omega C_F + \frac{1}{R_F}} \tag{3.2}$$

wird die Ausgangsspannung:

$$\underline{u_a}(j\omega) = \underline{u_{ph}}(j\omega)(1 + \frac{\frac{1}{j\omega C_F + \frac{1}{R_F}}}{R_G}) \tag{3.3}$$

Das führt zu folgender Übertragungsfunktion:

$$\underline{G}(j\omega) = \frac{\underline{u_a}(j\omega)}{\underline{u_{ph}}(j\omega)} = (1 + \frac{R_F}{R_G}) \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_F C_F} \cdot (1 + j\omega C_F(\frac{R_F R_G}{R_F + R_G})) \tag{3.4}$$

Die Übertragungsfunktion wurde in Gleichung 3.4 nach linearem Faktor, Pol- und Nullstelle aufgeteilt. Den ersten Teil bildet der lineare Verstärkungsfaktor, welcher im Vergleich zur Rückkopplung ohne Kondesator unverändert bleibt. Man kann erkennen, dass die Verstärkung dieser Schaltung nicht kleiner 1 werden kann. Es folgt eine Polstelle. Es handelt sich um einen Tiefpass erster Ordnung mit der Grenzfrequenz:

$$f_{glp} = \frac{1}{2\pi R_F C_F} \tag{3.5}$$

Der letze Faktor fügt dem Frequenzgang eine Nullstelle hinzu. Die Schaltung besteht somit aus einer Reihenschaltung von Tiefpass und Hochpass mit der Grenzfrequenz:

$$f_{ghp} = \frac{1}{2\pi C_F(\frac{R_F R_G}{R_F + R_G})} \tag{3.6}$$

Die Grenzfrequenz des Hochpasses liegt folglich höher als die des Tiefpasses.

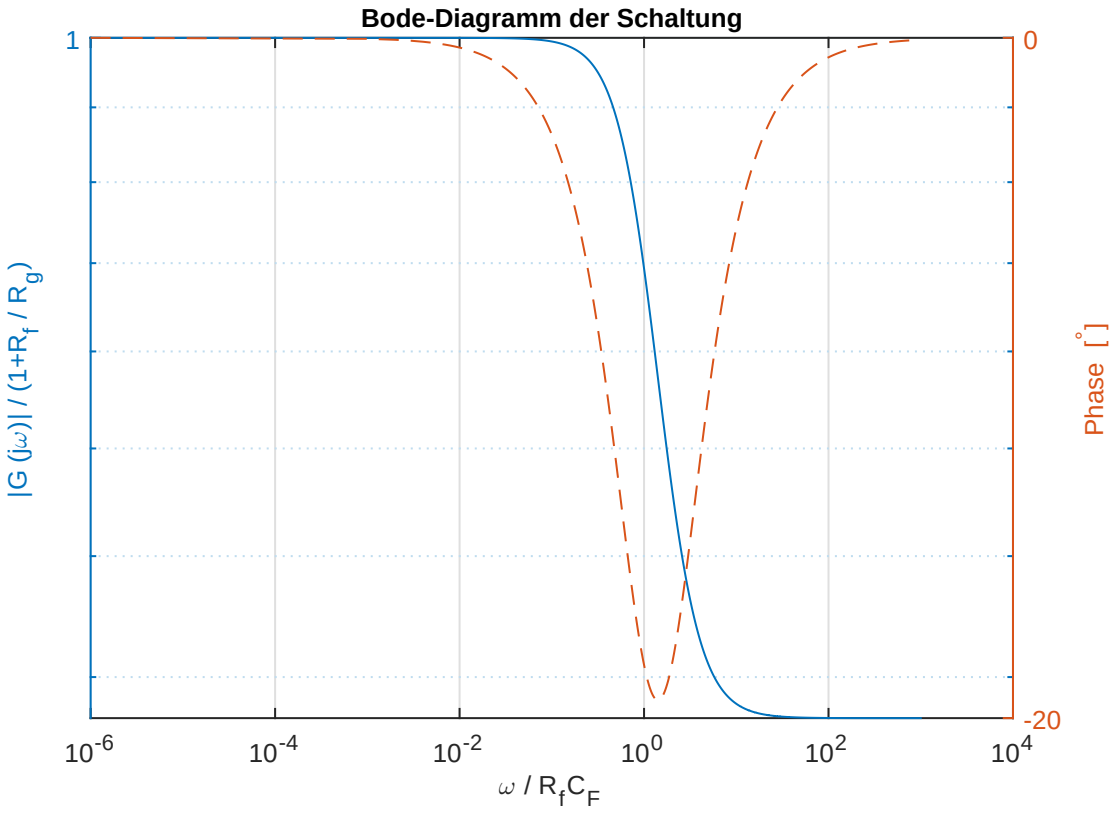


Abbildung 3.3: Amplituden- und Phasengang der Schaltung

In Abbildung 3.3 sind Amplitudengang (blau) und Phasengang (rot, gestrichelt) der Schaltung dargestellt. Dabei ist die Frequenzachse auf die Grenzkreisfrequenz des Tiefpasses normiert. Die logarithmische y-Achse ist auf den linearen Verstärkungsfaktor normiert. Der Frequenzgang wurde mit $R_F = R_G$ berechnet. Daraus resultiert eine normierte Grenzkreisfrequenz von $2\frac{\omega}{R_F C_F}$ für den Hochpass. Die Amplitude verläuft flach im Durchlassbereich und ist bei der Grenzfrequenz des Tiefpasses um 3dB abgesunken. Bis zum Durchlassbereich des Hochpasses ist die Verstärkung auf 0dB abgefallen. Das Ausgangssignal kann bei dieser Schaltung nicht kleiner als das Eingangssignal werden.
Der aus Hoch- und Tiefpass resultierende Phasengang beginnt bei 0°. Die Phase beginnt allerdings weit vor der Grenzfrequenz des Tiefpasses abzusinken. Dadurch, dass die Grenzfrequenz des Hochpasses eine Oktave über der des Tiefpasses liegt, fällt die Phase im Übergangsbereich stark ab, bis sie im Durchlassbereich des Hochpasses wieder die 0° erreicht. Der Verlauf der Phase zu höheren Frequenzen trägt zur Stabilität der Schaltung bei. Dennoch sollte der AD8099 extern kompensiert werden, da die Phasenreserve nur 15° beträgt (Siehe Abbildung 2.17 auf Seite 33). Idealerweise beträgt die Phasenreserve 45°.
Der frühe Abfall der Phase legt nahe, die Schaltung so zu dimensionieren, dass die Grenzfre-

quenz des Tiefpasses etwa eine Dekade über der Grenzfrequenz des gewünschten Signals liegt.

3.1.2 Auswahl des Operationsverstärker

Die Zahl am Markt verfügbarer Operationsverstärker ist riesig. Dabei unterscheiden diese sich meist stark in ihren Eigenschaften. Zur Auswahl des passen OPVs müssen eine Reihe von Vorüberlegungen gemacht werden.

Strom- und spannungsrückgekoppelte OPVs

Bisher wurde lediglich die Spannungsrückgekoppelte-Topologie (Voltagefeedback, kurz VFB) des OPV betrachtet. Die Eingänge sind hierbei die hochohmigen Eingänge eines Differenzverstärkers. Der Strom-Rückgekoppelte OPV (Currentfeedback, CFB) besitzt einen hochohmigen nichtinvertierenden Eingang. Der invertierende Eingang ist beim CFB OPV niederohmig. Der fließende Strom wird im CFB OPV hochohmig gespiegelt die Ausgangsspannung entspricht der Spannung über einer internerne Impedanz, welche dem Open-Loop-Gain entspricht.
Stromrückgekoppelte Operationsverstärker besitzen im Allgemeinen höhere Bandbreiten und größere Spannungsanstiegsraten als spannungsrückgekoppelte OPVs. Dieser Vorteil wird durch geringere Präzision und größeres Rauschen erkauft. Ein weiterer Nachteil ist, dass man in der Wahl der Bauteilwerte für das Rückkopplungsnetzwerk stark eingeschränkt ist. Es muss immer ein Gleichstrompfad vorhanden sein, des Weiteren schränkt der benötigte Strom im Rückkopplungspfad für entsprechende Bandbreite, Gain und Stabilität, den Wertebereich für die Bauteile stark ein. Aufgrund von geringerem Rauschen, höherer Präzision und den größeren Freiheiten in der Konstruktion des Rückkopplungsnetzwerkes fiel die Wahl auf einen Spannungsrückgekoppelten Operationsverstärker.

Versorgungsspannung

Operationverstärker gibt es für eine Vielzahl an Versorgungsspannungsbereichen. Den größten Unterschied macht dabei die Wahl zwischen single und dual supply. Während einige OPVs nur für den single-supply ausgelegt sind, können andere auch mit positiver und negativer Versorgungsspannung betrieben werden. Da ursprünglich der Betrieb als TIA vorgesehen war, musste ein dual Supply vorgesehen werden. Da die Versorgungsspannung auch den Ein- und Ausgangsspannungsbereich beschränkt und ein TIA den Anodenstrom

der Diode in eine negative Ausgangsspannung wandelt.

Ein- und Ausgangsspannungsbereiche

Grundsätzlich stellt die Schaltung keine Mindestanforderung an Ein- und Ausgangsspannungsbereiche, da die Eingangsgröße eigentlich ein Strom ist. Die Höhe der maximalen Eingangsspannung kann hier durch einen Widerstand bestimmt werden. Grenzen in der Festlegung des Eingangsspannungsbereiches setzt die Grenzfrequenz des durch Diodenkapazität und Widerstand entstehenden Tiefpass.
Da Ein- und Ausgangsspanungspegel nicht bis an die Versorgungspannung reichen müssen(rail-to-rail), wird auch hier die Auswahl nicht weiter eingeschränkt.

Temperaturbereich, Größe und Leistungsbedarf

Die Umgebung, in welcher die Schaltung eingesetzt wird ist präzise temperaturgeregelt. Die Größe spielt eine eher untergeordnete Rolle. Idealerweise existiert ein größerer footprint (soic) für einfachere Handhabung beim Prototypenaufbau, welcher später durch entsprechend kleinere Varianten ersetzt werden könnte (QFN,LFCSP). Generell muss nicht auf eine geringe Leistungsaufnahme geachtet werden. Eine geringere Leistungsaufnahme ist allerdings von daher wünschenswert, als dass die Verlustleistung und somit die Wärmeentwicklung, welche für zusätzliches Rauschen sorgt, ansteigt.

Genauigkeit

Die Anwendung stellt hohe Anfordungerungen an geringes Rauschen bzw. geringe Verzerrungen. Absolute Eingangsfehler können durch entsprechende Algorithmen in der digitalen Signalverarbeitung kompensiert werden.

Slew-Rate und Bandbreite

Die unterschiedlichen Realisierungvarianten aus Abschnitt 2.5 stellen teilweise sehr hohe Anforderungen an Bandbreite und Spannungsanstiegsraten. Dies trifft in besonderem Maße zu, falls die Pulse zeitlich einzelnd aufgelöst werden sollen.

Es musste folglich ein spannungsrückgekoppelter Operationsverstärker mit möglichst geringem Rauschen und möglichst geringen Verzerrungen gefunden werden. Dieser sollte zusätzlich eine Bandbreite jenseits von 100MHz, sowie eine slew-rate jenseits von 100V/μs aufweisen.

Analog Devices AD8099

Der AD8099 von Analog Devices ist ein sehr rausch- und verzerrungsarmer Operationsverstärker mit hoher Bandbreite und slew-rate. Durch die Möglichkeit der externen Kompensation ist es möglich den OPV vielseitig bei unterschiedlichen Bandbreiten und Closed-Loop-Verstärkungen einzusetzten.

Parameter	**Wert**
Versorgungsspannung V_S	5V bis $\pm$6V
Eingangsspannungsbereich U_{PH}	max $\pm$3.7V
Ausgangsspannungsbereich U_A	min $\pm$3.4V
minimale Verstärkung G	+2/-1
-3dB-Bandbreite(G=2)	700MHz
slew-rate(G=2)	515V/μs
Eingangskapazität C_{in}	2pF

Tabelle 3.1: Einige Ausgewählte Eigenschaften des AD8099

3.1.3 Bauteildimensionierung

Mit den vorrangehenden Überlegungen können nun die Bauteilwerte der Schaltung dimensioniert werden: Die Ausgangsspannung sollte $U_A = 3.4V$ nicht überschreiten. Mit einer minimalen Verstärkung von 2, darf die Eingangsspannung U_{PH} somit nicht größer als 1.7V werden. Mit einer mittleren optischen Leistung von max. 1mW und einer Stromempfindlichkeit von 0.65A/W bei 1030nm ergibt sich ein maximaler Fotostrom I_{PH} von 0.65mA. Dadurch ergibt sich ein maximaler Lastwiderstand von:

$$R_L = \frac{U_{PH}}{I_{PH}} = \frac{1.7V}{0.65mA} = 2615\Omega \tag{3.7}$$

Gewählt wurde ein Widerstand von 2kΩ, was in einer maximalen Eingangsspannung von U_{PH} =1.3V resultiert. Der Tiefpass aus der Sperrschichtkapazität der Diode von C_J=16pF

bei einer Sperrspannung von 10V, der Eingangskapazität C_{IN}=2pF des AD8099 und angenommenen weiteren parasitären Kapazitäten von 2pF mit dem Lastwiderstand R_L=2kΩ ergeben eine Grenzfrequenz laut Gleichung 2.6

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2000\Omega \cdot 20pF} = 3.979MHz \tag{3.8}$$

Analog Devices empfiehlt im Datenblatt des AD8099 für eine Verstärkung von 2 die Widerstandswerte für $R_F = R_G = 250\Omega$ zu wählen. Wie bereits erörtert, soll die Tiefpassfrequenz aus Gleichung 3.5 von Seite 39 für einen optimalen Phasengang in der Signalbandbreite bei min 500kHz liegen. Mit einer Kapaziät von $C_F = 680pF$ liegt diese bei:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 250\Omega \cdot 680pF} = 936.2kHz \tag{3.9}$$

Weiter werden im Datenblatt bei dieser Konstellation 50Ω parallel zu 1.5pF für das Kompensationsnetzwerk empfohlen, welche in Reihe mit 4pF an die negative Versorgungsspannung angeschlossen werden.

3.1.4 Eingangsfehler

Durch die Eigenschaften des realen Operationsverstärker enstehen verschiedene absolute Fehler, die meist als Größe, bezogen auf das Eingangssignal angegeben werden und hier daher als Eingangsfehler bezeichnet werden.

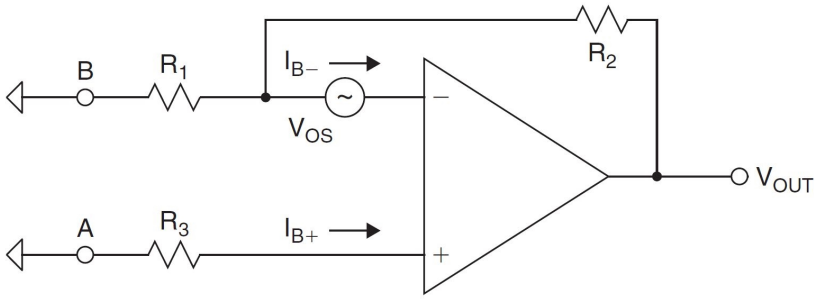


Abbildung 3.4: Eingangsfehler des OPV (Inc. und Zumbahlen, 2011, S. 34)

In Abbildung 3.4 sind die wichtigsten Quellen absoluter Fehler dargestellt.

Offset-Spannung

Bei einer Eingangsspannung von 0V sollte die Spannung am Ausgang idealerweise 0V betragen. Dies ist aber bei OPVs nicht der Fall. Diejenige Spannung die am Eingang anliegen muss, damit die Spannung am Ausgang 0 V beträgt, wird als Offsetspannung V_{OS} bezeichnet und ist in Abbildung 3.4 als Spannungsquelle modelliert. Sie beträgt bei AD8099 typischerweise 100μV. Des Weiteren driftet dieser Offset mit Zeit und Temperatur um wenige μV. Für die Genauigkeit des Regelkreises ist ein Offset-Fehler aber von geringer Bedeutung.

Eingangs-Ruhestrom

Die Eingänge des idealen OPVs besitzen einen unendlich hohen Eingangswiederstand, somit kann in diesem Fall kein Strom an den Eingängen fließen. Der invertierende und der nichtinvertierede Eingang eines CFB-OPVs ist in der Regel der Basisanschluss eines Bipolartransistors, bei welchem immer ein geringer Ruhestrom fließt. Beim realen Operationsverstärker fließen also zwei Eingangsruheströme I_{B+} am nichtinvertierenden bzw. I_{B-} am invertierenden Eingang des OPV. Der Eingangs-Ruhestrom sorgt für einen zusätzlichen Offsetfehler. Dadurch, dass man den DISABLE-Pin des AD8099 auf das Potential der positiven Versorgungsspannung legt, kann der Eingangsruhestrom durch interne Kompensation auf einen Bruchteil reduziert werden. Dies wird allerdings wieder zum Preis eine höheren Rauschens erkauft. Wie bereits erwähnt, werden absolute Fehler zum Preis von geringerem Rauschen in Kauf genommen, da diese im digitalen Teil des Regelkreises kompensiert werden können. Eine Weitere Möglichkeit die Eingangsruheströme zu reduzieren, sind Operationsverstärker mit FET-Eingangsstufen. Diese bieten allerdings nicht die Rauscharmut von OPVs mit Bipolar-Eingangsstufen. Schließlich sind in der Realitiät bei Eingangs-Ruheströme nicht exakt gleich. Im Datenblatt wird daher ein Mittelwert angegeben. Die Differenz aus beiden Eingangs-Ruhestömen ergibt einen Eingangs-Offsetstrom.

3.1.5 Verstärker-Rauschen

Dieser Abschnitt behandelt das Rauschen, welches die Schaltung des nichtinvertierenden Verstärkers dem Spannungsrauschen von U_{PH} hinzufügt.

In Abbildung 3.5 sind die Rauschquellen der Schaltung eingezeichnet. Der OPV selbst besitzt drei grundlegend unkorrellierte Rauschquellen. Dies sind zum einen das Eingangspannungsrauschen V_N über die beiden Eingänge, zum anderen das Stromrauschen I_{N-} und I_{N+} an den beiden Eingängen. Hinzu kommt das thermische Rauschen (Johnson Noise) der Widerstände des Rückkopplungsnetzwerks.

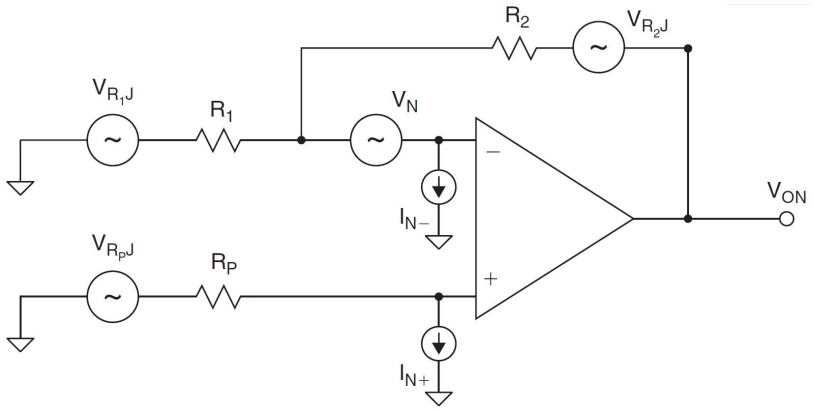


Abbildung 3.5: Rauschquellen der Verstärkerschaltung(Inc. und Zumbahlen, 2011, S. 40)

Das thermische Rauschen ist spektral konstant verteilt (weißes Rauschen) und dessen Amplitude ist gaußverteilt.
Die Amplitude vom Strom- und Spannungsrauschen des OPV fällt im Spektrum mit 1/f bis zu einer gewissen Eckfrequenz ab und bleibt anschließend konstant, sogenanntes 1/f-Rauschen. Beim AD8099 liegt diese Eckfrequenz bei ca. 10kHz. Der Effektivwert U_{ON} der Rauschspannung am Ausgang der Schaltung, kann als Summe der einzelnen Rauschspannungsquadrate nach Formel 3.10 berechnet werden. Dabei werden die Rauschspannungen am Eingang mit dem Noise-Gain(=Signal-Gain=G=2) multipliziert und im Rückkopplungsnetzwerk mit G-1. Für das 1/f Rauschen des OPV wird ein höherer, als der im Datenblatt angegebene Wert benutzt (Faktor 3), statt über das Spektrum zu integrieren. Im Datenblatt ist das Spannungsrauschen oberhalb der Eckfrequenz angegeben. Die Bandbreite entspricht dem 1.57-Fachen der Bandbreite der Schaltung vgl. (Inc. und Zumbahlen, 2011, S. 40)

$$U_{ON} = \sqrt{BW}\sqrt{I_{N-}^2 R_G^2 G + I_{N+}^2 R_L^2 G + V_N^2 G + 4kTR_G(G-1) + 4kTR_F(G-1)} \tag{3.10}$$

Hinzu kommt das Spannungsrauschen am Lastwiderstand der Diode, dessen Effektivwert bei einer optischen Leistung von 1mW in Abschnitt 2.3.4 zu $U_{N1mW} = 29.432\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ berechnet wurde. Dies entspricht einer zusätzlichen Rauschspannungsquelle am Eingang des OPV, welche mit dem Noise-Gain verstärkt wird. Daraus ergibt sich folgendes Ausgangsrauschen:

$$U_{ON} = \sqrt{BW}\sqrt{(7.5pA)^2(250\Omega)^2 \cdot 2 \cdot 2 + (3nV)^2 \cdot 2 + 4kT250\Omega \cdot 2 + (29.432nV)^2 \cdot 2} \tag{3.11}$$

Daraus ergibt sich ein Rauschen am Ausgang von $U_{ON} = 42.105\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ bei $P_{opt} = 1mW$, entsprechend $U_{ON} = 22.144\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, falls der Strahl auf die Detektormitte positioniert wurde und alle vier Quadranten einem Viertel dieser optischen Leistung ausgesetzt sind, bzw. $U_{ON} = 6.352\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ ohne das Spannungsrauschen der Diode am Lastwiderstand.

3.2 Differentieller Ausgangstreiber

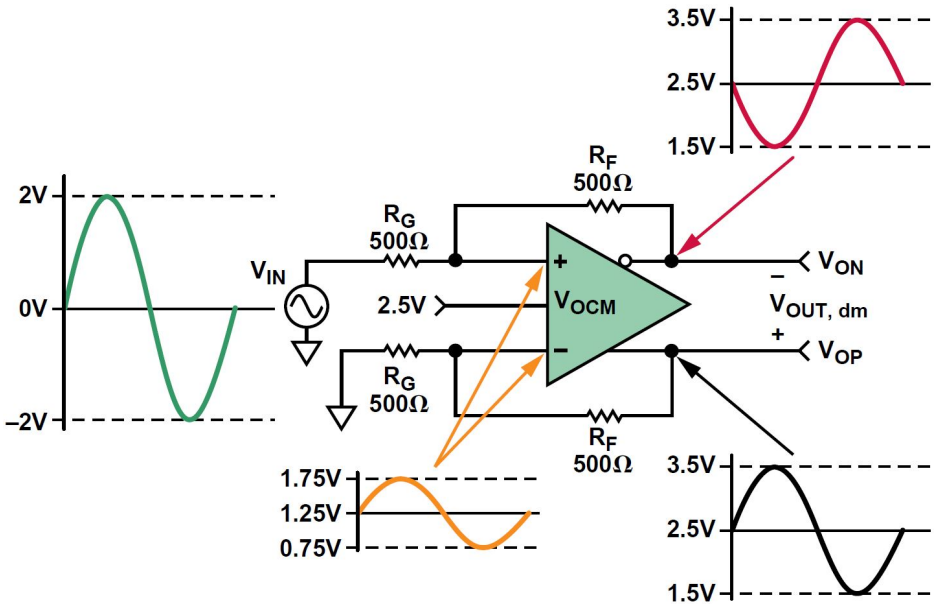


Abbildung 3.6: Single-Ended to Differential Amplifier (Ardizonni und Pearson, 2009, S. 22)

Abbildung 3.6 zeigt einen sogenannten Fully-Differential-Amplifier. Der grundlegende Unterschied zu einem gewöhnlichen OPV besteht darin, dass er einen zweiten Ausgang besitzt und einen zusätzlichen Eingang V_{OCM}(OCM=Offset-Common-Mode). In der gezeigten Konfiguration wird eine Spannung mit Masse-Bezug in eine differentielle Spannung, welche symmetrisch zum Gleichtakt-Offset V_{OCM} verläuft, umgewandelt. Die Spannungen V_{ON} und V_{OP} an den beiden Ausgängen des Verstärker besitzen exakt dieselbe Amplitude, im Bezug zu V_{OCM}. Die Spannung V_{ON} ist dabei zu V_{OP} um 180° phasenverschoben. Die differentielle Ausgangsspannung $V_{OUT,dm}$ ist die Differenz der beiden Ausgangsspannungen $V_{ON} - V_{OP}$ und entspricht mit $R_F = R_G$ der Eingangsspannung V_{IN}. Durch Gegenkopplung in beiden Pfaden wird die Spannungsdifferenz zwischen invertierendem und nichtinvertierendem Eingang 0V. Die Spannung an beiden Eingängen ist somit gleich und entspricht in dieser Konfiguration mit $R_F = R_G$ der Hälfte der nichtinvertierten Ausgangsspannung $V_{OP}/2$.

3.2.1 Auswahl des Verstärkers

Die differentielle Ausgangsstufe sollte ursprünglich das Signal eines Transimpedanzverstärkers auf den differentiellen Eingangsspannungsbereich des Analog-Digital-Umsetzers umsetzten. Dazu musste der Verstärker sowohl den negativen Spannungsbereich am Eingang,

als auch den positiven Spannungsbereich am Ausgang abdecken. Noch dazu sollten die Pulse einzelnd aufgelöst werden und nicht nur deren Gleichanteil verstärkt werden. Für diese Bandbreiten und Spannungsbereiche war die Auswahl an Fully-Differential-Amplifiern, mit der Fähigkeit ein massebezogenes Signal in eine symmetrische, differentielle Ausgangsspannung umzusetzten stark eingeschränkt. Der ADA4927 ist genau auf diese Anwendung ausgelegt und erfüllte die Anforderungen an Bandbreite und Spannungsbereich. Er ist in der Lage, kapazitive Lasten zu treiben. Es handelt sich hierbei um einen stromrückgekoppelten Verstärker.

3.2.2 Der stromrückgekoppelte Operationsverstärker

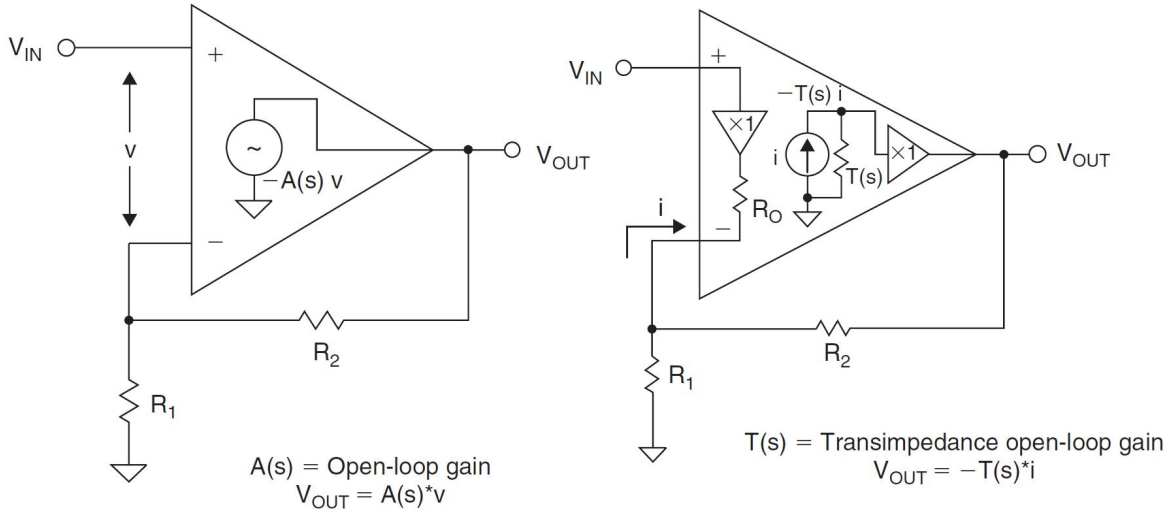


Abbildung 3.7: Ersatzschaltbild von strom- bzw. spanungsrückgekoppeltem Verstärker (Jung und Jung, 2005, S. 14)

In Abbildung 3.7 sind vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltbilder für CFB und VFB OPV schematisch dargestellt. Der spannungsrückgekoppelte Operationsverstärker wurde dabei als spannungsgesteuerte Spannungsquelle betrachtet. Für die Berechnung des Übertragungsverhaltens wurden einige Vereinfachungen gemacht. Zum einen wurde die Offset-Spannung nicht beachtet. Differenz- sowie Gleichtakt-Eingangswiderstand wurden als unendlich hoch angesehen. Die Spannungsverstärkung wurde als unendlich hoch über den gesamten Frequenzbereich angesehen und der Ausgangswiderstand vernachlässigt. Damit ist das Übertragungsverhalten lediglich von der äußeren Beschaltung abhängig.
Der stromrückgekoppelte Operationsverstärker kann hingegen als stromgesteuerte Stromquelle betrachtet werden. Unter der Annahme, dass der Eingangswiderstand des invertierenden Eingangs ausreichend klein ist, der Ausgangswiderstand vernachlässigt werden

kann und die Transimpedanz T unendlich hoch über den Frequenzbereich ist, können für die Übertragungsfunktion des idealen CFB OPV, die Formeln für den VFB genutzt werden. vgl. (Mancini, 2003, S. 146)

3.2.3 Berechnung der differentiellen Ausgangsspannung

(Zu den Berechnungen siehe auch (Ardizonni und Pearson, 2009, S. 21))
Zunächst kann die massebezogene Eingangsspannung V_{IN} als differentielle Spannung betrachtet werden $V_{IN,dm} = V_{IP} - V_{IN}$, dabei ist V_{IN} das Massepotential. Analog dazu wird die differentielle Ausgangsspannung gebildet durch $V_{OUT,dm} = V_{OP} - V_{ON}$ mit der Gleichtakt-Spannung $V_{OUT,cm} = \frac{V_{OP}+V_{ON}}{2}$.
Dabei sind β_1 und β_2 die beiden Rückkopplungs-Faktoren der beiden Rückkopplungspfade:

$$\beta_1 = \frac{R_{G1}}{R_{F1} + R_{G1}} \qquad und \qquad \beta_2 = \frac{R_{G2}}{R_{F2} + R_{G2}} \tag{3.12}$$

mit dem Open-Loop-Gain $A(j\omega)$ des Verstärkers wird die differentielle Ausgangsspannung berechnet zu:

$$V_{OUT,dm} = \left[\frac{2}{\beta_1 + \beta_2}\right] \left[\frac{V_{OCM}(\beta_1 - \beta_2) + V_{IP}(1 - \beta_1) - +V_{IN}(1 - \beta_2)}{1 + \frac{2}{A(j\omega)(\beta_1 + \beta_2)}}\right] \tag{3.13}$$

Um eine symmetrische gegenphasige Ausgangspannung zu gewährleisten, muss $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ sein. Dadurch ergibt sich:

$$\frac{V_{OUT,dm}}{V_{IN,dm}} = \left[\frac{R_F}{R_G}\right] \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{A(j\omega)(\beta)}}\right] \tag{3.14}$$

Mit ausreichend hohem open-loop-gain kann man vereinfachen zu:

$$\frac{V_{OUT,dm}}{V_{IN,dm}} = \frac{R_F}{R_G} \tag{3.15}$$

3.2.4 Dimensionierung der Schaltung

Der Ausgangsspannungsbereich ist gegeben durch die Eingangsspezifikationen des ADC mit:
$V_{OUT,dm-max} = 2V_{pp}$ und $V_{OCM} = 0.9V$. Da die Eingangsspannung der differentiellen Ausgnagsstufe ungefähr dieser differentiellen Ausgangsspannung entspricht und etwaige, notwendige Anpassungen im vorangehenden Teil der Schaltung einfacher zu realisieren sind, wird ein Verstärkungsfaktor von 1 gewählt.
Im Datenblatt macht der Hersteller Angaben zur Auswahl der Widerstände. Für CFB Verstärker ergibt sich für jede Verstärkung ideale Bauteilwerte für das Rückkopplungsnetzwerk. Diese sind vom Herrsteller eingehend ermittelt worden und sollten für optimale Performance und Stabilität auch verwendet werden. Für eine Verstärkung von 1 werden 300Ω empfohlen. Größere Widerstände reduzieren die Bandbreite. Ein Einsatz kleinerer Widerstände macht die Schaltung instabil. Aufgrund der geringen Signalbandbreite würden sich auch höhere Widerstandswerte anbieten, um die Bandbreite des Verstärkers einzuschränken.
Mit $R_F = R_G = 300\Omega$ kann die Last, welche der vorgeschaltete OPV treiben muss bestimmt werden (Ardizonni und Pearson, 2009, S. 22):

$$R_{IN,se} = \frac{R_G}{1 - \frac{R_F}{2(R_G + R_F)}} = \frac{300\Omega}{1 - \frac{300\Omega}{2(300\Omega + 300\Omega)}} = 400\Omega \tag{3.16}$$

3.2.5 Rauschen

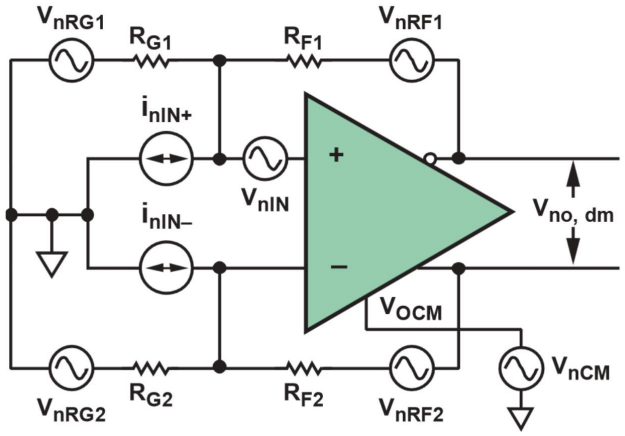


Abbildung 3.8: Rauschquellen des differentiellen Verstärkers

In Abbildung 3.8 sind die Rauschquellen des differentiellen Verstärkers analog zur Darstellung beim gewöhnlichen OPV dargestellt (vgl. Abbildung 3.5 auf Seite 46).

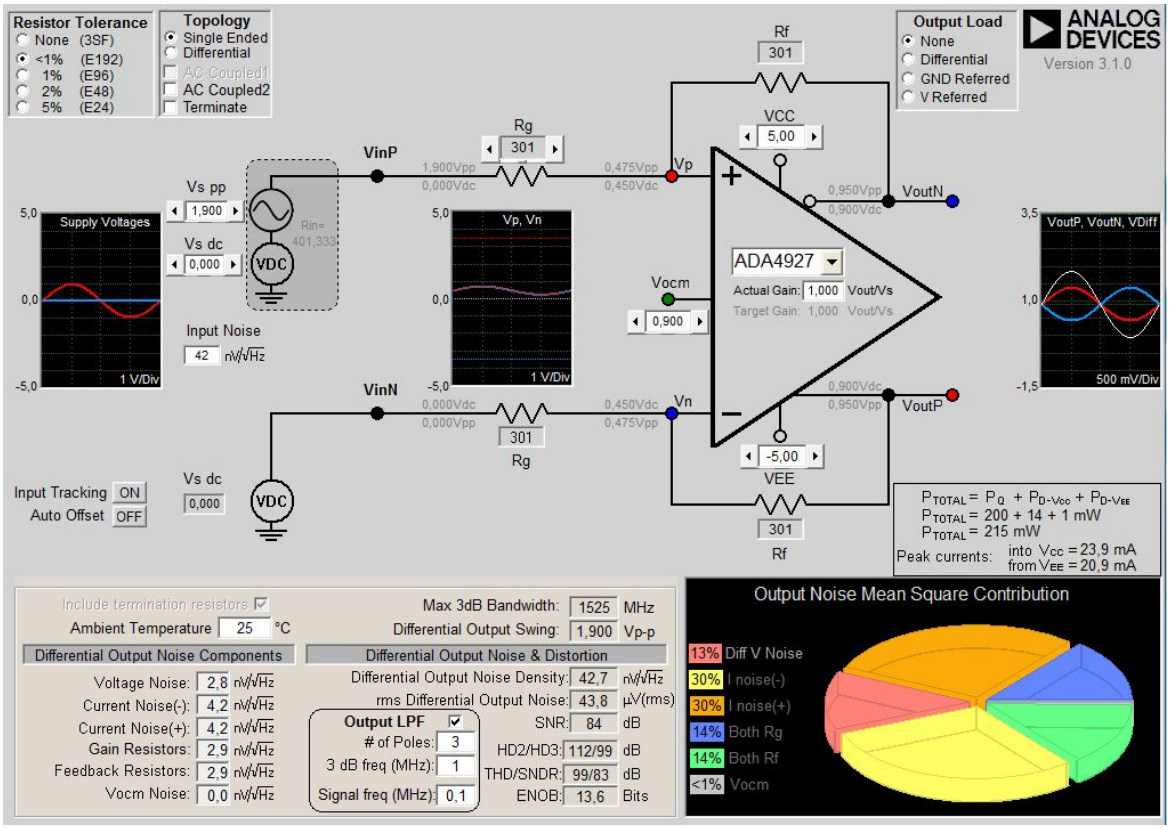


Abbildung 3.9: Grafische Benutzeroberfläche, Diff-Amp-Calculator von Analog Devices

Abbildung 3.9 zeigt das Programm Diff-Amp-Calculator von Analog Devices. Man kann den gewünschten Verstärker auswählen und die entsprechenden Parameter der Schaltung einstellen. Des Weiteren kann man das Rauschen der Eingangsspannung angeben. Die differentielle Ausgangsrauschspannung wird vom Programm mit den Parametern des ADA4927 berechnet. Dabei wird auch wieder die Wurzel aus der Summe der Effektivwerte zum Quadrat berechnet. Da die Rückkopplungsfaktoren in beiden Pfaden identisch sind, erfolgt die Berechnung fast annähernd analog zum gewöhnlichen OPV. Eine genaue Erklärung der Berechnungen findet sich in (Ardizonni und Pearson, 2009, S. 26). Hier findet sich auch eine genaue Beschreibung zu den Berechnungen von Verzerrungen und den daraus resultierenden möglichen Auflösungen. In diesem Fall wurde die Rauschspannung von $U_{ON} = 42.105 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, welche am Eingang des Verstärkers bei einer mittleren optischen Leistung von 1mW entsteht, in die Berechnungen mit einbezogen. Mit einer Verstärkung von 1, $V_{OCM} = 0.9V$ und einer differentiellen Ausgangsspannung von $V_{OUT,dm} = 2V_{pp}$ ist somit ein Signal-Rauschabstand von 84dB möglich bei einer differentiellen Ausgangsrauschspannung von $U_{ON,dm} = 42.7 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$. Ohne Diode am Eingang müsste das Rauschlevel der differentiellen Ausgangangsspannung bei $U_{ON} = 10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ liegen. Sofern das Signal anschließend tiefpassgefiltert wird, ist eine Abtastung mit einer Amplitudenauflösung von ca. 14bit möglich. Dies

entspricht bei einem Strahldurchmesser von 1mm und einer Auflösung in $2^{14} = 16384$ Stufen einer örtlichen Auflösung von $1mm/16384 = 61nm$, welche durch digitale Signalverarbeitung noch weiter gesteigert werden könnte.

3.2.6 Vorteile der differentiellen Signalübertragung

Bei single-ended Signalen wird die Signalspannung in Form eines Potentialunterschieds zum Massepotential übertragen. Hierbei verursachen Störungen auf dem Massepotential Störungen der Signalspannung. Die Signalspannung reagiert des Weiteren empfindlich auf von außen eingekoppelte Störungen.
Bei der differentiellen Signalübertragung wird diese Spannung durch zwei Potentiale im Gegentakt übertragen. Zunächst einmal entspricht die Amplitude der Signalspannung der doppelten Amplitude auf jeweils beiden Leitungen. Somit lassen sich Spannungshübe minimieren, oder entsprechend der Dynamikumfang verdoppeln.
Von außen auf die Leiter eingekoppelte Störungen wirken in gleicher Weise auf beide Leiter, sodass diese keinen Einfluss auf die Gegentaktspannung haben. Dies macht die differentielle Signalübertragung unempfindlich gegenüber äußeren Störungen.
Allerdings ist die Erzeugung von Gegentaktspannungen auch weitaus aufwendiger. Die Spannungen beider Leiter müssen mit exakt der gleichen Amplitude und exakt gegenphasig verlaufen. Andernfalls wird statt eines reinen Gegentaktsignals ein Gleichtaktanteil erzeugt. Der verwendete differentielle Verstärker hat eine interne Rückkopplung implementiert, um diesen Fehler zu minimieren. Fehler dieser Art treten jedoch nicht nur bei der Erzeugung von Gegentaktspannungen auf, sondern können auch aus Laufzeitunterschieden zwischen beiden Leitern eines differentiellen Paares resultieren. Daher ist es notwendig, die Länge beider Leiter möglichst anzupassen. Eine Laufzeitdifferenz resultiert bei höheren Frequenzen in eine größere Abweichung der Phase. Daher wird die Toleranz eines Längenunterschiedes beider Leiter mit steigender Frequenz geringer.
Der Stromfluss der Gegentaktsignale erfolgt dabei innerhalb des differentiellen Leitungspaares. Aus dem Gleichtaktanteil entsteht ein Stromfluss auf dem Masseleiter.
In der Sensorschaltung werden die differentiellen Ausgangssignale über eine RJ-45-Buchse ausgegeben. Die Verbindung erfolgt anschließend mit einem Screened Foiled Twisted Pair Kabel (kurz S/FTP). Das Kabel enthält ein Leiterbündel aus vier jeweils verdrillten Leiterpaaren. Die verdrillten Leiterpaare sind mit einer Metallfolie einzelnd geschirmt. Um die vier Leiterpaare ist eine Gesamtschirmung aus metallischem Drahtgeflecht ausgeführt. Die Verdrillung der einzelnen Leiterpaare reduziert die induktive Kopplung zwischen den Adern eines Leiterpaares.

3.3 Leiterplatten Layout

Beim Layout der Leiterplatte (printed circuit board, kurz PCB) wurde von Signalen im Frequenzbereich bis 200MHz ausgegangen (vgl. Spektrum in Abbildung 2.15 auf Seite 30). Dabei ist ein vierlagiger Aufbau verwendet worden, welcher aus FR4, bzw. Prepegs und vier Kupferlagen besteht.

3.3.1 Das Massepotential

Alle vorangegangenen Überlegungen setzten ein idealisiertes Bezugspotential voraus. Bei der Realisierung der entworfenen Schaltung auf einer Leiterplatte müssen die Eigenschaften von Strukturen des Massepotentials jedoch beachtet werden. Von besonderer Bedeutung sind Ströme auf diesen, da diese Strukturen nicht beliebig niederohmig sind, sorgen die Ströme für Potentialunterschiede auf der Massefläche. Aus diesem Grund sollte die Verbindung aller Massepunkte über eine einzige Fläche mit möglichst geringer Impedanz erfolgen. Dies bedeutet, dass jede ungenutzte Fläche mit einer Kupferfläche auf Bezugspotential ausgefüllt sein sollte. Eine Auftrennung der Massefläche sollte, wenn möglich vermieden werden. Die Massflächen aller Kupferlagen sollten mit Durchkontaktierungen (Vias) verbunden werden.
Weiterhin können Masseflächen elektrisch und magnetische Felder abschirmen und so Störeinflüsse vermindern. Daher sollte auch ein Gehäuse mit dem Massepotential verbunden werden.
Dabei ist zu bedenken, an welchen Stellen möglichst niederohmige Verbindungen benötigt werden. Die Auftrennung von Masseflächen kann hier verhindern, dass sich unterschiedliche Schaltungsteile gegenseitig beeinflussen. In diesem Fall sind dann alle Masseflächen an einem Punkt zusammen zu führen.
Beim Layout dieser Schaltung wurde darauf geachtet, dass alle freien Flächen mit Kupfer auf Massepotential bedeckt sind. Die Signale verlaufen ausschließlich auf der oberen Kupferlage. Die innere Lage darunter ist komplett mit einer Kupferfläche auf Massepotential bedeckt, somit können alle Massepunkte auf der oberen Lage niederohmig mit dem Bezugspotential verbunden werden. Des Weiteren schirmt sie die Signalleitungen von unten ab. Das Gehäuse ist lediglich am Anschluss der Versorgungsspannung mit dem Massepotential verbunden, so kann die Schaltung nach außen abgeschirmt werden.

3.3.2 Ableit- und Entkoppelkondensatoren

Durch Kondensatoren zwischen den Versorgungspannungen der Operationsverstärker und Masse wird hier ein Signalpfad mit niedriger Impedanz für Ströme mit höheren Frequenzen

geschaffen. Kondensatoren besitzen immer parasitäre Serienwiderstände und Serieninduktivitäten. Diese sorgen dafür, dass die Impedanz der Kondensatoren oberhalb einer spezifischen Resonanzfrequenz wieder ansteigt. Daher müssen mehrere Kondensatoren parallel geschaltet werden. Kleinere Kapazitäten besitzen hierbei höhere Resonanzen, sodass mit verschiedenen Kapazitätswerten ein größerer Frequenzbereich abgedeckt werden kann. Dabei sollten die Kondensatoren über einen geringen Serienwiderstand verfügen, da dieser für die Impedanz bei der Resonanzfrequenz verantwortlich ist. Dies wurde hier erreicht durch Keramikvielschicht-Chipkondensatoren bzw. Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren. Diese entkoppeln den OPV von Störungen bzw. Rauschen auf der Versorgungspannung und stützen den Strom des OPV bei hochfrequenter Last. Dabei ist es wichtig, die Kondensatoren so nah wie möglich an den Versorgungspannungspin des OPVs zu platzieren, da die Induktivität der Leiterbahn bei höheren Frequenzen Einfluss auf die Impedanz des Strompfades hat. Die Kondesatoren sollten sich immer auf der Seite des OPVs und niemals auf der Rückseite und mit Durchkontaktierungen mit dem OPV verbunden werden. Vias fügen einer Leitung Induktivität hinzu, welche die Wirkung der Kapazität kompensieren und schlimmstenfalls Resonanzen verursachen. Die verwendete Struktur bei der nicht invertierenden Verstärkerstufe zur Anbindung der Kondensatoren verbindet zunächst positive und negative Versorgungspannungen durch Kondensatoren. Damit kann die Induktivität zwischen den Massepunkten und somit die Fehlerspannung durch höher frequente Ströme verringert werden. Höher frequente Ströme beider Versorgungsspannungen können kombinieren.

3.3.3 Rückkoppelnetzwerke

Rückkoppelnetzwerke reagieren sehr empfindlich auf parasitäre Effekte. Dies trifft auf stromrückgekoppelte Verstärker zu. Beim Layout für die differentielle Ausgangsstufe wurde sich exakt an das vom Hersteller vorgegebene Design gehalten. Der ADA4927 wie auch der AD8099 besitzen Eingangpins für die Rückkopplung, welche eine Implementierung der Rückkopplung auf sehr engem Raum ermöglichen, ohne dabei Leiterbahnen auf die andere Seite des IC zum Ausgangspin führen zu müssen. Dies verringert die parasitären Einflüsse der Leiterbahnführung erheblich. An kritischen Stellen wurden einzelne Widerstände durch zwei Serienwiderstände ersetzt, um ihre Parallelkapazität zu reduzieren. In den Rückkoppelnetzwerken wurden ausschließlich Dünnschicht-SMD-Widerstände mit einer Toleranz von 0.1% verwendet.
Das Leiterplatten Layout wurde ursprünglich für den Transimpedanzverstärker entworfen. Durch Auftrennen von Leiterbahnen und Drahtbrücken wurde die Schaltung als nichtinvertierender Verstärker genutzt. Ein geändertes Design ist bereits erstellt. Aus zeitlichen Gründen wurde dies jedoch nicht in die Fertigung gegeben, sondern die alte Schaltung modifiziert. Das Design wird nach einer Revision in Auftrag gegeben.

3.3.4 Signalführung

Bei der Signalführung wurde auf eine Symmetrie der vier Kanäle geachtet. Durchkontaktierungen, welche immer eine zusätzliche Induktivität in der Leiterbahn bewirken, konnten vermieden werden. Die differentiellen Leiterbahnpaare der Ausgangsspannungen wurden mit kleinstmöglichem Abstand geroutet. Längenunterschiede innerhalb des Paares wurden durch Mäanderstrukturen ausgeglichen.

3.4 Messungen

3.4.1 Amplituden- und Phasengang

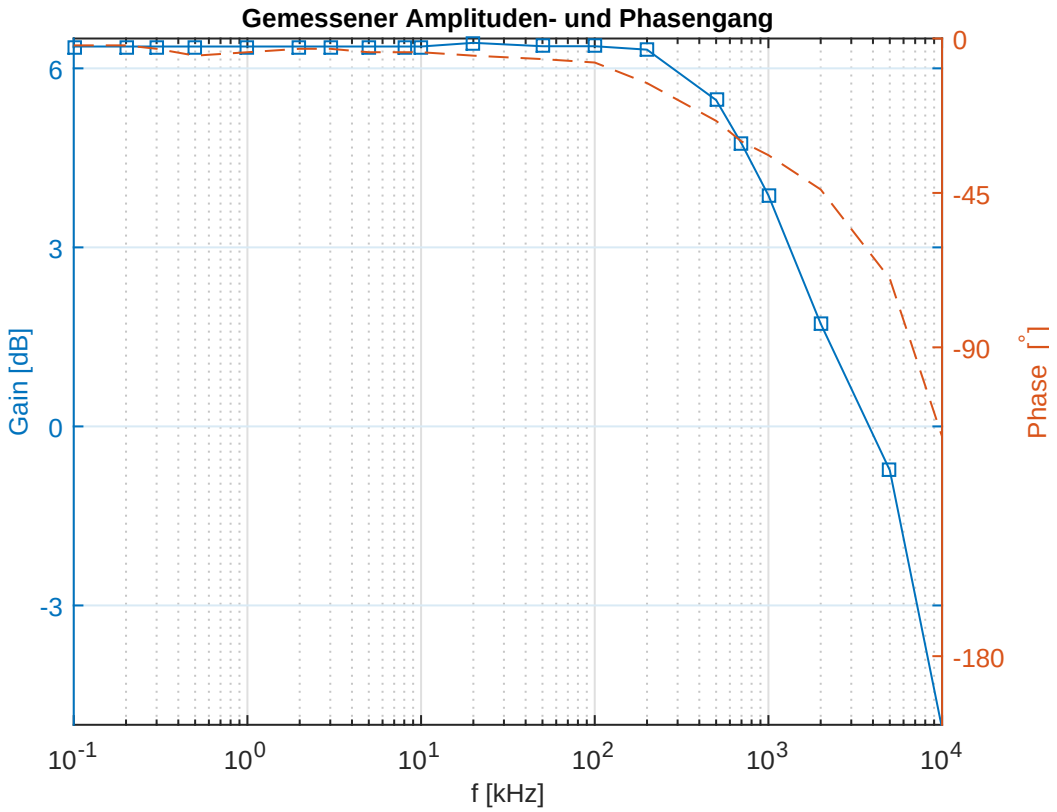


Abbildung 3.10: Gemessener Amplituden- und Phasengang der Schaltung

Für die Messung aus Abbildung 3.10 wurde über dem Lastwiderstand, welcher in der Schaltung den Fotostrom in die Spannung U_{PH} wandelt, eine Sinusspannung mit einem Funkti-

onsgenerator eingespeist. Diese Spannung wurde auf dem Oszilloskop betrachtet. Des Weiteren wurden beide Spannungen des differentiellen Ausgangssignals gegen Masse auf dem Oszilloskop gemessen. Mit der Math-Funktion wurde die Differenz $V_{OP} - V_{ON}$ gebildet. Anschließend wurde die Ausgangsspannung gemessen und die Verstärkung $20 \cdot log_{10}(\frac{V_{OUT,dm}}{V_{IN}})$ bestimmt. Des Weiteren wurde der Phasenwinkel zwischen Ein- und Ausgangsspannung bestimmt. In Abbildung 3.10 sind Verstärkung und Phase über die Frequenz aufgetragen. Bis 200kHz ist die Verstärkung annähernd konstant. Bei ca. 1MHz kann ein Absinken um 3dB beobachtet werden. Innerhalb der Signalbandbreite 50kHz beträgt die Phasendifferenz weniger als 5°. Insgesamt zeigt der gemessene Verlauf ein optimales Übertragungsverhalten. Allerdings gibt es hier noch Potential, die Bandbreite einzuschränken, ohne eine zu große Phasendifferenz zu erzeugen.

3.4.2 Positionsempfindlichkeit

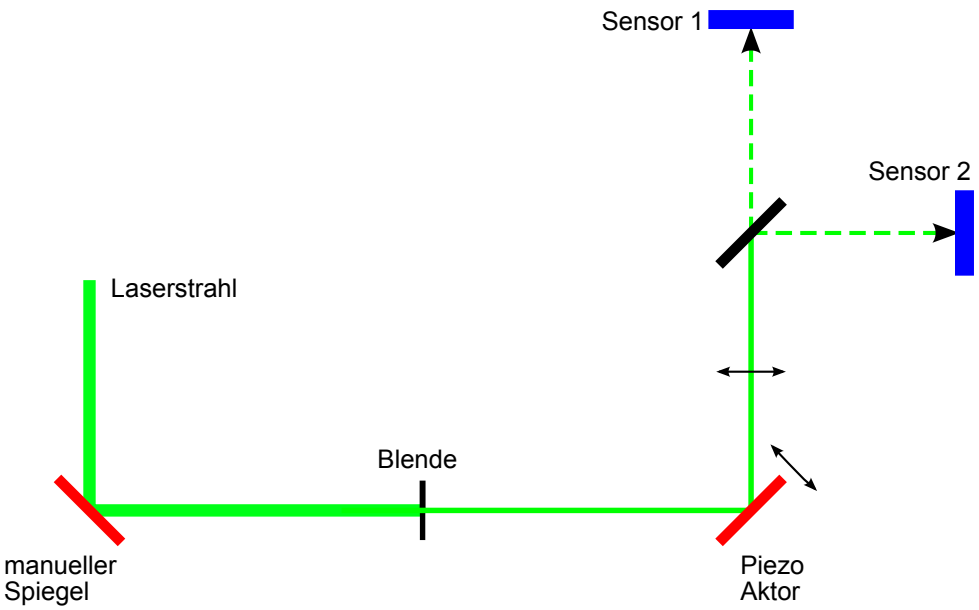


Abbildung 3.11: Optischer Versuchsaufbau

Abbildung 3.11 zeigt den optischen Versuchsaufbau, der verwendet wurde, um die grundlegende Funktion zu überprüfen, die Schaltung anzupassen und die Positionsempfindlichkeit zu beurteilen. Dargestellt ist der Laserstrahl, welcher aus dem Faserlaser-Oszillator ausgekoppelt wurde. Mit Hilfe eines manuellen Spiegels konnte grob die Position des Strahls korrigiert werden. Über eine Blende wurde der Durchmesser des Strahls auf 1mm definiert reduziert. Als nächstes folgt ein Spiegel im 45° Winkel zum Strahlgang, dieser lenkt den Strahl, wie bereits der erste Spiegel um 90° ab. Dieser Spiegel ist jedoch auf eine Piezo-Keramik

geklebt. Durch Anlegen einer Spannung dehnt sich diese aus und der Spiegel bewegt sich in Pfeilrichtung vor und zurück, je nach Höhe der angelegten Spannung. Die maximale Ausdehnung der Keramik in dieser Richtung beträgt bei einer Spannung von 200V ungefähr 2μm. Diese Spiegelbewegung erzeugt eine parallele Verschiebung des um 90° abgelenkten Strahls. Diese bewirkt eine Verschiebung des Strahlmittelpunktes relativ zur vertikalen Symmetrie-Achse der Detektionsfläche auf Sensor 1. Diese Verschiebung galt es nun zu detektieren. Dazu wurde der Sensorschaltung ein LC-Tiefpassfilter 4.Ordnung mit einer 3dB Grenzfrequenz von 1MHz nachgeschaltet.

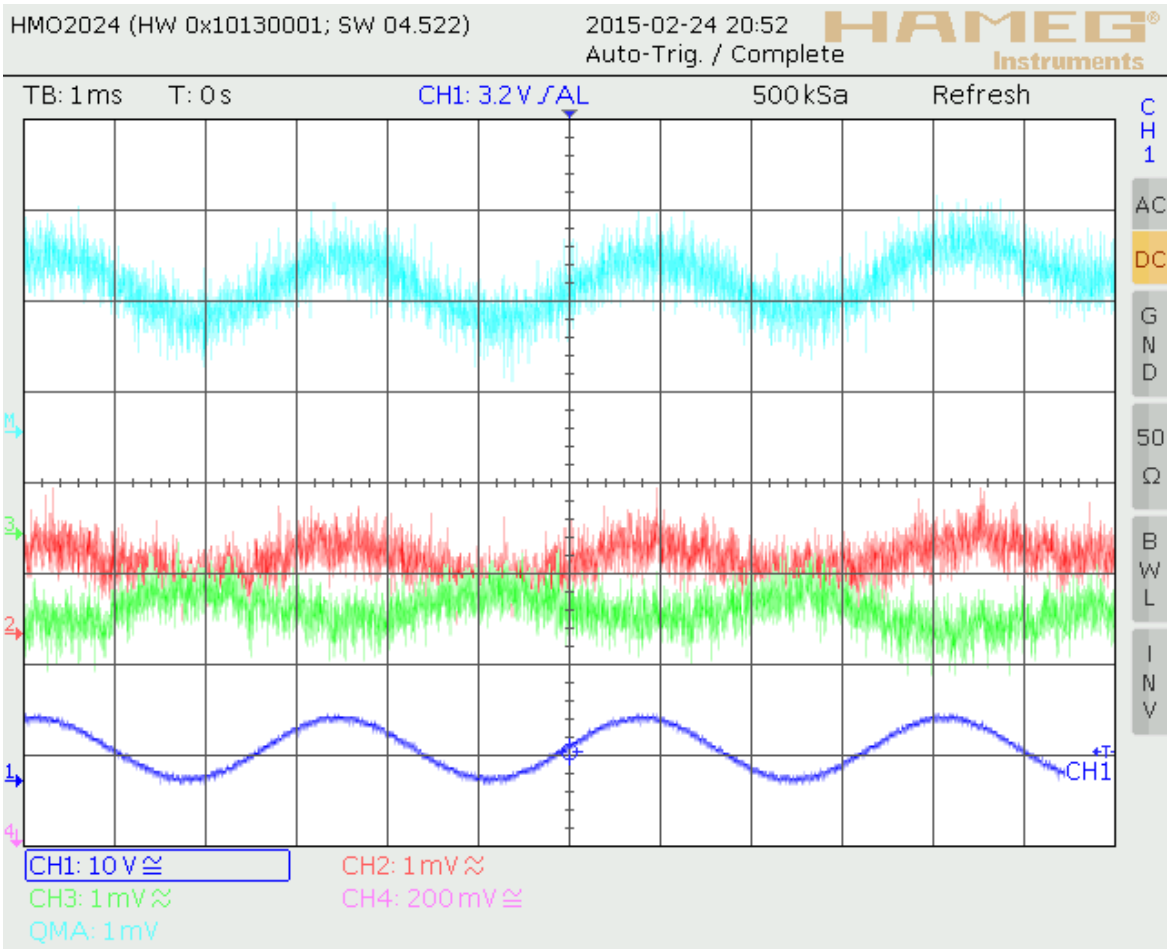


Abbildung 3.12: Modulation der Strahlposition mit 1.5μm und f=300Hz

Das Oszillogramm in Abbildung 3.12 zeigt, dass der Detektor in der Lage ist die oben beschriebenen Positionsänderungen zu detektieren. Kanal 1 zeigt dabei die Eingangspannung des Piezotreibers. Kanal 2 und 3 ist der Wechselspannungsanteil des differentiellen Ausgangspaares von Kanal A der Detektorschaltung, dabei wurden beide Spannungen gegen Masse gemessen und mit der Math-Funktion subtrahiert. Auf Kanal 4 wurde eine der Ausgangsspannungen von Kanal B dargestellt, um den Strahl ungefähr auf die Mitte der Sensorfläche zu justieren. Von Interesse war hier nur die Auslenkung und deren Amplitude. Die Auslenkung der Piezokeramik ist dabei nur annähernd proportional zur angelegten Spannung und die Auslenkung beträgt in diesem Fall ungefähr 1.5μm mit einer Frequenz von 300Hz. Bei dem Treiber der Piezokeramik handelt es sich bereits um die für die Strahlstabilisierung vorgesehene Eigenentwicklung. Dieser liefert einen Strom von 200mA bei 150V mit einer Bandbreite von 20kHz.

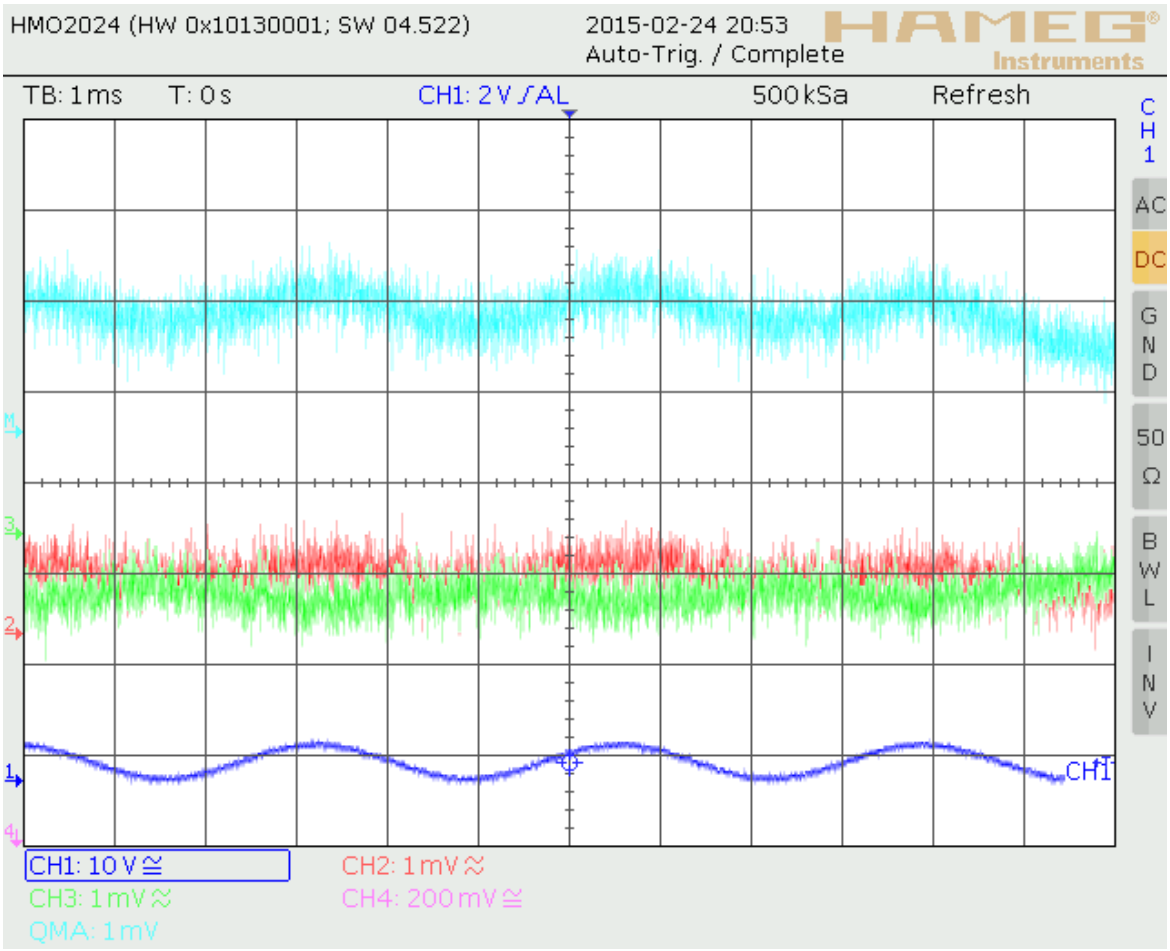


Abbildung 3.13: Modulation der Strahlposition mit 300nm und f=300Hz

Abbildung 3.13 zeigt ein Oszillogramm in der gleich Konfiguration wie in Abbildung 3.12. Die Auslenkung beträgt in diesem Fall ca. 300nm. Beide Oszillogramme zeigen allerdings nur einen Ausschnitt der Realität. Positionsabweichung mit geringeren Frequenzen dominierten bei diesen Messungen. Erwartungsgemäß trat hier ein Positionsrauschen von über 100μm auf. Das Positionsrauschen war in diesem Aufbau besonders stark, da im Labor für Faserlaser, in welchem die Messungen durchgeführt wurden, die äußeren Parameter wie Temperatur, mechanische Vibrationen und Luftströmungen nicht derart genau stabilisiert werden, wie in anderen Laboren. Allerdings kann aufgrund dieses Positionsrauschens keine Aussage über die Qualität des Detektors gemacht werden. Entscheidend war hierbei die Beobachtung und Messung der Positionsmodulation durch die Spiegelbewegung. Die Messungen bestätigen die Leistungsfähigkeit des Detektors, da das Modulationssignal auf lediglich einem Kanal bei einer Amplitude von 300nm deutlich aus dem Rauschen hervortrat.

3.4.3 Rauschen

Mit der differentiellen Signalführung am Ausgang konnten gute Ergebnisse erzielt werden. Trotz des behelfsmäßigen Aufbaus mit einem RJ-45/SMA-Adapterboard, zeigte sich die differentielle Spannung unempfindlich gegenüber Störeinflüssen. Selbst dann, wenn ein starkes Einkoppeln von Störgrößen beobachtet werden konnte. Die Messung der Spektren der Ausgangsignale erwies sich als besonders problematisch. Zumal Messgeräte für Spektren im Audiobereich zu Anfang nicht zur Verfügung standen. Noch dazu stellt sich die Frage über die Aussagekräft von single-ended Messung einer Leitung des differentiellen Paares. Aufgrund der Probleme hierbei und der verfügbaren Zeit muss hier auf eine Messung des Spektrums verzichtet werden. Allerdings sind mit den Messungen im Zeitbereich durchaus positive Ergebnisse erzielt, sodass eine Abschätzung aus diesen Messungen für eine Bestätigung der Leistungfähigkeit herangezogen werden kann.
Aus dem Oszillogramm lässt sich auch eine Abschätzung des Detektorrauschens und ein Vergleich mit den berechneten bzw. simulierten Werten ableiten. Dem Rauschen, welches der Amplitudenmodulation überlagert ist, wird eine Gaußsche Amplitudenverteilung unterstellt. In dem Fall entspricht die Standardabweichung σ dem Effektivwert der Rauschspannung. Innerhalb eines Bereiches von $\pm 3\sigma$ befinden sich 99.7% aller Rauschspannungswerte. In Abbildung 3.13 befinden sich fast alle Amplituden der Rauschspannung in einem Intervall von 1mV. Unter dieser Annahme beträgt der Effektivwert dieser Rauschspannung 166μV. Unter Einberechnung des zusätzlichen Tiefpassfilters mit einer 3dB Grenzfrequenz bei 1MHz ergibt sich für die Dichte der Rauschspannung am Detektorausgang:

$$U = \frac{166\mu V}{\sqrt{1000000 Hz \frac{\pi}{2}}} = 132 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \tag{3.17}$$

Dieser Wert entspricht mehr als dem Dreifachen des berechneten Wertes. Dabei handelt es sich allerdings auch um einen Wert, der mit dem Quantisierungsrauschen des Oszilloskops überlagert ist. Dabei ist noch Spielraum zur Reduzierung der Bandbreite vorhanden. Bei einem Tiefpass mit einer 3dB Grenzfrequenz bei 100kHz resultiert eine Rauschspannung mit einem Effektivwert von 52μV, was für eine Abtastung mit einer Amplitudenauflösung von 13bit ausreichen würden.

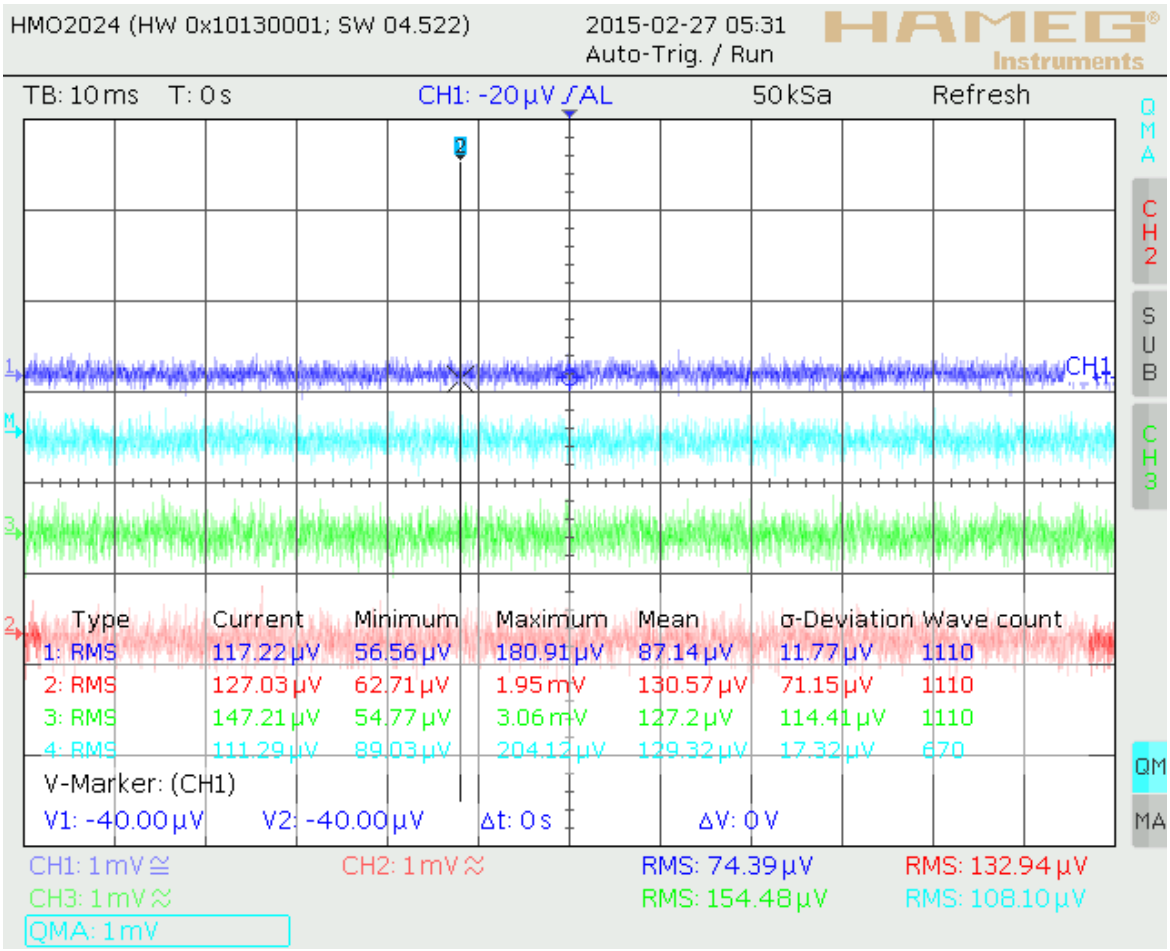


Abbildung 3.14: Ausgangsspannung des Detektors bei Dunkelstrom

Abbildung 3.14 zeigt zum Vergleich die differentielle Ausgangsspannung bei Dunkelstrom.

4 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde eine Sensorschaltung zum Auslesen einer Quadrantenfotodiode entwickelt. Dabei wurde das Anwendungsumfeld eingehend analysiert und charakterisiert und verschiedene Möglichkeiten der Realisierung gegenübergestellt. Schließlich wurden Transimpedanzwandler und Pulsintegration verworfen, um die Strom-Spannungswandlung über einen Widerstand zu realisieren, dessen Spannung mit einer nichtinvertierenden Operationsverstärkerschaltung verstärkt und in einer weiteren Stufe in eine differentielle Ausgangsspannung gewandelt wird.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass für verschiedene Grenzfälle die anderen Schaltungen Vorteile bieten. Für den hier untersuchten Fall mit einer Pulswiederholrate von 63MHz einer mittleren optischen Leistung von 1mW bei einer Wellenlänge 1030nm konnten mit dem realisierten Aufbau sehr gute Ergebnisse erzielt werden, welche für den überwiegenden Teil der Anwendungen ausreichend sind.

Für den Praxiseinsatz ist die Größe des Prototypen akzeptabel, allerdings wäre eine Miniaturisierung wünschenswert. Die Anforderungen an Bandbreite und Empfindlichkeit sind zwar in vollem Umfang erfüllt worden, dennoch ließen sich die Ergebnisse noch optimieren. Insbesondere die verwendeten Verstärkerbausteine sind für hohe Bandbreiten ausgelegt, welche in der realisierten Anordnung nicht mehr benötigt werden. Dagegen spricht, dass sich die Schaltung in dieser Form mit den verwendeten Verstärkerbausteinen, durch Modifikation der Beschaltung in der ersten Verstärkerstufe, mit verhältnismäßig geringem Aufwand als Pulsintegrator, oder Transimpedanzverstärker realisieren lässt. Hierzu existieren auch bereits zwei eigene Designs für jeweils Transimpedanzverstärker und den nichtinvertierenden Verstärker.

Die Anmeldung zum Masterstudiengang erforderte eine vorzeitge Abgabe dieser Arbeit. Trotz der aus diesem Grund stark verkürzten Bearbeitungszeit konnte eine umfassende Ausarbeitung erstellt und sehr gute Ergebnisse erzielt werden, welche die gestellten Anforderungen in vollem Umfang erfüllen.

Literaturverzeichnis

[Ardizonni und Pearson 2009] ARDIZONNI, John ; PEARSON, Jonathan: "Rules of the Road"for High-Speed Differential ADC Drivers. In: *Analog Dialogue* Bd. 43. Analog Devices, 2009, S. 21–31

[Claussen 2012] CLAUSSEN, Prof. Dr.-Ing. U.: *Kompendium Regelungstechnik* -. 2012

[Dobkin und Williams 2012] DOBKIN, Bob ; WILLIAMS, Jim: *Analog Circuit Design Volume 2 - Immersion in the Black Art of Analog Design*. 1. Aufl. London : Newnes, 2012. – ISBN 978-0-123-97902-5

[Ebeling 1992] EBELING, Karl J.: *Integrierte Optoelektronik - Wellenleiteroptik. Photonik. Halbleiter*. 2. Aufl. Wiesbaden : Springer Berlin Heidelberg, 1992. – ISBN 978-3-540-54655-9

[Harth 1998] HARTH, Wolfgang: *Sende- und Empfangsdioden für die Optische Nachrichtentechnik* -. 2. vollst. neubearb. erw. Aufl. 1998. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 1998. – ISBN 978-3-519-06257-8

[Hayes und Horowitz 1989] HAYES, Thomas C. ; HOROWITZ, Paul: *The Art of Electronics* -. Camebridge : Camebridge University Press, 1989. – ISBN 978—7-3-02-07-4

[Inc. und Zumbahlen 2011] INC., Analog D. ; ZUMBAHLEN, Hank: *Linear Circuit Design Handbook* -. 1. Aufl. London : Newnes, 2011. – ISBN 978-0-080-55915-5

[Instruments 2013] INSTRUMENTS, Texas: *AN-1803 Design Considerations for a Transimpedance Amplifier* -. 2nd rev. Dallas: , 2013. – Application Report

[Jung und Jung 2005] JUNG, Walter G. ; JUNG, Walt: *Op Amp Applications Handbook* -. London : Newnes, 2005. – ISBN 978-0-750-67844-5

[Mancini 2003] MANCINI, Ron: *Op Amps for Everyone - Design Reference*. 2. Aufl. London : Newnes, 2003. – ISBN 978-0-750-67701-1

[Missun 2012] MISSUN, Prof. Dr.-Ing. J.: *Vorlesungsskript Elektronik 2* -. 2012

[Moghimi 2013] MOGHIMI, Reza: *MS-2394 - Seven Steps To Successful Ultralow Light Signal Conversion* -. Analog Devices. Norwood: , 2013. – Technical Article

[Reisch 2006] REISCH, Michael: *Elektronische Bauelemente - Funktion, Grundschaltungen, Modellierung mit SPICE*. 2. Aufl. 2007. Wiesbaden : Springer Berlin Heidelberg, 2006. – ISBN 978-3-540-34014-0

[Stata 1967] STATA, Ray: *AN-357 - Operational Integrators* -. Analog Devices. Norwood: , 1967. – Application Note

[Thuselt 2011] THUSELT, Frank: *Physik der Halbleiterbauelemente - Einführendes Lehrbuch für Ingenieure und Physiker*. 2. Aufl. 2011. Wiesbaden : Springer Berlin Heidelberg, 2011. – ISBN 978-3-642-20031-1

[Tietze u. a. 2012] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph ; GAMM, Eberhard: *Halbleiter-Schaltungstechnik* -. 14. überarb. und erw. Aufl. 2012. Heidelberg : Springer-Verlag GmbH, 2012. – ISBN 978-3-642-31025-6

[Williams 1991] WILLIAMS, Jim: *Analog Circuit Design - Art, Science and Personalities*. Stoneham : Butterworth-Heinemann, 1991. – ISBN 0-7506-9166-2

[Wilson 2012] WILSON, Peter: *The Circuit Designer's Companion* -. 3. Aufl. Amsterdam : Elsevier, 2012. – ISBN 978-0-080-97138-4

Anhang

A Stromlaufplan

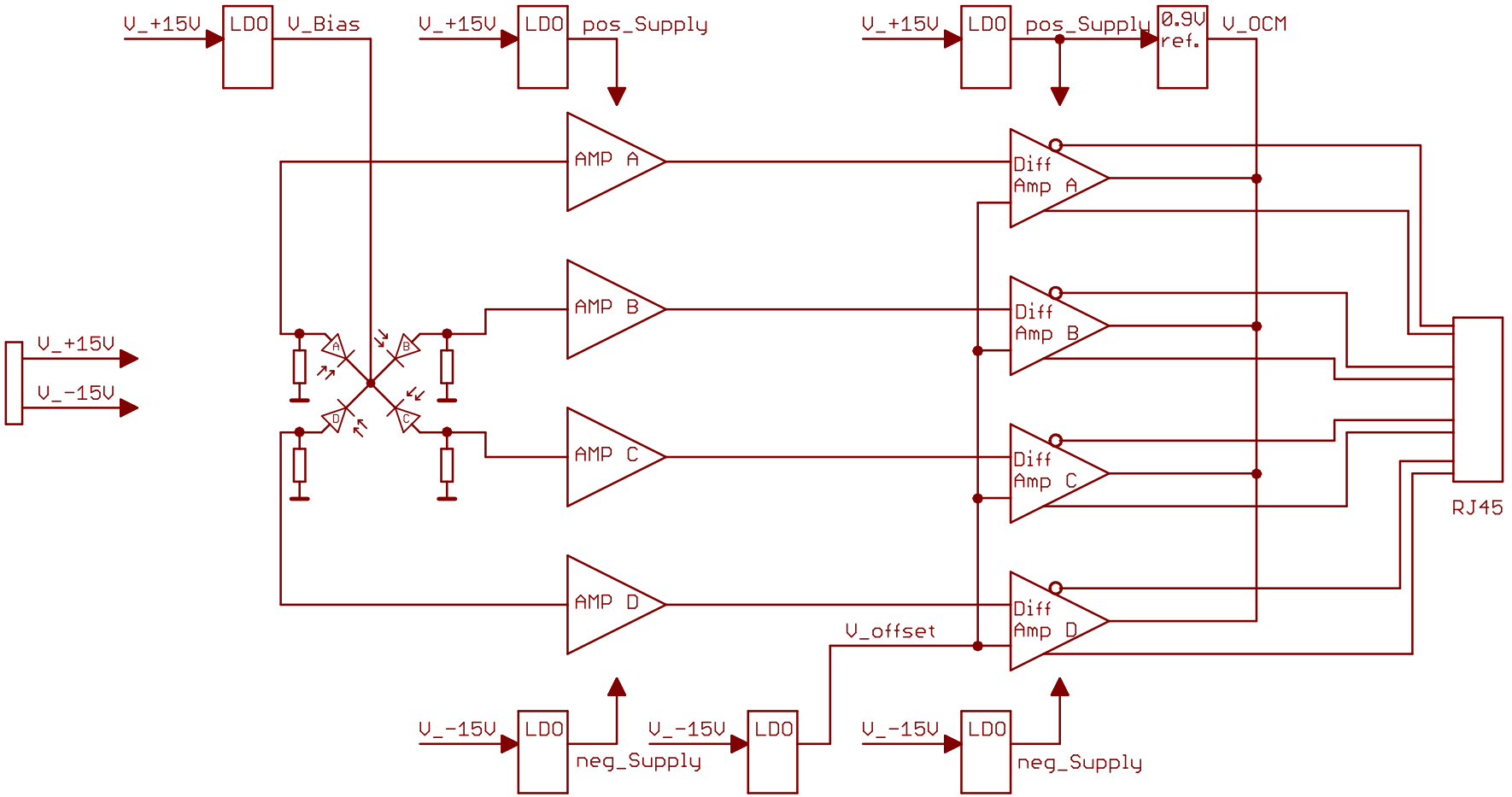
QPD_Detector_rev1.0_05-01-14_PG

Sensor circuit for Quadrantfotodiode
I/V conversion with resistor
noninverting first gain stage
differetial output amplifier for interfacing ADC
2Vpp differentia output voltage withl 0.9V common mode offset
connection via RJ-45 plug
power supply with Thorlabs power supply or 12-20V DC.

List of contents 1
Block diagram 2
Input voltage regulation, connectors 3
Quadrantfotodiode, Bias 4
Amp Ch A&B 5
Amp CH C&D 6
Diff Amp Ch A&B 7
Diff Amp Ch C&D 8
Revision history, layer structure 9

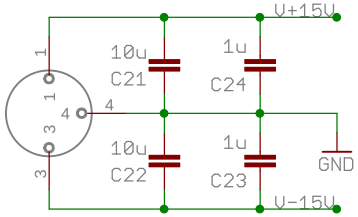
	P.Gerling
	QPD_Detector
	26.02.2015 11:10:56
	Sheet: 1/9

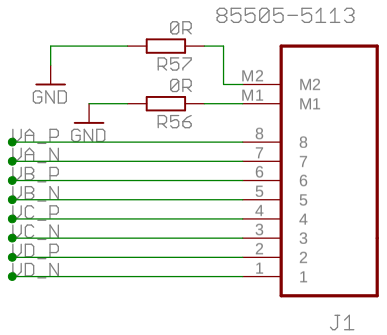
Block diagram

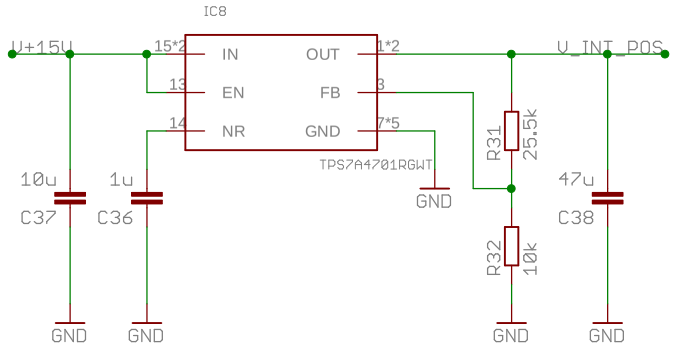


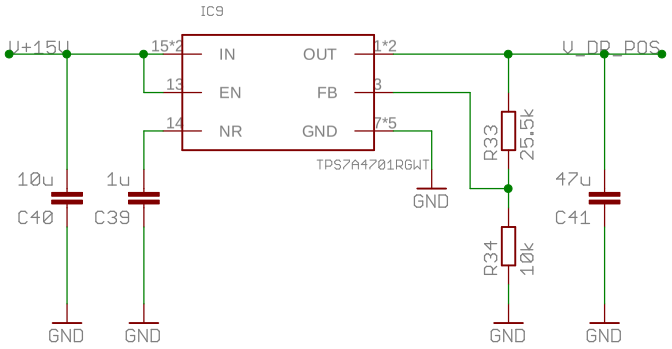
	P.Gerling
	QPD_Detector
	26.02.2015 11:10:56
	Sheet: 2/9

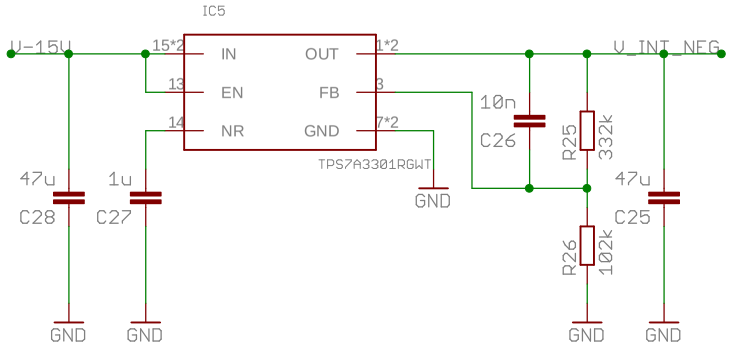
Input voltage regulation, connectors

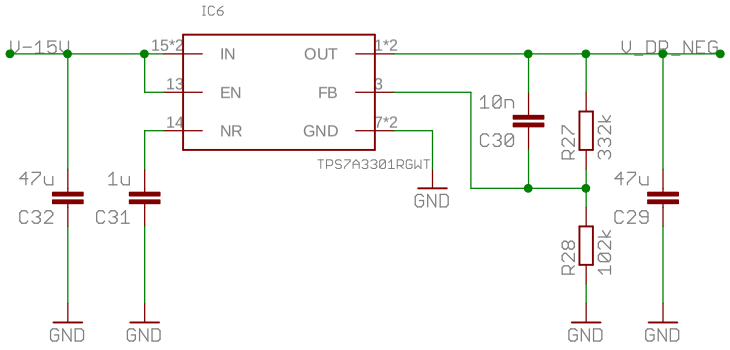






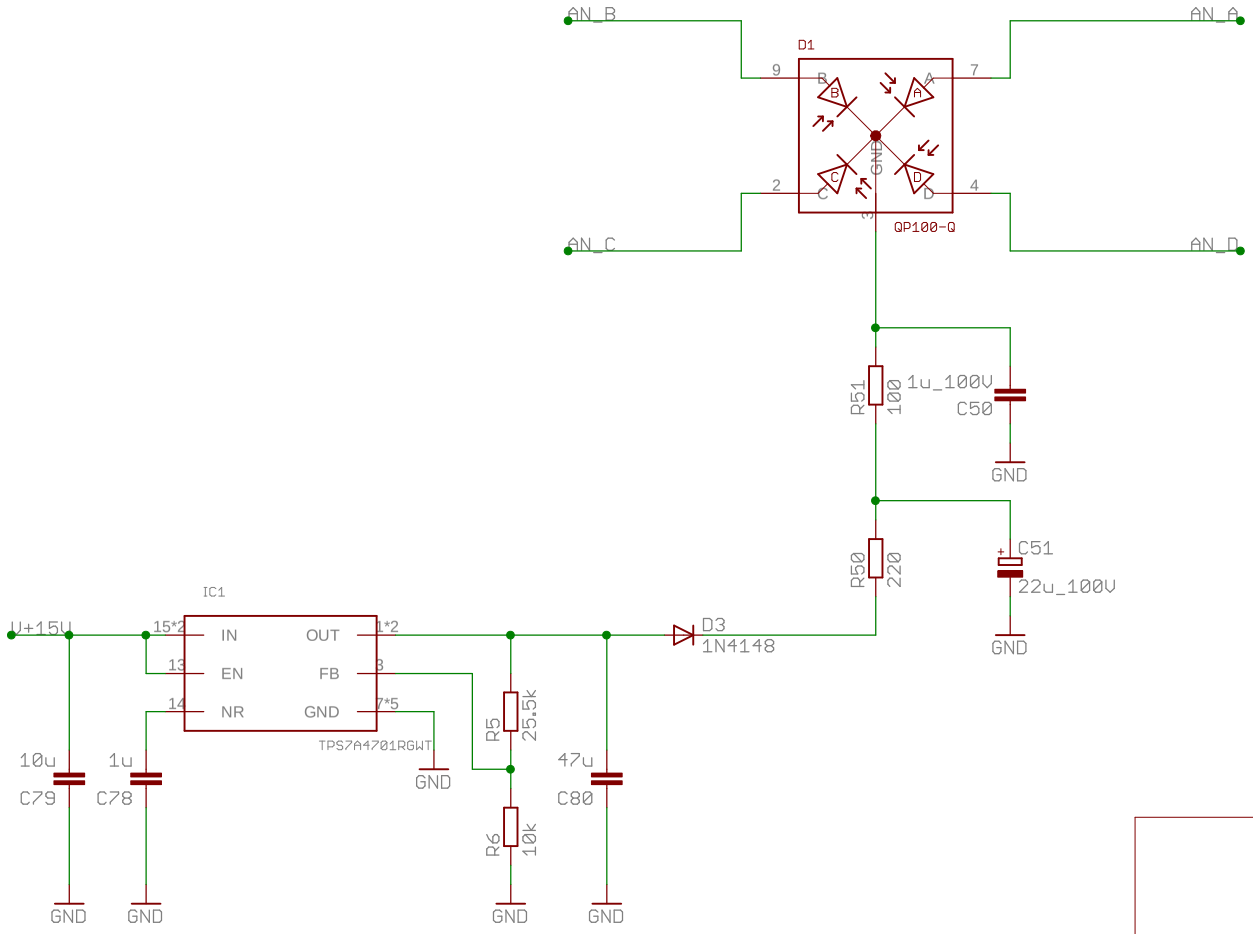






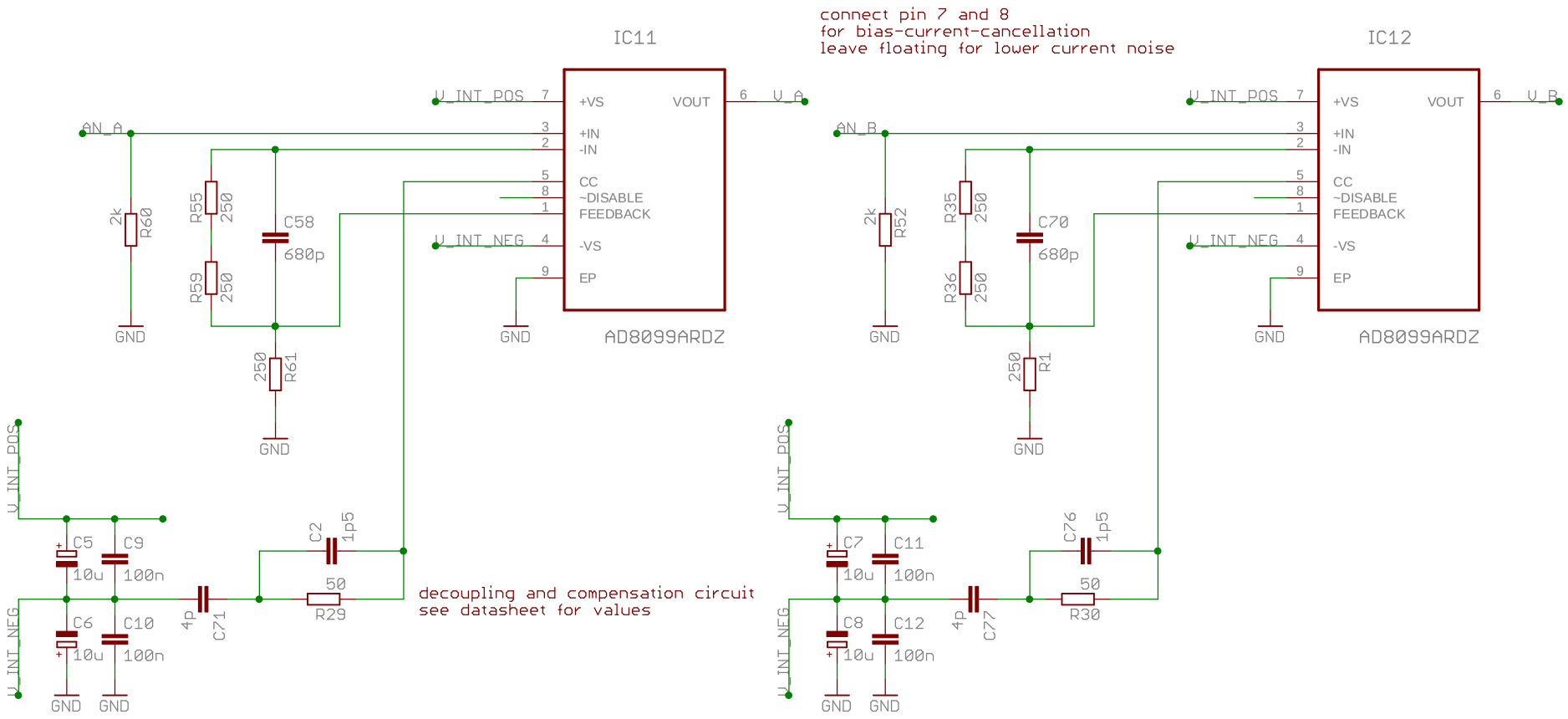
P.Gerling	
QPD_Detector	
26.02.2015 11:10:56	
Sheet: 3/9	

Quadrantfotodiode, Bias



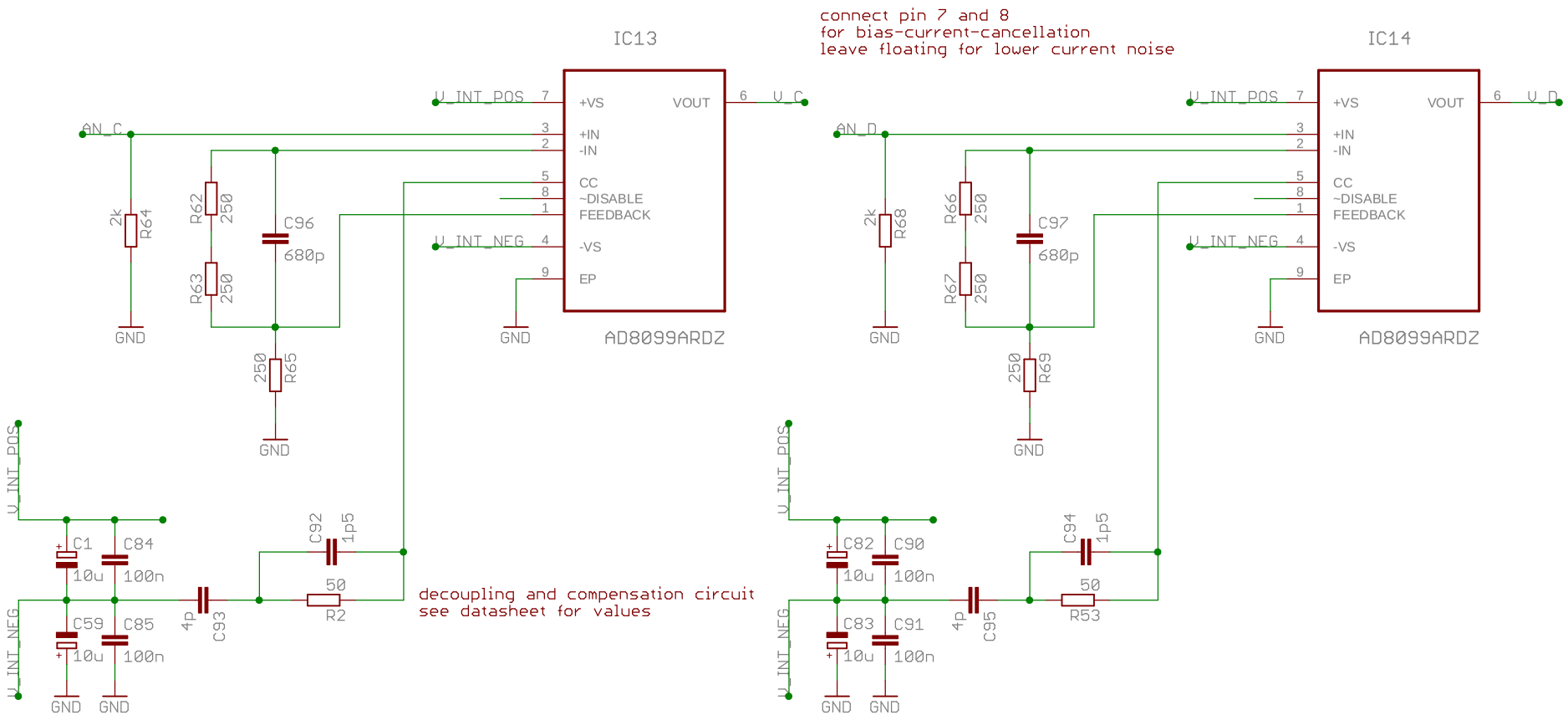
P.Gerling	
QPD_Detector	
26.02.2015 11:10:56	
Sheet: 4/9	

Amp CH A&B



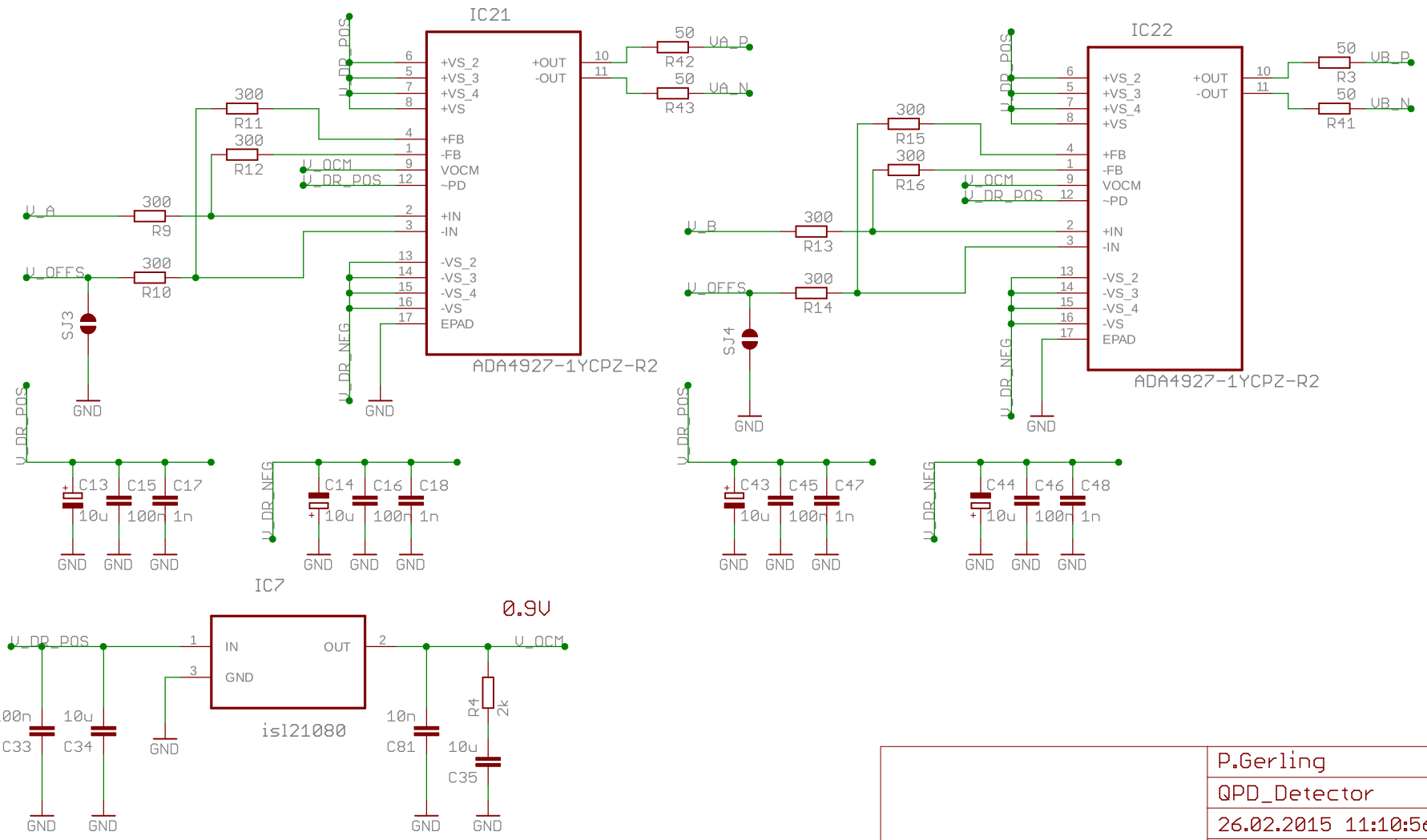
P.Gerling	
QPD_Detector	
26.02.2015 11:10:56	
Sheet: 5/9	

Amp CH C&D



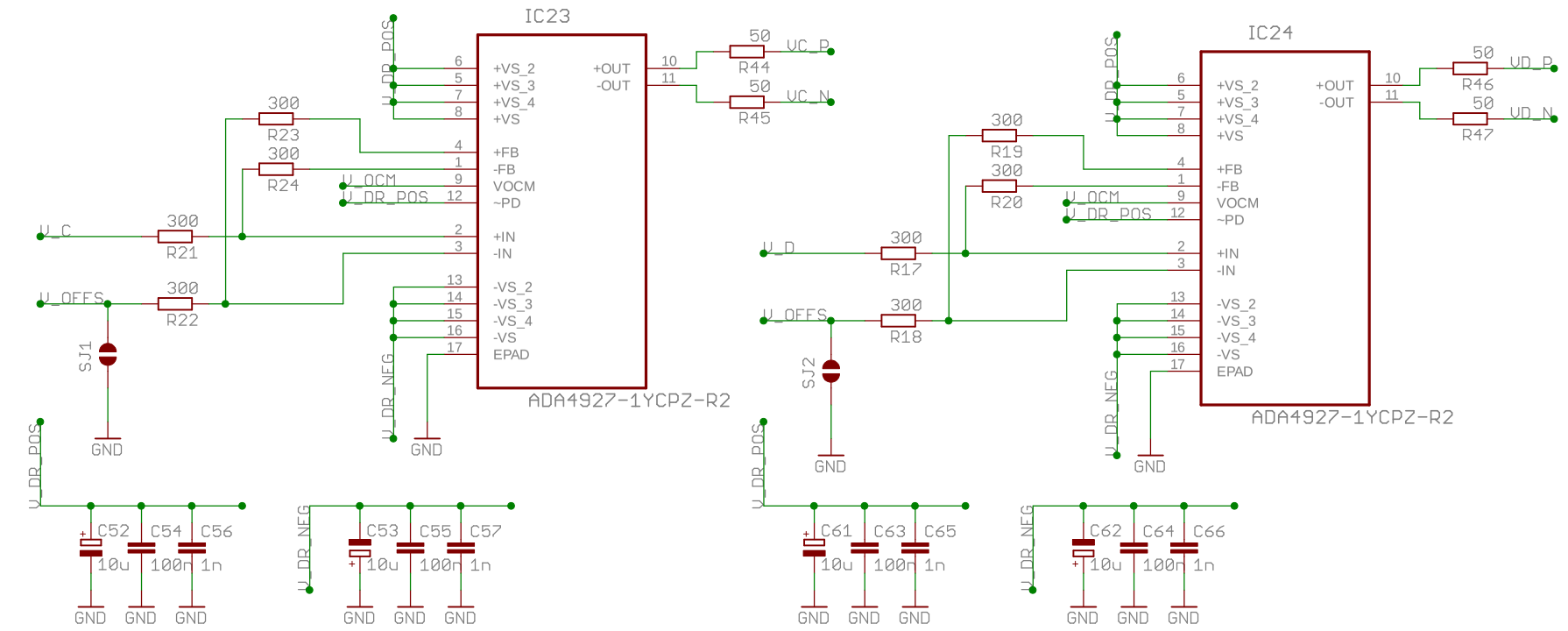
P.Gerling	
QPD_Detector	
26.02.2015 11:10:56	
Sheet: 6/9	

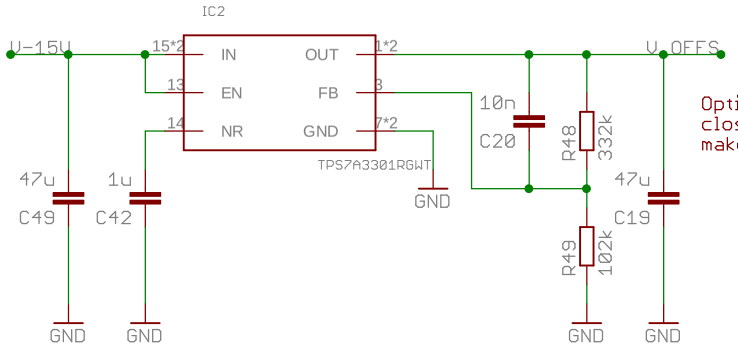
Diff Amp Ch A&B



P.Gerling	
QPD_Detector	
26.02.2015 11:10:56	
Sheet: 7/9	

Diff Amp Ch C&D





Optional Offset Voltage for Diff Amp Input
close solderjumper 11 through 14 if not used
make sure that solderjumper are open, if voltage is applied

P.Gerling	
QPD_Detector	
26.02.2015 11:10:56	
Sheet: 8/9	

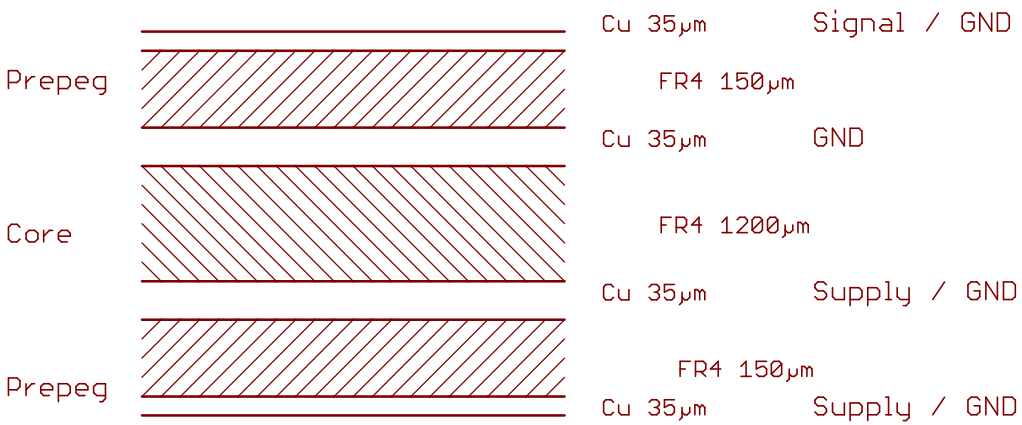
Revision history, layer structure

Revision history

Revision 1 05.01.2015

layer structure

4-Layer



	P.Gerling
	QPD_Detector
	26.02.2015 11:10:56
	Sheet: 9/9

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 27. Februar 2015	
Ort, Datum	Unterschrift