

Entwicklung eines Front-End-Verstärkers zur Detektion von Fluoreszenzereignissen optochemischer Sensoren

Diplomarbeit

durchgeführt von

Andreas Tschepp

Institut für Hochfrequenztechnik
der Technischen Universität Graz

Leiter: Univ.-Prof. Dr. Wolfgang Bösch

in Kooperation mit der
Joanneum Research Forschungsgesellschaft mbH

Begutachter: Ao.Univ.-Prof. Dr. Erich Leitgeb

Betreuer: Ass.Prof. Dr. Gunter Winkler

Graz, im November 2011

Gewidmet meiner Mutter Gertrude Tschopp

Zusammenfassung

Die Forschungsgruppe Sensorsysteme des Unternehmens Joanneum Research Forschungsgesellschaft mbH beschäftigt sich mit der Entwicklung und Optimierung von Systemen, die auf der Detektion der Lumineszenz-Lebensdauer opto-chemischer Sensoren beruhen. Die Bestimmung dieser Lebensdauer eröffnet die Möglichkeit, verschiedene Parameter (CO_2 , O , etc.) online zu erfassen.

Eingesetzt werden diese Sensorsysteme zur Prozessüberwachung in der Biotechnologie, der Lebensmittel-, Pharma- und chemischen Industrie sowie zu Diagnosezwecken in der Medizin. Die bisher verwendeten Systeme beruhen auf dem Prinzip der Phasenmessung und sind in der Lage, Lebensdauern bis in den unteren Mikrosekundenbereich zu erfassen.

Diese Diplomarbeit konzentriert sich auf die Entwicklung und Realisierung eines Front-End Verstärkers zur direkten Messung der Lumineszenz-Lebensdauer, bis in den Bereich von zehn Nanosekunden. Dadurch kann ein breiteres Spektrum an Farbstoffen, die die Grundlage der opto-chemischen Sensoren bilden, ausgenutzt werden.

Durch die Vermessung einer fluoreszierenden Folie wurde gezeigt, dass das entwickelte System in der Lage ist, Lebensdauern unter zehn Nanosekunden zu detektieren. Die direkte Messung der Lebensdauer bietet den Vorteil, dass die Anregungsintensität geringer ausfallen kann, als bei den bisher verwendeten Phasenmesssystemen. Dadurch werden Ausbleichungseffekte der Farbstoffe verringert und die Lebensdauer der Sensoren erhöht.

Abstract

The sensor systems research group of the company Joanneum Research Forschungsgesellschaft mbH is engaged in the development and optimization of systems that are based on the detection of the luminescence lifetime of opto-chemical sensors. The determination of this lifetime opens up the possibility to collect different parameters (CO_2 , O , etc.) online.

These sensor systems are used for process monitoring in biotechnology, the food, pharmaceutical and chemical industries as well as for diagnostic purposes in medicine. The previously used systems are based on the principle of phase measurement and are capable to capture lifetimes down to the low microsecond range.

This thesis focuses on the development and implementation of a front-end amplifier for direct measurement of luminescence lifetime, until to the region of ten nanoseconds. Therby a wider spectrum of dyes, that form the basis of the opto-chemical sensors, can be exploited.

Through the measurement of a fluorescent foil it was shown that the developed system is able to detect lifetimes under ten nanoseconds. The direct measurement of the lifetime has the advantage that the excitation intensity can be smaller than in the so far used phase measurement systems. This will reduce bleaching effects and increases the lifetime of the sensors.

Eidesstattliche Erklärung:

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

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

Graz, am 15.12.2011

Andreas Tjchepp
Unterschrift

STATUTORY DECLARATION

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

Graz, 15.12.2011
date

Andreas Tjchepp
signature

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei Herrn Ao.Univ.-Prof. Dr. Erich Leitgeb, der mir diese interessante Arbeit ermöglicht hat, für sein Vertrauen und die große Freiheit bei der Durchführung bedanken.

Ohne meinen ursprünglichen Betreuer, Herrn Dipl.Ing. Christian Konrad, wäre diese Arbeit wohl überhaupt nicht zustande gekommen, danke für die interessante Aufgabe. Leider ist er mir in der ersten Hälfte dieser Arbeit abhanden gekommen um in Ny-Ålesund Eisbären zu enteisen.

Weiters bedanke ich mich bei Herrn Ass.Prof. Dr. Gunter Winkler, der einen wesentlichen Teil der wissenschaftlichen Betreuung übernommen hat, zu klärenden Gesprächen zur Verfügung stand und mich in Zeiten großen Zweifels motivieren konnte.

Auf Seite der Forschungsgruppe Sensorsysteme von Joanneum Research ist Herrn Ing. Hannes Preßler, Herrn Ing. Michael Suppan, Herrn Dipl.Ing. Andreas Schuster (ehemals JR), Frau Dr. Merima Cajlakovic, Frau Aysegül Vann, Herrn Dipl.Ing. Martin Tscherner und Herrn Dipl.Ing. Alessandro Bizzarri (ehemals JR) für die große fachliche und menschliche Unterstützung zu danken.

Diese Arbeit wäre nur schwer ohne die Unterstützung meiner Familie und Freunde entstanden. Ihnen allen möchte ich meinen herzlichsten Dank aussprechen.

Besonders hervorzuheben ist meine Sumi, die während der vergangenen Jahre auf so manches verzichten musste. Vielen Dank für Deine Geduld und vor allem für den emotionalen Rückhalt.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	vii
Abbildungsverzeichnis	viii
Tabellenverzeichnis	x
1. Einleitung	1
1.1. Motivation	1
1.2. Aufgabenstellung und Ziele	2
2. Grundlagen und optische Komponenten	4
2.1. Grundlagen der Lebensdauermessung	4
2.2. Photodetektoren	6
2.2.1. Photodioden	7
2.2.2. Ansprechzeiten von Photodioden	9
2.2.3. Rauschen von Photodioden	10
2.2.4. Auswahl der Silizium PIN-Photodiode	11
2.3. Lichtquellen	14
2.3.1. Leuchtdiode NSPB500S	14
2.3.2. Modulierbarer Laser FSL500	14
2.4. Optische Filter	16
3. Auswahl der Verstärkerschaltung	17
3.1. Grundsätzliche Zusammenhänge und Probleme	17
3.2. VFA und CFA	20
3.3. Transimpedanz-Wandler	22
3.4. Rauschen des Transimpedanz-Wandlers	25
3.4.1. Eingangsrauschstrom des Verstärkers	26

Inhaltsverzeichnis

3.4.2.	Eingangsräuschspannung des Verstärkers	26
3.4.3.	Rauschen des Rückkoppelwiderstandes	27
3.4.4.	Rauschen der Photodiode	28
3.4.5.	Rauschen des Serienwiderstandes der Photodiode	29
3.4.6.	Gesamtrauschen am Ausgang	29
3.4.7.	Signal-Rausch-Verhältnis	30
3.4.8.	Rauschen und Störungen auf den Versorgungsleitungen	30
3.5.	Numerische Simulationen des TI-Wandlers	32
3.5.1.	Optimierung des Rückkoppel-Netzwerks	32
3.5.2.	Numerische Berechnungen	36
3.5.2.1.	Rauschbeiträge für unterschiedliche Grenzfrequenzen	37
3.5.2.2.	Rauschbeiträge für eine ausgewählte Grenzfrequenz	40
3.5.2.3.	SNR unterschiedlicher Photoströme	42
3.6.	Möglichkeiten zur Verbesserung des SNRs	44
3.6.1.	Verkleinerung der Sperrschichtkapazität	45
3.6.1.1.	Vorspannen der Photodiode	45
3.6.1.2.	Anpassung der Eingangsbeschaltung	47
3.6.2.	Erhöhung der Verstärkung	49
3.6.2.1.	Selektierbare Spannungsverstärkung	49
3.6.2.2.	Aufteilen der Gesamtverstärkung (Verstärkerkette)	50
4.	Spice-Simulationen	52
4.1.	Erste Verstärkerstufe - Transimpedanz-Wandler	52
4.1.1.	Auswirkung der Vorspannung	53
4.1.2.	Variation der Rückkoppelkapazität	54
4.1.3.	Ausgangssignal im Zeitbereich	57
4.1.4.	Spannungsteiler im Rückkoppelnetzwerk	57
4.2.	Weitere Verstärkerstufen - Verstärkerkette	59
4.2.1.	Frequenzgang der Verstärkerkette	60
4.2.2.	Ausgangssignal der Verstärkerkette im Zeitbereich	60
5.	Implementierung	63
5.1.	PCB-Design	63
5.1.1.	Entkopplung der Spannungsversorgung	65

Inhaltsverzeichnis

5.1.2. Signaleinkopplung	65
5.1.3. PCB-Layout	66
5.2. Messungen	67
5.2.1. Direkte Messung des Anregungslichts	68
5.2.1.1. Messaufbau und Geräteeinstellungen	69
5.2.1.2. Messwerte und Tabellen	71
5.2.1.3. Auswertung der Messergebnisse	73
5.2.2. Vermessung einer Fluorfolie	77
5.2.2.1. Messaufbau und Geräteeinstellungen	77
5.2.2.2. Messwerte und Tabellen	79
5.2.2.3. Auswertung der Messergebnisse	81
5.2.3. Geräteverzeichnis	83
6. Zusammenfassung und Ausblick	84
6.1. Zusammenfassung	84
6.2. Ausblick	85
Literaturverzeichnis	86
Abkürzungsverzeichnis	87
A. Schaltplan, PCB-Layout, Konstruktionen	A 1
B. Datenblätter	B 1
C. Matlab Programme	C 1
C.1. OptimalesFeedbackNWVarFg.m	C 2
C.2. OptimalesFeedbackNWVarGBP.m	C 5
C.3. RauschenVarFg.m	C 8
C.4. RauschenFgKonst.m	C 14
C.5. SNRiPVarFgVar.m	C 19
C.6. SNRiPVarFgKonst.m	C 25

Abbildungsverzeichnis

2.1. Charakteristischer Abfall der Lebensdauer nach pulsformiger Anregung [12]	5
2.2. Schematische Darstellung des Anregungs- und Lumineszenzsignals bei der Phasenmethode [5]	6
2.3. Ersatzschaltbild einer Photodiode	8
2.4. Spektralempfindlichkeit der Photodioden-Serie S597x von Hamamatsu [7]	13
2.5. Anstiegs- und Abfallzeiten der LED-Serie NSPB	15
2.6. Lasertreiber FSL500 von PicoQuant (Anhang B)	15
3.1. Operationsverstärkertypen	21
3.2. Abhängigkeit von Verstärkung und Bandbreite (Vergleich VFA und CFA) [9]	22
3.3. Grundschialtung eines Strom-Spannungs-Wandlers mit einem Operationsverstärker	23
3.4. Ersatzschaltbild eines Transimpedanz-Wandlers mit Photodiode	23
3.5. Ersatzschaltbild eines Transimpedanz-Wandlers mit Photodiode und Rauschquellen	25
3.6. Ideales Rückkoppelnetzwerk für variable Grenzfrequenzen ($GBP = 1,6GHz$)	35
3.7. Ideales Rückkoppelnetzwerk für variable GBPs ($f_{3dB} = 400MHz$)	35
3.8. Ausgangsrauschspannungsdichten bei variabler Grenzfrequenz für einen Photostrom von 1nA	38
3.9. Ausgangsrauschspannungsdichten bei variabler Grenzfrequenz für einen Photostrom von 10nA	39
3.10. Ausgangsrauschspannungsdichten bei variabler Grenzfrequenz für einen Photostrom von 100nA	39
3.11. Ausgangsrauschspannungsdichten mit $I_P = 1nA$ und $f_g = 106,8MHz$	41
3.12. Ausgangsrauschspannungsdichten mit $I_P = 1nA$ und $f_g = 106,8MHz$	41
3.13. SNR mit verschiedenen Photoströmen und einer variablen Grenzfrequenz	42
3.14. SNR für verschiedene Photoströme und einer fixen Grenzfrequenz	43
3.15. SNR bei verschiedenen Photoströmen mit eingeschränkter Bandbreite (100MHz)	45
3.16. Sperrschichtkapazität der Photodioden-Serie S597x von Hamamatsu [7]	46
3.17. Transimpedanz-Wandler mit gefilterter Vorspannung	47
3.18. Transimpedanz-Wandler mit differentiellen Eingängen (Ein-Verstärker-Variante) [5]	48
3.19. Transimpedanz-Wandler mit selektierbarer Spannungsverstärkung [11]	50
3.20. Aufteilen der Verstärkung auf mehrere Operationsverstärker	51
4.1. Schaltung der ersten Verstärkerstufe (TinaTi)	53
4.2. Bodediagramm des Transimpedanz-Wandlers ohne Vorspannung	54
4.3. Bodediagramm des Transimpedanz-Wandlers mit Vorspannung	55
4.4. Nähere Betrachtung des „Gain Peakings“	55
4.5. Variation der Rückkoppelkapazität C_F	56
4.6. Nähere Betrachtung des „Gain Peakings“ mit optimierter Rückkoppelkapazität (C_F)	57
4.7. Ausgangssignal des Transimpedanz-Wandlers im Zeitbereich	58
4.8. Schaltung der ersten Verstärkerstufe mit einem Spannungsteiler im Rückkoppelnetzwerk	58
4.9. Bodediagramm der ersten Verstärkerstufe mit einem Spannungsteiler im Rückkoppelnetzwerk	59
4.10. Ausgewählte Verstärkerkette	60
4.11. Bodediagramm der Verstärkerkette	61
4.12. Ausgangssignal der Verstärkerkette im Zeitbereich	61

Abbildungsverzeichnis

4.13. Ausgangssignal der Verstärkerkette im Zeitbereich mit einem Rechtecksignal am Eingang	62
5.1. Idealer Anschluss der Stützkondensatoren (www.lothar-miller.de)	65
5.2. Aufnahme- und Justiereinrichtung zur Einkopplung eines Lichtsignals	66
5.3. 3D-Layout des entwickelten Prototypen	67
5.4. Blockdiagramm der entgeltigen Verstärkerkonfiguration	67
5.5. Blockdiagramm des Messaufbaus zur Messung der Lichtleistung	69
5.6. Blockdiagramm des Messaufbaus für die direkte Messung des Anregungslichts	69
5.7. Periode und Abfallzeit des gemessenen Signals am Verstärkerausgang ($f_{Rep} = 3MHz$)	72
5.8. Verrauschtes und gemitteltes Signal am Verstärkerausgang ($f_{Rep} = 3MHz$)	72
5.9. Rauschsignal mit entferntem Gleichspannungsanteil für eine Pulswiederholfrequenz von 3MHz	74
5.10. PDF für das Rauschsignal aus Abbildung 5.9	75
5.11. Gemitteltes und gefittetes Signal für eine Pulswiederholfrequenz von 3MHz	76
5.12. Blockdiagramm des Messaufbaus zur Vermessung der Fluorfolie	77
5.13. Signalperiode des gemessenen Signals ($f_{Rep} = 100kHz$)	80
5.14. Verrauschtes und gemitteltes Signal ($f_{Rep} = 1kHz$)	80
5.15. Rauschsignal mit entferntem Gleichspannungsanteil für eine Pulswiederholfrequenz von 100kHz	81
5.16. PDF des Rauschsignals in Abbildung 5.15	82
5.17. Bestimmung der Lumineszenz-Lebensdauer der Fluorfolie	83

Tabellenverzeichnis

2.1. Auswahl möglicher PIN-Photodioden	12
3.1. Auswahl möglicher Operationsverstärker	33
4.1. Parameter für das Rückkoppelnetzwerk	52
5.1. Messaufbau und Einstellungen	70
5.2. Messwerte	71
5.3. Messaufbau und Einstellungen	78
5.4. Messwerte	79
5.5. Geräteverzeichnis	83

1. Einleitung

Am Institut für Oberflächentechnologien und Photonik (Materials) des Unternehmens Joanneum Research, speziell der Forschungsgruppe Sensorsysteme, werden opto-chemische Sensoren entwickelt, die auf der Detektion der Änderung der Lebensdauer von lumineszenten Farbstoffen beruhen.

Die Aufnehmer dieser Sensoren bestehen aus einer sensitiven Membran die diesen lumineszierenden Farbstoff beinhalten. Der Sensor besteht aus der Membran (Aufnehmer) inklusive einer geeigneten Optik und einem geeigneten Photodetektor (Geber). Nimmt man die Auswerteeinheit (Wandler), die in den meisten Fällen ein Strom-Spannungs-Wandler bildet, dazu könnte man das komplette System als Messumformer bezeichnen.

Die Änderung der Lebensdauer wird durch Variation der Sensorumgebung (Sauerstoffgehalt eines Gases, pH-Wert einer Lösung, etc.) erreicht. Bei opto-chemischen Sauerstoffsensoren wird das beispielsweise durch das Prinzip der Löschung („quenching“) der Photolumineszenz eines Luminophors (Farbstoff) durch Sauerstoff bewerkstelligt.

Es gibt einen breiten Anwendungsbereich für diese Sensorsysteme, beispielsweise im medizinischen Bereich zur permanenten Bestimmung von Sauerstoff und Kohlendioxid, oder im industriellen Bereich zur Bestimmung der Sauerstoffdurchlässigkeit von Kunststoffschichten und Getränkebehältern. Durch die laufenden Miniaturisierung der Elemente auf chemischer sowie auf elektrischer Seite, vermehren sich die Anwendungsgebiete dieser Sensorsysteme ständig. Auf elektrischer Seite sind daher kompakte Messsysteme, die Lebensdauern bis in den Pikosekunden-Bereich detektieren und verarbeiten können, von Interesse.

1.1. Motivation

Lumineszente Farbstoffe lassen sich in zwei Kategorien unterteilen, phosphoreszente und fluoreszente. Bei der Phosphoreszenz können Lebensdauern im Sekunden- bis in den Mikrosekunden-Bereich beobachtet werden. Fluoreszenz bedingt Lebensdauern im Nanosekunden- bis hinunter in den Pikosekunden-Bereich. Grundsätzlich kann die Lumineszenz-Lebensdauer auf

1. Einleitung

zwei verschiedene Arten bestimmt werden, die direkte und die indirekte (Phase) Messung (Abschnitt 2.1). Die bis dato am Institut entwickelten Sensor-Systeme konzentrieren sich hauptsächlich auf die Bestimmung der Lebensdauer durch die sogenannte Phasenmethode (Abschnitt 2.1). Dabei sind momentan Lebensdauern bis in den oberen Nanosekunden-Bereich detektierbar.

Der Vorteil der direkten Messung der Lebensdauer ist, dass die Anregungsintensität geringer ausfallen kann. Die Verringerung dieser Intensität bedingt eine längere Lebensdauer der verwendeten Farbstoffe, da sie weniger ausbleichen (Photobleaching). Das Ziel dieser Diplomarbeit ist es ein kompaktes System, zur Detektion der direkten Lebensdauer im unteren Nanosekundenbereich zu entwickeln.

1.2. Aufgabenstellung und Ziele

Das System zur direkten Bestimmung von Fluoreszenz-Lebensdauern soll folgende Anforderungen erfüllen:

- Lebensdauern bis in den unteren Nanosekunden-Bereich ($\leq 10ns$)
- Möglichst geringe Lichtleistung (nW) des Anregungssignals (Photobleaching)
- Ausgangsspannung des Verstärkers im mV-Bereich

Derart kurze Lebensdauern, in Verbindung mit einer möglichst geringen Lichtleistung, setzen ein System voraus, dass eine hohe Verstärkung und eine hohe Bandbreite aufweist. Diese beiden Eigenschaften verhalten sich in der Elektronik aber leider konträr. Es muss also ein Kompromiss zwischen kleinst möglicher Anregung und kürzester Lebensdauer gefunden werden. Die Ausgangsspannung der Wandler-Elektronik soll Spannungen im mV-Bereich aufweisen, da eine Weiterverarbeitung des Signals zu berücksichtigen ist. Einem nachfolgenden AD-Wandler sollen angemessene Spannungspegel zur Verfügung gestellt werden. Im ersten Schritt muss ein geeigneter Photodetektor (Geber), der das Lichtsignal eines Farbstoffes in den elektrischen Raum konvertieren kann, ausgewählt werden.

Der Detektor generiert einen dem Lichtsignal proportionalen Strom. Dieser Strom wird durch eine geeignete Elektronik in eine Spannung gewandelt und in einen messbaren Bereich verstärkt. Eine entsprechende Schaltung muss ausgewählt und auf die oben angeführten Spezifikationen optimiert werden.

Diese Schaltung wird einer Rauschanalyse unterzogen, um eine Idee vom zu erwartenden

1. Einleitung

Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) zu bekommen. Spice-Simulationen sollen Aufschluss über die korrekte Funktion der Schaltung liefern. Danach wird ein Prototyp gebaut um entsprechende Messungen zur Bestimmung des SNRs und schlussendlich auch der Lebensdauer zu erhalten. Bevor dies geschieht muss noch ein geeigneter Messaufbau überlegt, sowie eine passende Lichtquelle ausgewählt werden.

Um den entwickelten Prototypen vermessen zu können, muss ein geeigneter Messaufbau überlegt und installiert werden. Folgende Aspekte spielen dafür eine Rolle:

- Lichtquelle (LED, Laser)
- Geeignetes Eingangssignal (Farbstoff, Folie, direkte Anregung)
- Optik (Linsen, Filter, etc.)
- Geeignete Signaleinkopplung in den Photodetektor
- Benötigte Messgeräte (Oszilloskop, Funktionsgenerator, etc.)

2. Grundlagen und optische Komponenten

In diesem Kapitel sollen zunächst die Grundlagen der Lebensdauerermessung vorgestellt werden. Danach folgt eine Diskussion über die verwendeten optischen Komponenten. Dazu gehört zunächst die Auswahl eines Photodetektors. Dieser muss mit einem geeigneten Signal beleuchtet werden, daher sind in einem weiteren Abschnitt zwei mögliche Lichtquellen abgeführt. Um in weiterer Folge sinnvolle Lebensdauer-Messungen durchführen zu können, muss das Anregungssignal der Lichtquelle vom Lumineszenz-Signal des Farbstoffes getrennt werden. Daher wird optischen Filtern ein eigener Abschnitt gewidmet.

2.1. Grundlagen der Lebensdauerermessung

Im vorangegangenen Kapitel (1.1) wurde bereits auf die verwendeten Sensoren und deren Einsatzgebiete hingewiesen. Hier wird etwas detaillierter auf die verwendeten Begriffe und die theoretischen Hintergründe der Lebensdauerermessung eingegangen.

Wie bereits bemerkt wurde basieren alle verwendeten, optischen Sensoren auf dem Prinzip der Photolumineszenz von Luminophoren. Ein Luminophor ist ein Farbstoff, der nachdem er mit kurzwelligem Licht bestrahlt wurde, nachleuchtet (luminesziert). Unter Photolumineszenz ist die optische Strahlung des Farbstoffes zu verstehen, die beim Übergang von einem angeregten Zustand in den Grundzustand entsteht, wenn der Farbstoff zuvor mit Photonen angeregt wurde. Je nach Zeitdauer zwischen Anregung und Emission des Lichtes unterscheidet man zwei Arten von Lumineszenz, Phosphoreszenz und Fluoreszenz.

Springt das angeregte Farbstoff-Molekül direkt in den Grundzustand zurück, spricht man von Fluoreszenz. Wenn es vor der Rückkehr in den Grundzustand eine Verschiebung in einen sogenannten Tripletzustand (Multiplizität) erfährt, spricht man von Phosphoreszenz. Generell kann man die Lebensdauern fluoreszenter Farbstoffe im Bereich Pikosekunden bis Nanosekunden, die phosphoreszenter Farbstoffe in den Bereich Mikrosekunden bis Sekunden einordnen. Diese Farbstoffe bilden die Grundlage der verwendeten opto-chemischen Sensoren [5].

Wird dieser Farbstoff mit einem kurzen Lichtpuls angeregt, reagiert er mit einem exponen-

2. Grundlagen und optische Komponenten

tiellen Abfall des emittierten Lichts. Die Dauer der Emission, oder genauer gesagt die Zeit in der die Intensität auf $\frac{1}{e}$ (etwa 36,8%) ihres ursprünglichen Wertes abgefallen ist, wird als Lumineszenz-Lebensdauer (τ) bezeichnet (Abbildung 2.1). Mit Hilfe dieses Parameters können direkt Rückschlüsse auf die vorhandenen Umgebungsbedingungen (Sauerstoffgehalt, Kohlendioxidgehalt, pH-Wert, etc.), denen der Sensor ausgesetzt ist, getroffen werden. Dies ist durch die Änderung der Lebensdauer durch unterschiedliche Umgebungsbedingungen begründet [12].

Es gibt grundsätzlich zwei Methoden die Lebensdauer (τ) zu bestimmen. Die direkte (Zeit-

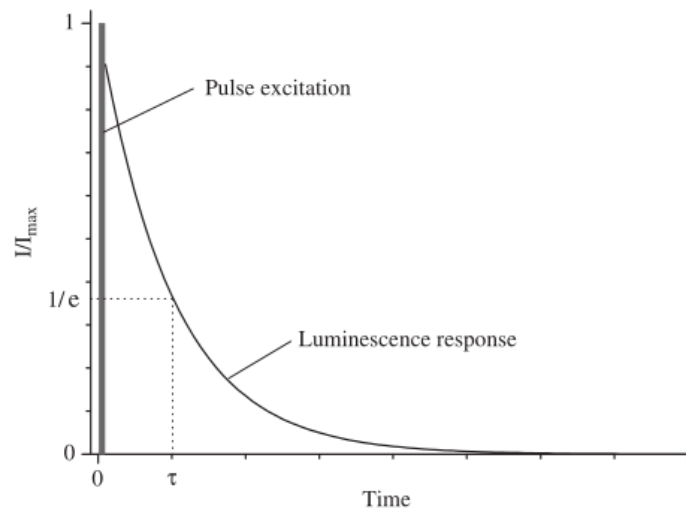


Abbildung 2.1.: Charakteristischer Abfall der Lebensdauer nach pulsförmiger Anregung [12]

bereich) und die indirekte Methode (Phasenverschiebung) zur Messung der Lebensdauer. Im direkten Fall wird der exponentielle Abfall einfach im Zeitbereich gemessen und daraus die Lebensdauer τ bestimmt. Bei der Phasenmethode (Abbildung 2.2) wird der Sensor mit einem sinusförmig, modulierten Signal angeregt. Das Lumineszenzsignal weist im Vergleich zum Anregungssignal eine Phasenverschiebung auf, welche detektiert wird. Diese Phasenverschiebung hat einen direkten Zusammenhang mit der Lebensdauer (τ) [5].

$$\tan(\varphi) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau \quad (2.1)$$

- φ ... Phasenverschiebung zwischen Lumineszenz- und Anregungssignal
- f ... Frequenz der Signale
- τ ... Lumineszenz-Lebensdauer des Farbstoffes

2. Grundlagen und optische Komponenten

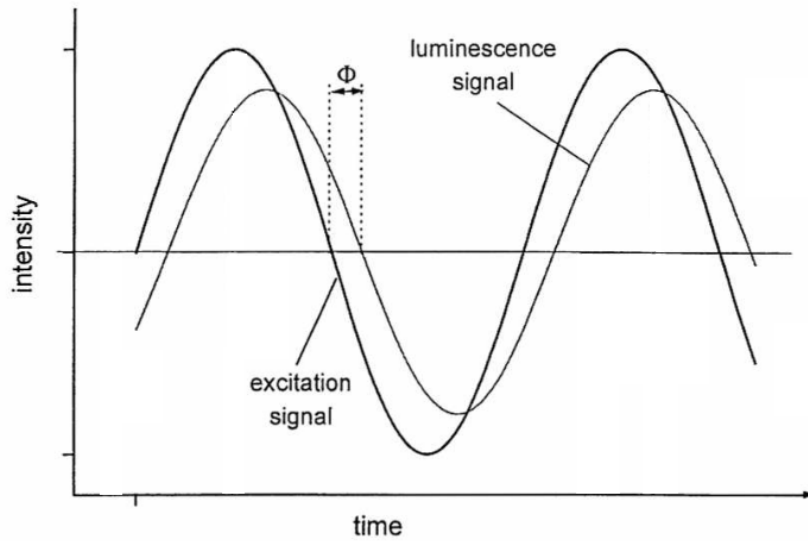


Abbildung 2.2.: Schematische Darstellung des Anregungs- und Lumineszenzsignals bei der Phasenmethode [5]

Bei der Phasenmessung ist es daher wichtig, dass die verwendete Detektionselektronik keine, bzw. eine definierte und stabile Phasenverschiebung aufweist. Dieser Umstand kann bei der direkten Messung der Lebensdauer vorteilhafterweise vernachlässigt werden.

2.2. Photodetektoren

Es existieren verschiedene, optische Detektoren die als Schnittstelle zwischen optischer und elektrischer Domäne dienen. Grundsätzlich kann man zwischen thermischen (Thermoelement, Bolometer, etc.) und Quanten-Photodetektoren unterscheiden. Bei Quanten-Photodetektoren bestimmt die Anzahl der absorbierten Photonen (Lichtquanten) das Ausgangssignal. Diese Lichtquanten werden nur dann absorbiert, wenn ihre Quantenenergie größer als die Bandgapenergie des Halbleiters ist ($h \cdot \nu \geq E_g$). Da es einen Zusammenhang zwischen der Bandgapenergie und der Grenzwellenlänge verschiedener Halbleitermaterialien gibt ($\lambda_g = \frac{h \cdot c}{E_g}$), folgt daraus eine limitierte Wellenlängensensitivität für unterschiedliche Materialien.

Die wichtigsten Vertreter der Gruppe der Quanten-Photodetektoren sind Photomultiplier Tubes (PMTs), Photowiderstände sowie verschiedene Arten von Sperrschicht Photodetektoren. In der Gruppe der Sperrschicht-Photodetektoren sind die Photothyristoren, die Phototransistoren sowie die Halbleiter-Photodioden zu erwähnen. Zu den Halbleiter-Photodioden zählen

2. Grundlagen und optische Komponenten

wiederum PN-Dioden, PIN-Dioden und Avalanche-Dioden bzw. Multi Pixel Photon Counters (MPPCs) [5][6].

Um die Anforderungen der vorliegenden Anwendung zu gewährleisten, müssen folgende Kriterien bei der Auswahl des Detektors beachtet werden:

- Sensitivität im verwendeten Wellenlängenbereich
- Ansprechzeit
- Kapazität des Detektors
- Rauschen des Detektors
- Temperaturverhalten
- Homogenität der aktiven Fläche
- Kosteneffizienz

Da es bei der Realisierung dieser Arbeit um die Miniaturisierung und vor allem auch die Wirtschaftlichkeit der Hardware geht, wird die Verwendung von PMTs und Avalanche-Dioden (bzw. MPPCs) ausgeschlossen. Daher sind Photodioden, im Speziellen PIN-Photodioden, die beste Wahl für die vorliegende Anwendung.

2.2.1. Photodioden

Für die vorliegende Anwendung zeigen Silizium (Si)-Photodioden eine sehr gute Lichtempfindlichkeit im benötigten Wellenlängenbereich (sichtbarer bis naher UV-Bereich). Wie in Kapitel 3 genauer erklärt wird, sind Detektoren mit einer möglichst kleinen Photodiodenkapazität anzustreben. Die beste Wahl sind daher Silizium PIN-Photodioden. Diese beinhalten eine zusätzliche, undotierte Schicht (Intrinsische-Schicht oder auch Eigenleitungsschicht) zwischen der der p- und n-leitenden Schicht. Diese Schicht vergrößert einerseits den spektral empfindlichen Bereich, und reduziert andererseits die wirksame Sperrschichtkapazität, was für die gegenwärtige Anwendung sehr viel wichtiger ist. Typischerweise erzeugt die Photodiode einen Strom I_L , welcher von der Anzahl der absorbierten Photonen abhängt [5].

$$I_L = \frac{\eta \cdot I_0 \cdot A \cdot q \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (2.2)$$

2. Grundlagen und optische Komponenten

- η ... Quanteneffizienz
- I_o ... Bestrahlungsstärke des Lichts
- A ... Fläche
- λ ... Wellenlänge
- q ... Spezifische Ladung eines Elektrons ($1,6 \cdot 10^{-19} [C]$)
- h ... Plancksches Wirkungsquantum ($6,626 \cdot 10^{-34} [Js]$)
- c ... Lichtgeschwindigkeit ($2,998 \cdot 10^8 [\frac{m}{s}]$ im Vakuum)

Abbildung 2.3 zeigt das Ersatzschaltbild einer Photodiode [8].

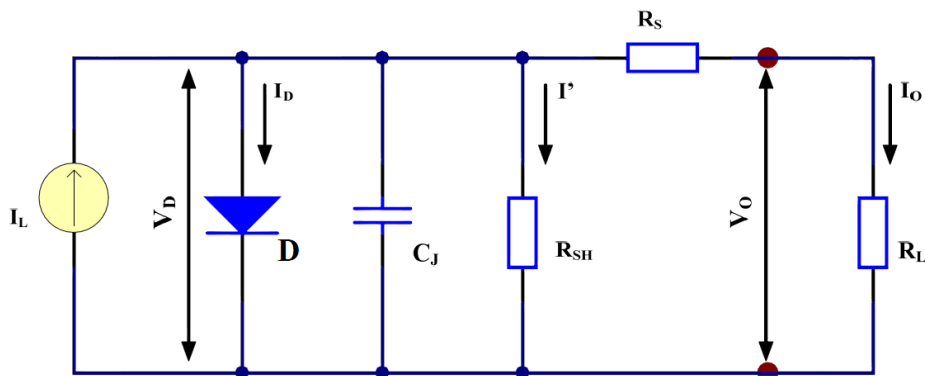


Abbildung 2.3.: Ersatzschaltbild einer Photodiode

- I_L ... Strom der vom einfallenden Licht generiert wird (proportional zur Lichtmenge)
- I_D ... Diodenstrom
- C_J ... Sperrschichtkapazität
- R_{SH} ... Shunt-Widerstand ($\hat{=}$ Sperrschichtwiderstand R_J)
- R_S ... Serienwiderstand
- R_L ... Lastwiderstand
- I' ... Strom durch den Shunt-Widerstand
- V_D ... Spannungsabfall an der Diode
- I_O ... Ausgangsstrom
- V_O ... Ausgangsspannung

Der Shunt-Widerstand R_{SH} (bzw. R_J) repräsentiert den Dunkelwiderstand der Diode. Er kann für die meisten Anwendungen vernachlässigt werden, da er sehr hochohmig ist und der Strom I' dadurch einen sehr kleinen Fehler produziert. Der Widerstand R_S modelliert den Serienwiderstand des Halbleitermaterials sowie der Zuleitungen und ist sehr niederohmig. Auch

2. Grundlagen und optische Komponenten

dieser kann für die meisten Anwendungen ignoriert werden [10]. Da für die vorliegende Anwendung mit Signal-Frequenzen jenseits von 100 MHz zu rechnen ist, werden Simulationen zeigen, ob R_S auch für das vorliegende Problem unwichtig ist. Die verbleibende Kapazität C_J hängt von der verwendeten Technologie und der Diodenfläche ab. Diese Kapazität stellt die größte Herausforderung für die meisten Photodioden-Anwendungen was Stabilität, Bandbreite und Rauschen betrifft, dar. Unter Verwendung des obigen Ersatzschaltbildes kann der Ausgangsstrom folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$I_O = I_L - I_D = I_L - I_S \cdot e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \quad (2.3)$$

I_S	...	Sättigungssperrstrom
q	...	Spezifische Ladung eines Elektrons
k	...	Boltzmann-Konstante ($1,381 \cdot 10^{-23} [\frac{J}{K}]$)
T	...	Absolute Temperatur der Photodiode in Kelvin

Um den Photostrom zu bestimmen kann man zwischen zwei Betriebsarten für die elektrische Konfiguration unterscheiden. Im „Photovoltaic Mode“ hat die externe Spannung eine logarithmische Beziehung zum einfallenden Licht, da die Sensitivität der Diode mit ihrer Spannung variiert. Im „Photoconductive Mode“, welcher für diese Anwendung brauchbarer erscheint, ist der Strom direkt proportional zum einfallenden Licht. Außerdem weist diese Betriebsart ein schnelleres Ansprechverhalten, eine bessere Stabilität und einen größeren Dynamikbereich auf. Der Nachteil dieser Betriebsart spiegelt sich in einem größeren Dunkelstrom wider [5].

2.2.2. Ansprechzeiten von Photodioden

Da für die vorliegende Anwendung Abklingzeiten von Farbstoffen bis in den unteren Nanosekundenbereich angestrebt werden, sind Photodioden mit einer möglichst schnellen Ansprechzeit auszuwählen. Die drei wichtigsten Eigenschaften, die die Ansprechzeit einer Photodiode einschränken, können folgendermaßen eingeteilt werden [5]:

- Driftzeit der Ladungsträger durch die Verarmungszone
- Diffusionszeit der Ladungsträger, die außerhalb der Verarmungszone generiert werden
- RC-Zeitkonstante von Diode, Beschaltung und nachfolgendem Verstärker

Im speziellen PIN-Dioden werden so konstruiert, dass weniger Ladungsträger außerhalb der Verarmungszone generiert werden. Die Ladungsträgerlaufzeit ist kurz und die Diodenkapazität

2. Grundlagen und optische Komponenten

ist klein. Der große Vorteil von Silizium PIN-Photodioden ist ihr sehr gutes Frequenz- und Schaltverhalten.

2.2.3. Rauschen von Photodioden

Das Rauschen einer Photodiode setzt sich aus dem thermischen Rauschen des Sperrschichtwiderstandes und des Serienwiderstandes, sowie dem Schrotrauschen, welches typisch für Halbleiterübergänge ist, zusammen [5] [6]. Der Serienwiderstand ist im Normalfall kleiner als der Sperrschichtwiderstand und kann daher vernachlässigt werden. Das verbleibende thermische Rauschen (Johnson Rauschen) ist demnach gegeben mit:

$$I_{rPD_{RJ}} = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B}{R_J}} \quad (2.4)$$

- k ... Boltzmann-Konstante ($1,381 \cdot 10^{-23} \left[\frac{J}{K}\right]$)
- T ... Absolute Temperatur der Photodiode in Kelvin
- B ... Rauschbandbreite in Hz
- R_J ... Sperrschichtwiderstand

Es gibt zwei Ströme die Schrotrauschen in einer Photodiode erzeugen. I_L durch den photoelektrischen Prozess und der Dunkelstrom I_D , der durch die thermische Erzeugung von Elektronen-Lochpaaren in der Verarmungszone entsteht.

$$I_{rS_L} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_L \cdot B} \quad (2.5)$$

$$I_{rS_D} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_D \cdot B} \quad (2.6)$$

- I_{rS_L} ... Rauschstrom (Effektivwert (RMS)) der durch den Photostrom erzeugt wird
- I_{rS_D} ... Rauschstrom (RMS) der durch den Dunkelstrom erzeugt wird
- q ... Spezifische Ladung eines Elektrons

Bei der Addition der Rauschströme von statistisch unabhängigen Rauschquellen, müssen die Rauschleistungen addiert werden. Bei gegebenen Rauschströmen erhält man das Ergebnis als Wurzel der Summe der Quadrate.

$$I_r = \sqrt{I_{rPD_{RJ}}^2 + I_{rS_L}^2 + I_{rS_D}^2} \quad (2.7)$$

2. Grundlagen und optische Komponenten

Die meisten Hersteller geben die Größe des Sperrschichtwiderstandes nicht in ihren Datenblättern an. Daher muss die thermische Rauschkomponente mithilfe der Äquivalenten Rauschleistung (Noise Equivalent Power (NEP) $\left[\frac{W}{\sqrt{Hz}}\right]$) berechnet werden. Als Beispiel für die folgende Berechnung soll die Silizium PIN-Diode S5973 von Hamamatsu verwendet werden ($S@_{\lambda_{Peak}=760nm} = 0,5$; $NEP@_{\lambda_{Peak}=760nm, V_R=10V} = 1,1 \cdot 10^{-15} \left[\frac{W}{\sqrt{Hz}}\right]$).

$$I_{rd} = NEP \cdot S = 0,55 \left[\frac{fA}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} I_{rd} & \dots \text{ Rauschstromdichte } \left[\frac{A}{\sqrt{Hz}} \right] \\ S & \dots \text{ Lichtempfindlichkeit } \left[\frac{A}{W} \right] \end{aligned}$$

Wenn man einen Photostrom I_L von 1nA annimmt, kann man den Schrotrauteil der Photodiode berechnen. Ist der betrachtete Frequenzbereich noch nicht bestimmt, eliminiert man die Bandbreite durch Division und erhält spektrale Dichten.

$$I_{rd} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_L} = 17,9 \left[\frac{fA}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (2.9)$$

Man erkennt, dass der Schrotrauschanteil größer als der Anteil durch das thermische Rauschen ist. Daher kann angenommen werden, dass bei Verwendung der Diode S5973 von Hamamatsu thermisches Rauschen nicht die dominante Rauschkomponente ist. Die verbleibende Rauschkomponente aufgrund des Schrotrauschens ist vor allem abhängig von der angelegten Vorspannung und der Temperatur der Photodiode [5].

2.2.4. Auswahl der Silizium PIN-Photodiode

Für die vorliegende Anwendung ist eine Detektion von Lebensdauern fluoreszenter Farbstoffe bis in den unteren Nanosekundenbereich von Interesse. Bei der Auswahl der Photodioden wird daher, in erster Linie, auf eine möglichst hohe Grenzfrequenz geachtet. Für die Abschätzung der Anstiegszeit eines rechteckförmigen Signals kann folgender Zusammenhang genutzt werden.

$$t_{r(10\%-90\%)} = \frac{0.35}{BW} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} t_{r(10\%-90\%)} & \dots \text{ Anstiegszeit} \\ BW & \dots \text{ Bandbreite (Bandwidth)} \end{aligned}$$

2. Grundlagen und optische Komponenten

Wenn man von einer Anstiegs- bzw. Abfallzeit von 1ns ausgeht, ergibt sich umgekehrt folgende Bandbreite.

$$BW = \frac{0.35}{t_{r(10\%-90\%)}} = \frac{0.35}{10^{-9}} = 350MHz \quad (2.11)$$

Die gesuchte Photodiode sollte also eine möglichst hohe Grenzfrequenz haben. Tabelle 2.1 zeigt eine Auswahl möglicher PIN-Photodioden, die aufgrund der obigen Betrachtungen in Frage kommen.

Wie man in dieser Tabelle erkennt, steigt die Grenzfrequenz der Photodioden mit sinkender aktiver Fläche. Der Grund hierfür liegt in der gleichzeitig kleiner werdenden Sperrschichtkapazität. Wie in Kapitel 3 gezeigt wird, ist diese kleinere Kapazität, bei der Verwendung des Detektors in einer Strom-Spannungswandler-Schaltung, von Vorteil. Eine zu geringe aktive Fläche, würde eine Einkopplung sehr schwierig machen. Aus diesem Grund wird die Photodioden-Serie S5973 von Hamamatsu bevorzugt. Der aktive Durchmesser von 0,4mm ist gut geeignet um das benötigte Lichtsignal mit einem 400µm dicken Lichtwellenleiter (LWL) einzukoppeln. Es sei bemerkt, dass es sich bei den obigen Angaben um Durchmesser handelt, die aktive Fläche also entsprechend kleiner ist.

<i>Typ</i>	<i>Akt.∅</i>	λ_P	λ_{min}	λ_{max}	S_P	$I_{D,max}$	C_T	f_C	NEP
	[mm]	[nm]	[nm]	[nm]	$[\frac{A}{W}]$	[nA]	[pF]	[MHz]	$[\frac{W}{\sqrt{Hz}}]$
S5971	1,2	900	320	1060	0,64	1 ^{*3}	3	100	$7,4 \cdot 10^{-15}$
S3883	1,5	840	320	1000	0,6	1 ^{*4}	6	300 ^{*4}	$6,7 \cdot 10^{-15*4}$
S5972	0,8	800	320	1000	0,57	0,5 ^{*3}	3 ^{*3}	500 ^{*3}	$3,1 \cdot 10^{-15}$
S5973	0,4	760	320	1000	0,52	0,1 ^{*2}	1,6 ^{*2}	1000 ^{*2}	$1,1 \cdot 10^{-15*2}$
S5973-01	0,4	760	320	1000	0,52	0,1 ^{*2}	1,6 ^{*2}	1000 ^{*2}	$1,1 \cdot 10^{-15*2}$
S5973-02	0,4	760	320	1000	0,45	0,1 ^{*2}	1,6 ^{*2}	1000 ^{*2}	$1,9 \cdot 10^{-15*2}$
S9055	0,2	700	320	1000	0,25	0,1 ^{*1}	1,2 ^{*1}	1500 ^{*1}	k.A.
S9055-01	0,1	700	320	1000	0,25	0,1 ^{*1}	0,75 ^{*1}	2000 ^{*1}	k.A.

^{*1} $V_R = 2V$ ^{*2} $V_R = 3,3V$ ^{*3} $V_R = 10V$ ^{*4} $V_R = 20V$

Tabelle 2.1.: Auswahl möglicher PIN-Photodioden

λ_P ... Spitzenwellenlänge (Peak Wavelength)

λ_{min} ... Minimale Wellenlänge

λ_{max} ... Maximale Wellenlänge

2. Grundlagen und optische Komponenten

- S_P ... Spitzenempfindlichkeit (Peak Sensitivity)
- $I_{D,max}$... Maximaler Dunkelstrom
- C_T ... Anschlusskapazität (Terminal Capacitance (C_T))
- f_C ... Grenzfrequenz (Cut-off Frequency)
- NEP ... Äquivalente Rauschleistung (Noise Equivalent Power)
- V_R ... Sperrspannung (Reverse Voltage)

Eine Grenzfrequenz von 1GHz ist, wie oben gezeigt, ausreichend. Sollte der Verstärkerteil auch diese hohe Grenzfrequenz aufweisen, ist es denkbar auch Lebensdauern unter 1ns zu messen. Speziell die Dioden S5973 und S5973-02 sind hier von besonderem Interesse. Wie in Abbildung 2.4 deutlich zu erkennen ist, liegt der wesentliche Unterschied der beiden Photodioden in ihrer spektralen Empfindlichkeit. Da die verwendeten Farbstoffe für optische Sensoren

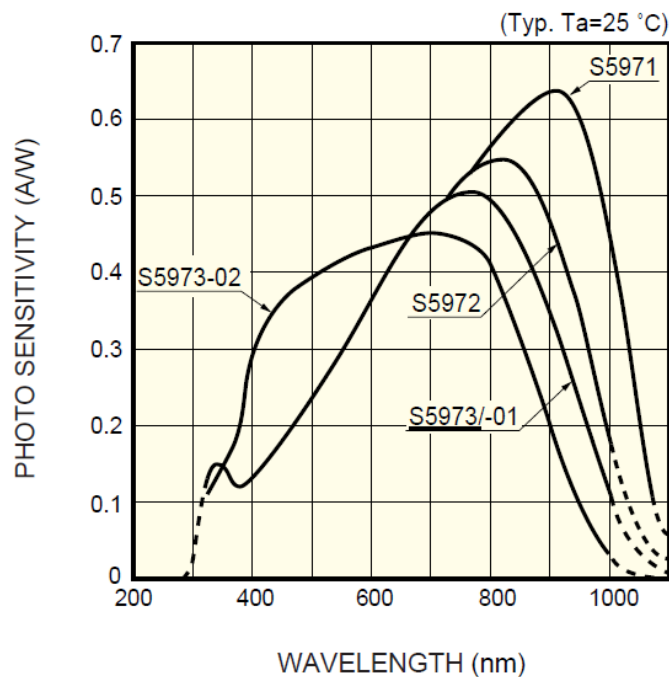


Abbildung 2.4.: Spektralempfindlichkeit der Photodioden-Serie S597x von Hamamatsu [7]

den gesamten sichtbaren und nahen UV Bereich abdecken, wäre die Diode S5973-02 zu bevorzugen. Da bei der Auswahl eines geeigneten Detektors aber auch die Wirtschaftlichkeit eine Rolle spielt wird die Si-PIN-Photodiode S5973 von Hamamatsu, für den Aufbau des ersten Prototypen verwendet.

2.3. Lichtquellen

Um den Prototypen des Verstärker-Front-Ends auf seine Funktion testen zu können ist die Auswahl einer geeigneten Lichtquelle nötig. Am Institut stehen dazu zwei mögliche Quellen zur Verfügung, eine Leuchtdiode (LED) oder ein Laser. Die Verwendung einer LED wäre zu bevorzugen, da sie einfach in ein Komplettsystem integriert werden kann. Der Laser ist ein Laborgerät, der nur zur Vermessung des Prototypen herangezogen werden kann.

Um die Funktion des Verstärkers mit direktem Anregungslicht testen zu können ist es wichtig, dass das Signal der verwendeten Lichtquelle sehr schnelle Abfallzeiten (unter 10ns) aufweist, die Quelle also schneller als das Lumineszenzsignal abklingt.

2.3.1. Leuchtdiode NSPB500S

Der gewählte Photodetektor (S5973) hat seine maximale Empfindlichkeit bei 760nm. Die zu vermessende Fluorfolie (Abschnitt 5.2.2) emittiert ihr Lichtsignal bei ungefähr 600nm. Daher wird eine LED gewählt, die eine Wellenlänge unter der der Folie hat, um das Anregungslicht der Quelle von dem Signal der Folie zu trennen.

Die Leuchtdiode NSPB-500S hat sich bereits für die Phasenmessung bewährt. Sie emittiert blaues Licht bei ungefähr 460nm. Mit geeigneten optischen Filtern, lässt sich dieses Anregungslicht gut vom Lumineszenzsignal eines Farbstoffes trennen. Leider haben LEDs generell einen großen Nachteil, der sie für die momentane Anwendung unbrauchbar macht. Sie haben zu langsame Anstiegs- und Abfallzeiten.

Abbildung 2.5 zeigt die maximale Anstiegs- und Abfallzeit der NSPB Serie. Der Ausschnitt stammt aus dem Datenblatt der Bauteilserie. Die Abbildung zeigt eine Anstiegszeit von 31,69ns und eine minimale Abfallzeit von 39,36ns. Da mit Hilfe des zu entwickelnden Prototypen aber Lebensdauern im Bereich von 10ns detektiert werden sollen, ist diese Leuchtdiode zu langsam. Daher wird für die Vermessung des Prototypen auf die Verwendung eines Lasers zurückgegriffen.

2.3.2. Modulierbarer Laser FSL500

Für die Vermessung des Prototypen wird der modulierbare Laser FSL 500 von PicoQuant verwendet. Genauer gesagt ist der FSL 500 nur der Laser-Treiber. Es können unterschiedliche Halbleiterlaser (Laserkopf) an diesen Treiber angeschlossen werden. Hier kommt der Laserkopf LDH- S-C-485 (Halbleiterlaser mit Kollimator) zur Anwendung. Er emittiert blaues Licht bei

2. Grundlagen und optische Komponenten

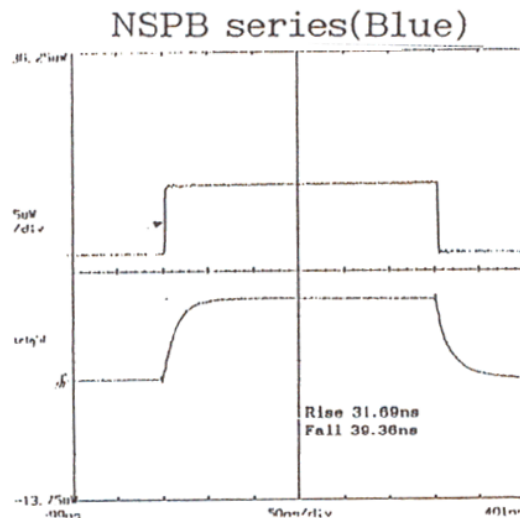


Abbildung 2.5.: Anstiegs- und Abfallzeiten der LED-Serie NSPB

485nm.

Die Anstiegs- und Abfallzeiten des Lasers befinden sich unter 1ns, er ist also schnell genug. Der große Vorteil den dieser Lasertreiber bietet, ist eine adjustierbare Pulsweite zwischen 3 und 100ns. Über einen Triggereingang können sogar Signale in einem Frequenzbereich zwischen 10Hz und 12MHz extern eingespeist werden. Dies ist günstig, da so mehrere Pulswiederholraten getestet werden können.

Abbildung 2.6 zeigt den verwendeten Lasertreiber. Er hat nur zwei einstellbare Ausgangsleistungen, High (100%) und Low (35%). Werden geringere Lichtleistungen benötigt, müssen optische Filter zwischen dem Lasersignal und dem Detektor (bzw. Farbstoff) angebracht werden.



Abbildung 2.6.: Lasertreiber FSL500 von PicoQuant (Anhang B)

2.4. Optische Filter

Um das Anregungssignal der Lichtquelle vom Lumineszenzsignal zu trennen bzw. zu entfernen, werden optische Filter zwischen dem Farbstoff und der Photodiode installiert. Für die Testung des Prototypen kommen zwei verschiedene Filter zur Anwendung. Filterfolien (LEE) und ein Glasfilter (KV550). Genauer gesagt handelt es sich beim KV550 um eine Kunststoffschicht die zwischen polierten, optischen Gläsern eingebettet ist. Sie eignen sich, aufgrund ihrer geringen Eigenfluoreszenz, besonders gut als Fluoreszenzsperrfilter.

Der Filter dämpft Wellenlängen unter 550nm vollkommen. In dieser Arbeit wird er verwendet, um bei der Messung an einer Fluorfolie (Abschnitt 5.2.2) das Anregungslicht (Laser 485nm) vom Lumineszenz-Signal der Folie (600nm) zu trennen. Es existiert eine große Auswahl verschiedener Filterfolien (LEE-Filter), für praktisch jeden Wellenlängenbereich. Hier wird die Folie mit der Nummer 299 (4fache Dämpfung) verwendet, dabei handelt es sich um einen Graufilter. Beim Test des Systems mit direktem Anregungslicht (Abschnitt 5.2.1) soll dieser Filter verwendet werden um das Lasersignal zu dämpfen.

Wie in Abschnitt 2.3.2 bereits beschrieben wurde, können am Lasertreiber nur zwei Ausgangsleistungen eingestellt werden. Für die direkte Messung ist die geringe Leistungseinstellung (Low 35%) aber immer noch zu stark. Daher kommt der Graufilter zur Anwendung, er soll das Signal über die komplette spektrale Bandbreite möglichst gleichmäßig dämpfen. Es können auch mehrere dieser Filter verwendet werden.

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

In diesem Kapitel wird über mögliche Verstärkerkonfigurationen und deren Optimierung diskutiert. Nachdem eine geeignete Schaltung ausgewählt ist, folgen einige numerische Simulation mit Hilfe des Softwarepakets Matlab. Dabei stehen die Optimierung der Schaltung sowie eine Rauschanalyse im Vordergrund.

3.1. Grundsätzliche Zusammenhänge und Probleme

Ein essentieller Teil eines Systems mit optischen Sensoren ist die Wandlung des optischen Signals (Lumineszenz des Sensors), in den elektrischen Bereich. Es existieren verschiedene Photodetektoren die diese Wandlung vornehmen. Wie in Kapitel 2 gezeigt wurde, sind Photodioden für die vorliegende Anwendung die erste Wahl, was die technischen Spezifikationen und den Preis und betrifft. Wenn man diese Photodioden im sogenannten „Photoconductive Mode“ verwendet, liefern sie einen Strom, der sich annähernd linear zum einfallenden Licht verhält. Dieser Strom muss in weiterer Folge in eine Spannung gewandelt werden, die von einem Analog-Digital-Umsetzer verarbeitet werden kann.

In Kapitel 2.1 wurde bereits auf die Besonderheiten der hier verwendeten optischen Sensoren Bezug genommen. Aufgrund des Ausbleichens der verwendeten Farbstoffe durch größere Lichtleistungen (Photobleaching) ist darauf zu achten, dass der Sensor mit möglichst wenig Anregungslicht bestrahlt wird. Die Photodiode detektiert dadurch ein kleines Lumineszenzsignal (Nanowatt) und generiert einen sehr kleinen Photostrom (Nanoampere). Dieser Strom muss nun einerseits in eine Spannung gewandelt, und andererseits mit einer geeigneten einem möglichst hohen Faktor verstärkt werden.

Die gewandelte Spannung am Ausgang des gewählten Verstärkers soll sich im Millivoltbereich befinden, um dem nachfolgenden A/D-Umsetzer ein ausreichend großes Signal zu liefern. Eine wichtige Eigenschaft für eine nachfolgende Schaltung ist dabei ein möglichst hohes Signal-Rausch-Verhältnis (SNR). Um das Anregungslicht zu minimieren und das SNR zu maximieren, werden in weiterer Folge mögliche Schaltungsmodifikationen diskutiert.

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Im Gegensatz zur Phasenmessung (Kapitel 2.1) gibt es bei der direkten Lebensdauerermessung eine weitere, wichtige Eigenschaft die es zu beachten gilt, die Bandbreite der Schaltung. Bei der Phasenmessung ist nur der Phasenunterschied zwischen einem Referenzsignal und einem Lumineszenzsignal von Interesse. Im einfachsten Fall können dies zwei sinusförmige Signale sein. Die besondere Herausforderung ist dabei die Phasenstabilität. Die Bandbreite muss dafür nicht besonders groß sein. Bei der Verwendung von Synchroner Demodulation (Lock-in Prinzip) genügt sogar eine einzige Frequenz [5].

Bei der direkten Messung wird die Lebensdauer τ hingegen aus dem (mehrfach) exponentiellen Abfall eines Lumineszenzsignals bestimmt. Als Anregungssignal verwendet man einen Puls mit geeigneter Pulswiederholrate, oder ein Rechtecksignal mit passender Periodendauer. Einige der benutzten Farbstoffe reagieren darauf mit Lumineszenz-Lebensdauern im unteren Nanosekundenbereich. Die nachfolgende Schaltung muss in der Lage sein diese schnellen Abfallzeiten zu verarbeiten.

Wie bereits in Abschnitt 2.2.4 gezeigt wurde, gilt auch hier der Zusammenhang $t_{r(10\%-90\%)} = \frac{0,35}{BW}$ und $\tau = 2,2 \cdot t_{r(10\%-90\%)}$. Die Berechnungen 3.1 und 3.2 zeigen diesen Zusammenhang für eine Lumineszenz-Lebensdauer von einer Nanosekunde.

$$t_{r(10\%-90\%)} = \frac{\tau}{2,2} = \frac{10^{-9}}{2,2} = 0,45ns \quad (3.1)$$

$$BW = \frac{0,35}{t_{r(10\%-90\%)}} = \frac{0,35}{0,45 \cdot 10^{-9}} = 770MHz \quad (3.2)$$

$t_{r(10\%-90\%)}$... Anstiegszeit
 BW ... Bandbreite (Bandwidth)

Die Bandbreite der nachfolgenden Schaltung muss also mindestens 750MHz aufweisen, um eine Lebensdauer von einer Nanosekunde, ohne jegliche Art von Verzerrung, darstellen zu können. Aus den Grundlagen der Elektronik ist bekannt, dass Bandbreite und Verstärkung in den meisten Schaltungen entgegengesetzt wirken. In Strom-Spannungs-Wandler Schaltungen mit Operationsverstärkern wird oft ein spannungsrückgekoppelter Verstärker (Voltage Feedback Amplifier, VFA) verwendet, welcher eine Abhängigkeit zwischen Verstärkung und Bandbreite, das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (Gain Bandwidth Product, GBP) aufweist. Steigt die Verstärkung sinkt die Bandbreite, und umgekehrt. Wird eine Schaltung gesucht bei der die Verstärkung, bei gleich bleibender Bandbreite, erhöht werden kann, muss

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

ein anderer Verstärkertyp ausgewählt werden. Einen möglichen Ausweg bietet ein stromrückgekoppelter Verstärker (Current Feedback Amplifier, CFA). Dieser wird im Normalfall aber nicht in Schaltungen als Strom-Spannungs-Wandler verwendet. Ob die Anwendung eines derartigen Verstärkertyps in dieser Anwendung möglich ist, wird in weiterer Folge (Kapitel 4) untersucht.

An dieser Stelle soll bemerkt werden, dass ein sorgfältiges Design dieser Photodioden-Verstärkerschaltung den Schlüssel zum Erfolg liefert. Jede Rauschkomponente die durch die gewählte Schaltung entsteht wird im gleichen Maß wie das Signal verstärkt, und erschwert eine Optimierung des SNRs. Vor der Herstellung eines Prototypen werden also verschiedene Verstärkerkombinationen theoretisch untersucht, und in Spice- und Matlab-Simulationen verifiziert, um einen möglichst rauscharmen, breitbandigen Photodioden-Verstärker zu erhalten.

Die wichtigsten Eigenschaften, die beim Design einer möglichen Photodioden-Verstärkerschaltung berücksichtigt werden müssen, können folgendermaßen eingeteilt werden:

- Möglichst hohe Verstärkung, bei möglichst hoher Bandbreite
- SNR der Photodioden-Verstärkerschaltung
- „Gain Peaking“ der (ersten) Verstärkerstufe
- Einfluss des Rauschens der Versorgung
- Einfluss von Störkopplungen (galvanisch, kapazitiv, induktiv, etc.)

Als Strom-Spannungs-Wandler soll hier eine Operationsverstärker-Schaltung zur Anwendung kommen. Bevor weiter ins Detail gegangen wird, folgt an dieser Stelle noch eine Zusammenfassung der hauptsächlichen Probleme, bei der Verwendung einer derartigen Schaltung.

Zuallererst muss überlegt werden, welche Rauschquellen sich im angedachten Schaltkreis befinden. Diese verschiedenen Rauschquellen kann man einteilen als:

- Thermisches Rauschen (speziell R_F und R_S)
- Spannungsrauschen des Verstärkereingangs
- Stromrauschen des Verstärkereingangs
- Rauschen der Photodiode

Das Verstärkerrauschen ist von der Wahl des Operationsverstärkers abhängig. Das thermische Rauschen des Widerstands ist von physikalischer Natur und kann nur durch die Höhe des Widerstands, die verwendete Bandbreite oder durch Kühlung des Bauteils beeinflusst werden.

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Weitere negative Effekte sind Störungen und Rauschen auf den Versorgungsleitungen, die in den Signalpfad eingekoppelt werden. Einen Ausweg bietet hier ein möglichst großer Betriebsspannungsdurchgriff (Power Supply Rejection Ratio (PSRR)) des gewählten Operationsverstärkers, in Verbindung mit einer effektiven Filterung der Versorgungsleitungen auf der Platine [5].

Zusätzlich wirken Störkopplungen auf den Signalpfad der Verstärkerschaltung. Um dem entgegen zu wirken, ist unbedingt auf ein sorgfältiges PCB-Design und an eine eventuelle Schirmung empfindlicher Schaltungsteile zu achten. Die unterschiedlichen Rauschquellen sind weitgehend unkorreliert mit dem Lumineszenzsignal. Daher bringt eine weitere Signalverarbeitung, zum Beispiel eine Signal-Mittelung, eine starke Verbesserung des SNRs.

3.2. VFA und CFA

In der Literatur werden die Begriffe für Strom-Spannungs-Wandler, Transimpedanzverstärker und stromrückgekoppelter Verstärker (Current Feedback Amplifier, CFA) (CFA) oft stark vermischt. Daher soll hier zuallererst eine klare Unterscheidung dieser Begriffe gemacht werden. In dieser Arbeit werden die Ausdrücke aus dem Buch „Halbleiter-Schaltungstechnik“ von Ulrich Tietze und Christoph Schenk verwendet. Abbildung 3.1 zeigt die vier möglichen Operationsverstärkertypen [14], wobei hier die beiden Verstärker mit einem Spannungsausgang von Interesse sind.

Mit den Begriffen Voltage Feedback Amplifier (VFA) und Current Feedback Amplifier (CFA) werden die Verstärkertypen verstanden. Im Buch Halbleiter-Schaltungstechnik werden die Begriffe VV Normaler OPV (VFA) und CV Transimpedanz-Verstärker (CFA) dafür verwendet (Abbildung 3.1).

Der Strom-Spannungs-Wandler hingegen (mit Operationsverstärker oder Transistoren, plus äußerer Beschaltung) wird als die Schaltung verstanden, die einen eingespeisten Strom in eine Spannung konvertiert. Es kann hierfür auch die Bezeichnung Transimpedanz-Wandler verwendet werden. Der CFA oder Transimpedanz-Verstärker hat zwar auch einen Stromeingang und einen Spannungsausgang, aber mit der Schaltung des Strom-Spannungs-Wandlers grundsätzlich nichts zu tun.

In der Beschaltung als Strom-Spannungs-Wandler mit OPV, in weiterer Folge Transimpedanz-Wandler, wird meistens der hier genannte „Normale OPV“ (VV) mit einem Spannungseingang und einem Spannungsausgang verwendet. Es wäre aber durchaus denkbar, einen

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

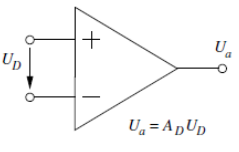
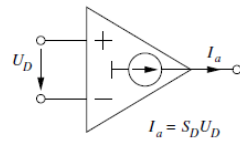
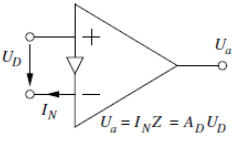
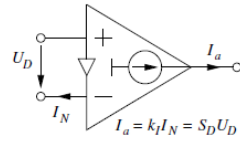
	Spannungs-Ausgang	Strom-Ausgang
Spannungs-Eingang	VV Normaler OPV  $U_a = A_D U_D$	VC Transkonduktanz-Verstärker  $I_a = S_D U_D$
Strom-Eingang	CV Transimpedanz-Verstärker  $U_a = I_N Z = A_D U_D$	CC Strom-Verstärker  $I_a = k_I I_N = S_D U_D$

Abbildung 3.1.: Operationsverstärkertypen

Strom-Spannungs-Wandler mit einem Transimpedanz-Verstärker (CFA) zu realisieren - einen Transimpedanz-Wandler mit Transimpedanz-Verstärker sozusagen.

Der Transimpedanz-Verstärker (CFA) hat ein paar interessante Eigenschaften, die ihn vom „Normalen OPV“ (VFA) unterscheiden. Der große Vorteil den der CFA bietet, ist eine Verstärkung weitgehend unabhängig von der Bandbreite (Abbildung 3.2). Er hat also kein Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP) und, im Gegensatz zum normalen OPV (VFA), einen Stromeingang - er erfüllt also implizit die Funktion eines Strom-Spannungs-Wandlers.

Diese Eigenschaften sind für die vorliegende Anwendung von besonderem Interesse. Wie bereits in Kapitel 2.2.4 beschrieben wurde, generiert der gewählte Detektor einen Strom im unteren Nanoamperebereich. Das eingespeiste Luminenszenzsignal hat Abfallzeiten im unteren Nanosekundenbereich. Der gewählte Verstärker sollte also eine möglichst hohe Verstärkung und eine möglichst hohe Bandbreite aufweisen. Leider gibt es auch bei diesem Verstärkertypen Nachteile. Bei Transimpedanz-Verstärkern (CFA) ist die Wahl des Rückkoppelwiderstandes entscheidend für ihre Funktion. Die Verstärkung kann daher nicht beliebig variiert werden. Zum Zeitpunkt der Recherche gibt es noch keine Typen mit Feldeffekttransistor (FET)-Eingängen. Speziell FET-Eingänge des Operationsverstärker (OPV)s sind aber für diese Anwendung notwendig, da Verstärker mit bipolaren Eingängen ein zu großes Stromrauschen, vor allem am invertierenden Eingang, aufweisen. Bei der Messung von kleinen Strömen wird daher fast ausschließlich auf Verstärker mit FET-Eingängen zurückgegriffen. Wie in weiterer Folge gezeigt wird, können diese Verstärkertypen aber als zusätzliche Verstärkerstufen, in einer Verstärkerkette, verwendet werden.

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

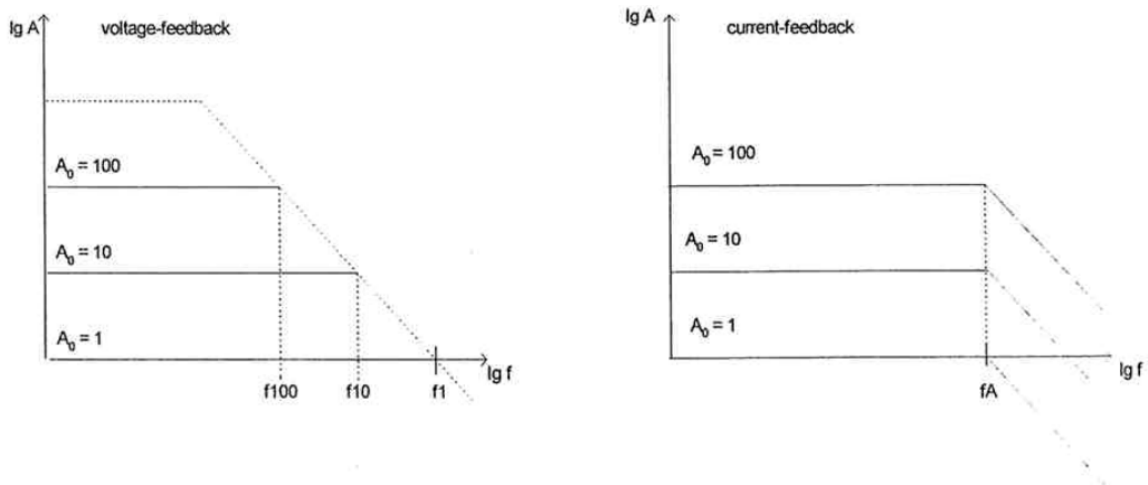


Abbildung 3.2.: Abhängigkeit von Verstärkung und Bandbreite (Vergleich VFA und CFA) [9]

3.3. Transimpedanz-Wandler

Um die Photodiode im „Photoconductive Mode“, welcher zu einem linearen Anstieg des Stroms in Abhängigkeit der einfallenden Lichtleistung führt, zu betreiben, sollte sowohl die Spannung über der Diode, als auch die Eingangsimpedanz des Verstärkers Null sein. Eine geringe Eingangsimpedanz wird durch die Verwendung der virtuellen Masse des Operationsverstärkers gewährleistet. Eine hohe Schleifenverstärkung (loop gain), abhängig vom gewählten Verstärker, reduziert die Spannungsschwankungen über der Diode. Diese Anforderungen werden von der Operationsverstärkerschaltung als Transimpedanz-Wandler erfüllt. Die Grundschaltung in Abbildung 3.3 findet eine breite Anwendung in optischen „Front-End“ Designs. Alle weiteren Schaltungsalternativen basieren auf dieser Schaltung. [5] Wenn man das Ersatzschaltbild der Diode verwendet und dazu einen sehr hohen Eingangswiderstand (üblicherweise $T\Omega$) des Operationsverstärkers annimmt, folgt daraus das komplette Ersatzschaltbild (Abbildung 3.5), bestehend aus Verstärker- und Detektorteil. Das Ersatzschaltbild der Diode wurde bereits in Kapitel 2.2 genauer untersucht.

Dieses Photodiodenmodell wird mit dem Modell eines Operationsverstärker (VFA oder CFA) zusammengeführt. Der Verstärker wird mit einem Rückkoppelnetzwerk, bestehend aus dem Widerstand R_F und der Kapazität C_F , versehen. Für die Anwendung als Transimpedanz-Wandler müssen die Eingangskapazitäten des Verstärkers mitbeachtet werden. Die differentielle Eingangskapazität (C_{InDiff}) und die Gleichtakt-Eingangskapazität (C_{InCM}) können üblicherweise aus dem Datenblatt des jeweiligen Verstärkers entnommen werden. Sie spielen für

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

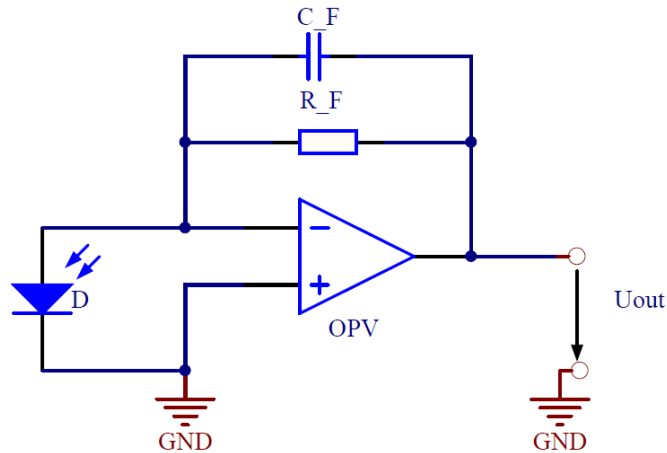


Abbildung 3.3.: Grundschriftung eines Strom-Spannungs-Wandlers mit einem Operationsverstärker

das Verhalten der Schaltung eine wesentliche Rolle und können, für den Fall das der Serienwiderstand (R_S) der Photodiode null ist, zur Diodenkapazität (C_J) hinzugezählt werden ($C_D = C_J + C_{InDiff} + C_{InCM}$).

Für die folgenden Rauschberechnungen werden die Eingangskapazitäten zusammengezählt, obwohl der Widerstand R_S eigentlich nicht null ist, da davon ausgegangen werden kann, dass das Spannungsrauschen des OPVs mit Abstand den größten Rauschbeitrag liefert. Es soll nur gezeigt werden, wie sich der Rauschbeitrag von R_S zu höheren Frequenzen hin ändert.

Diese Photodioden-Verstärker-Kombination wurde bereits von einigen Autoren ([5] [10])

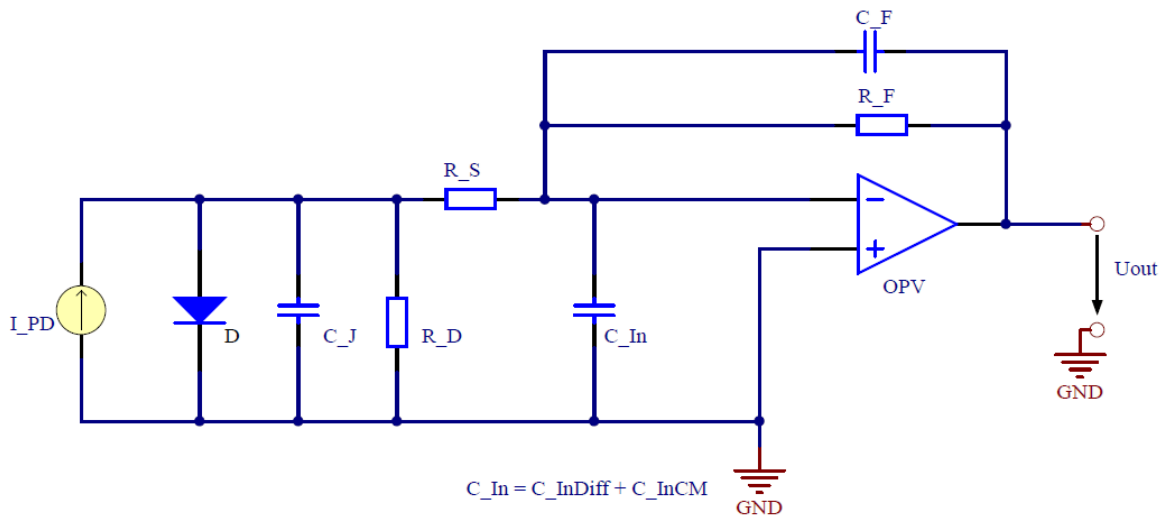


Abbildung 3.4.: Ersatzschaltbild eines Transimpedanz-Wandlers mit Photodiode

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

diskutiert. Wenn man die Verstärkung der offenen Schleife als Tiefpass erster Ordnung (Gleichung 3.3) annimmt, ergibt sich nach einer kurzen Rechnung die Übertragungsfunktion in Gleichung 3.4. Die Definition der Impedanzen Z_F und Z_D sind in den Gleichungen 3.5 und 3.6 zu finden.

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{-A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_T} \cdot A_0} \quad (3.3)$$

$$U_{out} = \frac{-I_{PD} \cdot \frac{Z_F \cdot Z_D}{Z_D + R_S}}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j\frac{\omega}{\omega_T}\right) \cdot \left(1 + \frac{Z_F}{Z_D + R_S}\right)} \quad (3.4)$$

I_{PD} ... Photostrom

R_S ... Serienwiderstand der Photodiode

A_0 ... Leerlaufverstärkung

ω_T ... Transitkreisfrequenz

$$Z_F = \frac{R_F}{1 + j\omega \cdot C_F \cdot R_F} \quad (3.5)$$

Z_F ... Impedanz des Rückkoppelnetzwerks

$$Z_D = \frac{R_D}{1 + j\omega \cdot C_D \cdot R_D} \quad (3.6)$$

Z_D ... Impedanz der Photodiode

Gleichung 3.4 beschreibt die Ausgangsspannung als Funktion des Photostroms. Lässt man die Leerlaufverstärkung bzw. die Transitkreisfrequenz in dieser Gleichung gegen unendlich gehen und setzt den Widerstand R_S null, erhält man die bekannte, idealisierte Gleichung des Transimpedanz-Wandlers (Gleichung 3.7).

$$U_{out} = -I_{PD} \cdot Z_F \quad (3.7)$$

Transimpedanz-Wandler mit Operationsverstärkern neigen generell dazu instabil zu werden (zu oszillieren). Die Rauschverstärkung (noise gain) bestimmt die Stabilität der Schaltung.

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Sie ist als die nicht invertierende Kreisverstärkung (closed loop gain) des OPVs definiert. Für höhere Frequenzen wird die Rauschverstärkung (NG) von den Kapazitäten der Photodiode und des Rückkoppelnetzwerkes bestimmt ($NG = 1 + \frac{C_D}{C_F}$).

Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, dass eine große Photodiodenkapazität einen Ausschlag der Rauschverstärkung (in der Gegend der Grenzfrequenz) verursacht. Daher ist eine sorgfältige Auswahl der Rückkoppelkapazität (C_F) unbedingt notwendig. Dieses Verhalten und die dazugehörige Anpassung wird in den Kapiteln 3.5.2 und 4 näher betrachtet.

3.4. Rauschen des Transimpedanz-Wandlers

Um eine aussagekräftige Rauschanalyse durchführen zu können, müssen die Rauschkomponenten jeder einzelnen Rauschquelle zuallererst bestimmt werden. Das Gesamttrauschen am Ausgang des Verstärkers kann durch Superposition berechnet werden. Es wird davon ausgegangen, dass es sich bei den unterschiedlichen Rauschkomponenten um statistisch unabhängige Rauschquellen handelt.

Jede der unterschiedlichen Rauschquellen kann als zusätzliche Strom- oder Spannungsquelle aufgefasst werden. Das Ersatzschaltbild des Transimpedanz-Wandlers (Abbildung 3.4) kann nun durch diese zusätzlichen Rauschquellen erweitert werden (Abbildung 3.5).

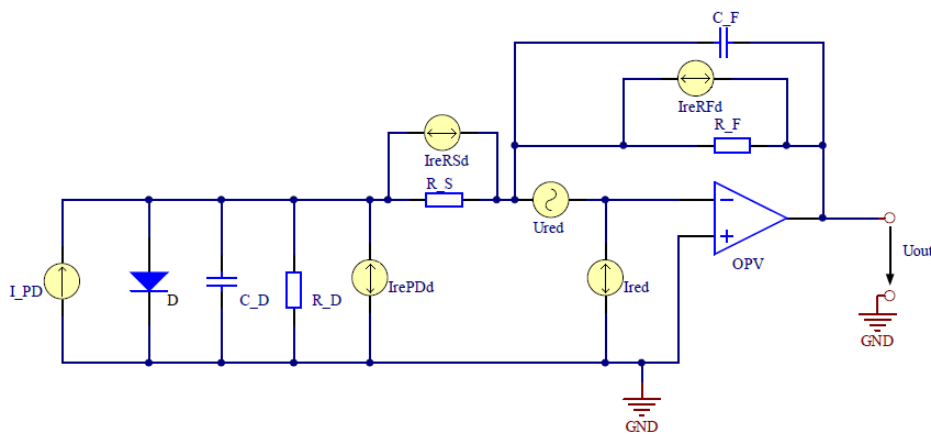


Abbildung 3.5.: Ersatzschaltbild eines Transimpedanz-Wandlers mit Photodiode und Rauschquellen

I_{rPDd} ... Rauschstromdichte der Photodiode

I_{rRSd} ... Rauschstromdichte des Serienwiderstandes der Photodiode

I_{red} ... Eingangsspannungsrauschdichte des Verstärkers

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

U_{red} ... Eingangsausgangsrauschspannungsdichte des Verstärkers

I_{rRfd} ... Rauschstromdichte des Rückkoppelwiderstandes

Wie sich bei der Literaturrecherche herausgestellt hat, kann der Serienwiderstand R_S nur bis zu einer Frequenz von ca. 100kHz vernachlässigt werden [10] [13]. Da hier aber Frequenzen in den MHz-Bereich zur Anwendung kommen, muss dieser Rauschbeitrag beachtet werden.

Die Hersteller von OPVs geben in ihren Datenblättern immer Rauschdichten an, da das Ausgangsrauschen immer abhängig von der Bandbreite der jeweiligen Schaltung ist. Daher werden auch für die folgenden Rauschberechnungen Rauschdichten verwendet werden.

3.4.1. Eingangsausgangsstrom des Verstärkers

Bei Rauschberechnungen werden aus den nicht betrachteten Stromquellen Leerläufe, und aus den Spannungsquellen Kurzschlüsse. Man berechnet den Einfluss jeder einzelnen Rauschquelle auf den Ausgang des Verstärkers separat und addiert die entstandenen Rauschleistungen zusammen (Superposition). Für das Stromrauschen des Verstärkers kann nun Gleichung 3.8 bestimmt werden.

$$U_{raId} = \frac{-I_{red} \cdot Z_F}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j\frac{\omega}{\omega_T}\right) \cdot \left(1 + \frac{Z_F}{Z_D + R_S}\right)} \quad (3.8)$$

U_{raId} ... Ausgangsausgangsrauschspannungsdichte aufgrund des Eingangsausgangsstroms des OPVs

Aufgrund der hohen Eingangsimpedanzen und der geringen Eingangsströme von Operationsverstärkern mit FET-Eingängen, die für diese Anwendung bevorzugt werden, ist diese Rauschkomponente nicht dominant.

3.4.2. Eingangsausgangsrauschspannung des Verstärkers

Grundsätzlich ist das Eingangsausgangsrauschen bei Operationsverstärkern mit FET-Eingängen größer als bei jenen mit bipolaren Eingängen. Die Summe der Ströme am invertierenden Eingang kann durch die Knotenregel bestimmt werden ($i_D - i_F = 0$). Setzt man statt der Ströme Spannungen und Leitwerte ein, ergibt sich Gleichung 3.9.

$$(Y_D + G_S) \cdot (U_{red} + U_{Diff}) = Y_F \cdot (U_{raId} - U_{red} - U_{Diff}) \quad (3.9)$$

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

- Y_D ... Leitwert des Sperrschichtwiderstandes und der -kapazität der Photodiode
 G_S ... Leitwert des Serienwiderstandes der Photodiode
 U_{Diff} ... Differenzspannung zwischen den OPV-Eingängen
 Y_F ... Gesamtleitwert des Rückkoppelnetzwerks
 U_{raUd} ... Ausgangsrauschspannungsdichte aufgrund der Eingangsruschspannung

Nimmt man das selbe Frequenzverhalten wie zuvor an, folgt daraus Gleichung 3.10.

$$\frac{U_{raUd}}{U_{Diff}} = \frac{-A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_T} \cdot A_0} \quad (3.10)$$

Nach Einsetzen in 3.9 und Umformung folgt die Gleichung für die Ausgangsrauschspannungsdichte aufgrund der Eingangsruschspannung des Operationsverstärkers (3.11).

$$U_{raUd} = U_{red} \cdot \frac{1 + \frac{Y_D + G_S}{Y_F}}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{\omega}{\omega_T}\right) \cdot \left(1 + \frac{Y_D + G_S}{Y_F}\right)} = U_{red} \cdot \frac{1 + \frac{Z_F}{Z_D + R_S}}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{\omega}{\omega_T}\right) \cdot \left(1 + \frac{Z_F}{Z_D + R_S}\right)} \quad (3.11)$$

- U_{raUd} ... Ausgangsrauschspannungsdichte aufgrund der Eingangsruschspannung
 des OPVs

3.4.3. Rauschen des Rückkoppelwiderstandes

Bei Widerständen kann thermisches Rauschen, hervorgerufen durch die zufällige, thermische Bewegung von Elektronen, beobachtet werden. Weitere Bezeichnungen sind Nyquist- oder Johnson-Rauschen. Nyquist hat das Widerstandsrauschen 1928, aus einem thermodynamischen Gesichtspunkt, hergeleitet (Gleichung 3.12) [5].

$$P = 4 \cdot k \cdot T \cdot B \quad (3.12)$$

- P ... Rauschleistung in Watt
 k ... Boltzmannkonstante in Joule/Kelvin
 T ... Absolute Temperatur in Kelvin
 B ... Bandbreite in Hertz

Auch beim Widerstandsrauschen handelt es sich um weißes Rauschen. Um dieses zu beschreiben, kann einen Spannungs- oder Stromquelle zum idealen (rauschfreien) Widerstand hinzugefügt werden. In diesem Fall wurde eine Stromquelle parallel zum Widerstand gewählt

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

(3.13).

$$I_r = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B}{R_F}} \quad (3.13)$$

I_r ... Rauschstrom des Widerstandes

Da für alle Berechnungen Rauschdichten angegeben werden, wird Gleichung 3.13 noch durch \sqrt{B} dividiert und hat somit die Einheit $\frac{A}{\sqrt{Hz}}$ (I_{rd}). Rosa Rauschen ($\frac{1}{f}$ Rauschen) wird für die folgenden Berechnungen vernachlässigt, da es nur bei niedrigen Frequenzen auftritt und mit 10dB/Dekade rasch abnimmt.

Der Anteil dieser Rauschquelle am Ausgangsrauschen kann durch Gleichung 3.14 beschrieben werden.

$$U_{raRFd} = U_{Diff} + I_{rd} \cdot Z_F = -U_{raRFd} \cdot \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{\omega}{\omega_T} \right) + \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R_F}} \cdot Z_F \quad (3.14)$$

Die Umformung der Gleichung auf die Ausgangsrauschspannungsdichte durch den Rückkoppelwiderstand ergibt Gleichung 3.15.

$$U_{raRFd} = \frac{\sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R_F}} \cdot Z_F}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{\omega}{\omega_T} \right)} \quad (3.15)$$

U_{raRFd} ... Ausgangsrauschspannungsdichte aufgrund des Rückkoppelwiderstandes

3.4.4. Rauschen der Photodiode

Das Rauschen der Photodiode setzt sich aus zwei unterschiedlichen Rauschkomponenten zusammen. Einerseits dem thermischen Rauschen des Sperrschichtwiderstandes ($I_{rRDd} = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R_D}}$) und andererseits dem Schrotrauschen des Stroms der durch die Photodiode fließt ($I_{rSd} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{PD}}$), wie in Abschnitt 2.2.3 bereits beschrieben wurde. Der Rauschstrom der Photodiode wird gleich wie der Photostrom selbst verstärkt (Gleichung 3.16) [5].

$$U_{raPDd} = \frac{I_{rPDd} \cdot \frac{Z_F \cdot Z_D}{Z_D + R_S}}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{\omega}{\omega_T} \right) \cdot \left(1 + \frac{Z_F}{Z_D + R_S} \right)} \quad (3.16)$$

U_{raPDd} ... Ausgangsrauschspannungsdichte durch die Photodiode

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Die beiden Rauschanteile können auch separiert werden (Gleichungen 3.17 und 3.18).

$$U_{raRDd} = \frac{\sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R_D}} \cdot \frac{Z_F \cdot Z_D}{Z_D + R_S}}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{\omega}{\omega_T} \right) \cdot \left(1 + \frac{Z_F}{Z_D + R_S} \right)} \quad (3.17)$$

U_{raRDd} ... Ausgangsrauschspannungsdichte durch den Sperrschichtwiderstand der Photodiode

$$U_{raSd} = \frac{\sqrt{2 \cdot q \cdot I_{PD}} \cdot \frac{Z_F \cdot Z_D}{Z_D + R_S}}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{\omega}{\omega_T} \right) \cdot \left(1 + \frac{Z_F}{Z_D + R_S} \right)} \quad (3.18)$$

U_{raSd} ... Ausgangsrauschspannungsdichte durch das Schrotrauschen der Photodiode

3.4.5. Rauschen des Serienwiderstandes der Photodiode

Das Rauschen des Serienwiderstandes (R_S) ist für die vorliegende Anwendung nicht zu vernachlässigen. Der Widerstand repräsentiert die Eigenschaften des Halbleitermaterials der Photodiode [10]. Er kann bis Frequenzen von ca. 100kHz ignoriert werden [5], [13] - in der vorliegenden Anwendung also nicht.

$$U_{raRSd} = \frac{\sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R_S}} \cdot Z_F}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{\omega}{\omega_T} \right) \cdot \left(1 + \frac{Z_D + R_S}{Z_D \cdot R_S} \cdot Z_F \right)} \quad (3.19)$$

3.4.6. Gesamtrauschen am Ausgang

Bei der Betrachtung von statistisch unabhängigen Rauschquellen werden die einzelnen Rauschleistungen addiert (3.20).

$$U_{rad}^2 = \sum_i U_{raid}^2 = U_{raId}^2 + U_{raUd}^2 + U_{raRFd}^2 + U_{raPDd}^2 + U_{raRSd}^2 \quad (3.20)$$

U_{rad}^2 ... Gesamtrauschleistungsdichte am Ausgang des OPVs

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Möchte man die effektive Rauschspannung am Ausgang berechnen muss man das Ergebnis aus 3.20 über die verwendete Bandbreite integrieren und daraus die Wurzel ziehen (3.21).

$$U_{ra} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \sum_i U_{raid}^2 \cdot df} \quad (3.21)$$

U_{ra} ... Gesamtrauschspannung am Ausgang des OPVs

f_1 ... Untere Frequenzgrenze

f_2 ... Obere Frequenzgrenze

Ist das Rauschen über die gesamte Bandbreite konstant, kann Gleichung 3.22 verwendet werden ($\Delta f = f_2 - f_1 = B$).

$$U_{ra} = \sqrt{\sum_i U_{raid}^2 \cdot \Delta f} = \sqrt{\sum_i U_{raid}^2 \cdot B} = \sqrt{\sum_i U_{raid}^2} \cdot \sqrt{B} \quad (3.22)$$

Bei konstanten Rauschspannungsdichten über den kompletten Frequenzbereich, kann die gesamte Ausgangsrauschspannungsdichte also berechnet und danach mit der Wurzel der Bandbreite multipliziert werden.

3.4.7. Signal-Rausch-Verhältnis

Das SNR sowie das SNR in dB können nun mit Hilfe der obigen Berechnungen der Ausgangsspannung bestimmt werden (Gleichungen 3.4 und 3.21).

$$SNR = \frac{U_a^2}{U_{ra}^2} \quad (3.23)$$

$$SNR_{dB} = 10 \log \frac{U_a^2}{U_{ra}^2} = 20 \log \frac{U_a}{U_{ra}} \quad (3.24)$$

U_a ... Signal-Ausgangsspannung des OPVs

3.4.8. Rauschen und Störungen auf den Versorgungsleitungen

Für das Design einer Verstärkerschaltung gilt es auch das Rauschen und Störungen auf den Versorgungsleitungen der OPVs zu beachten. Der Rauschbeitrag wird durch die Spannungsquelle selbst (z.B. Labornetzteil) eingekoppelt. Interferenzen mit anderen Stromkreisen auf der

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Platine erzeugen Störungen auf den Leitungen. Interferenzen können durch Schalter, schnelle digitale Signale etc. entstehen. Bei der Verwendung einer Verstärkerkette in Verbindung mit schnellen Signalen, können Störungen auch zwischen den Versorgungen der einzelnen Stufen auftreten.

Eine wichtiger Parameter von Operationsverstärkern ist daher der Betriebsspannungsdurchgriff (PSRR). Er ist das Verhältnis der Versorgungsspannungsänderung ($\Delta U_{Quelle+}$, $\Delta U_{Quelle-}$) zur daraus resultierenden Änderung der Differenzeingangsspannung (ΔU_{Diff}) (Gleichung 3.25). Man könnte es aber auch als die Spannungsänderung der Versorgungsspannung, die die gleiche Amplitudenänderung wie eine Änderung des Nutzsignals am Eingang einer aktiven Schaltung bewirkt, bezeichnen.

Aufgrund dieser Erkenntnis kann der entsprechende Rauschbeitrag leicht hergeleitet werden, indem man ihm das gleiche Übertragungsverhalten wie dem Eingangsspannungsrauschen des Verstärkers unterstellt (Gleichungen 3.26 und 3.27). Die Änderung der Versorgungsspannung kann als die Rauschdichte der Versorgung aufgefasst werden ($\Delta U_{Quelle} = U_{rePd}$) [5]. Es gilt auch zu beachten, dass der Betriebsspannungsdurchgriff (PSRR) frequenzabhängig ist. Er ist für kleine Frequenzen groß, nimmt für hohe Frequenzen aber rasch ab. Die gesamte Ausgangsrauschleistungsdichte muss um die beiden, zusätzlichen Komponenten erweitert werden (Gleichung 3.28).

$$PSRR_+ = \frac{\Delta U_{Quelle+}}{\Delta U_{Diff}} \quad PSRR_- = \frac{\Delta U_{Quelle-}}{\Delta U_{Diff}} \quad (3.25)$$

$$U_{raPSRR+} = \frac{U_{rePd+}}{PSRR_+(\omega)} \cdot \frac{1 + \frac{Z_F}{Z_D}}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j\frac{\omega}{\omega_T}\right) \cdot \left(1 + \frac{Z_F}{Z_D}\right)} \quad (3.26)$$

$$U_{raPSRR-} = \frac{U_{rePd-}}{PSRR_-(\omega)} \cdot \frac{1 + \frac{Z_F}{Z_D}}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + j\frac{\omega}{\omega_T}\right) \cdot \left(1 + \frac{Z_F}{Z_D}\right)} \quad (3.27)$$

$$U_{rad}^2 = U_{raId}^2 + U_{raUd}^2 + U_{raRFd}^2 + U_{raPDd}^2 + U_{raRSd}^2 + U_{raPSRR+d}^2 + U_{raPSRR-d}^2 \quad (3.28)$$

Der selbe Effekt spielt auch für das Übersprechen der Signale auf den Versorgungsleitungen eine Rolle. Für die vorliegende Anwendung wird darauf geachtet, dass jeder Verstärker mit

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Stützkondensatoren versehen wird. Zusätzlich soll die Versorgung der einzelnen Verstärkerstufen mit LC-Filtern voneinander entkoppelt werden.

3.5. Numerische Simulationen des TI-Wandlers

Wie in Abschnitt 3.3 bereits beschrieben wurde, ist eine sorgfältige Auswahl der Bauelemente, der äußeren Beschaltung des OPVs, entscheidend für die optimale Funktion des Transimpedanz-Wandlers. Aus diesem Grund wird ein Matlab-Programm zur Berechnung des optimalen Rückkoppelnetzwerks geschrieben. Um einen Anhaltspunkt für das Rauschen des gewählten Verstärkers zu bekommen, ist die Entwicklung eines weiteren Programms, in das die Berechnungen aus Abschnitt 3.4 einfließen, von Interesse. Die entstandenen Matlab Programme sind eine Weiterentwicklung der Algorithmen von Christian Kolle [5]. Die Quellcodes der Programme befinden sich in Anhang C.

3.5.1. Optimierung des Rückkoppel-Netzwerks

Die Grundsaltung eines Transimpedanz-Wandlers wurde in der Theorie schon ausgiebig beschrieben und berechnet [5] [6] [10]. Aus diesen theoretischen Betrachtungen geht hervor, dass der Schlüssel für eine optimal funktionierende Schaltung in der Auswahl der Beschaltung des OPVs, genauer gesagt in der Dimensionierung des Rückkoppelnetzwerkes liegt.

Geht man davon aus, dass die Ausgangsspannung des Transimpedanz-Wandlers nicht von der Betriebsspannung limitiert wird, folgt aus einer Erhöhung des Rückkoppelwiderstandes ein kleinerer Rauschbeitrag desselben im Vergleich zur Signalamplitude. Verwendet man einen vierfach größeren Widerstandswert, vervierfacht sich auch die Signalamplitude. Der Rauschbeitrag wird aber nur um den Faktor zwei verstärkt [5].

Der Wert des Rückkoppelwiderstandes sollte also so hoch wie möglich gewählt werden. Bei Verwendung von CFAs ist die Auswahl dieses Widerstandes beschränkt und muss aus dem Datenblatt entnommen werden. Es gibt bei diesem Verstärkertypen aber keinen Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite (Abschnitt 3.2). Wenn man auf VFAs zurückgreift, gibt es diese Abhängigkeit von Verstärkung und Bandbreite (GBP) schon - der Widerstand kann also nicht beliebig hoch gewählt werden, ohne damit die Bandbreite der Schaltung zu limitieren.

Wie in weiterer Folge gezeigt wird, bedingt eine Vergrößerung des Rückkoppelwiderstandes (R_F) eine Verkleinerung der Rückkoppelkapazität (C_F). Die untere Grenze der Kapazität ist

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

durch die nicht ideale Bauweise der Widerstände limitiert. Die minimale Streukapazität dieser Widerstände kann auf 0,2 - 0,3 pF abgeschätzt werden. Ein weiterer, wichtiger Effekt den es zu beachten gilt ist „Gain Peaking“ und die daraus resultierende Instabilität der Schaltung. Um diesen Effekt zu kompensieren ist die Auswahl von C_F entscheidend. Für die richtige Auswahl von Z_F ($R_F || X_F$) sind folgende Parameter entscheidend:

- Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP) des Verstärkers
- Leerlaufverstärkung (A_0) des Verstärkers
- Grenzfrequenz (f_g) der Schaltung
- Sperrschichtkapazität (C_J) und Sperrschichtwiderstand (R_J) der Photodiode
- Differentielle (C_{InDiff}) und Gleichtakt-Eingangskapazität (C_{InCM}) des Verstärkers

Bevor auf die einzelnen Parameter eingegangen wird, werden Verstärker für die weiteren Berechnungen vorgestellt. Tabelle 3.1 zeigt eine Auswahl von möglichen Verstärkern und ihre wichtigsten Parameter.

Bei allen drei Verstärkern handelt es sich um „Normale OPVs“ (VFA). OPA846 und OPA847

<i>Typ</i>	<i>GBW</i>	<i>U_{reUd}</i>	<i>U_{reId}</i>	<i>A₀</i>	<i>C_{InDiff}</i>	<i>C_{InCM}</i>	<i>PSRR₊</i>	<i>PSRR₋</i>
	[GHz]	$\left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right]$	$\left[\frac{fA}{\sqrt{Hz}}\right]$	[dB]	[pF]	[pF]	[dB]	[dB]
OPA657	1,6	4,8	1,3	70	0,7	4,5	80	68
OPA846	1,75	1,2	2800	90	2,0	1,8	105	95
OPA847	3,9	0,85	2500	98	2	1,7	100	100

Tabelle 3.1.: Auswahl möglicher Operationsverstärker

haben bipolare Eingänge, OPA657 hat FET-Eingänge. Für die Anwendung als Transimpedanz-Wandler wäre eigentlich der Verstärker OPA847 anzustreben. Er hat das mit Abstand größte Verstärkungs-Bandbreite-Produkt, das kleinste Spannungsrauschen (was ein großer Vorteil wäre 3.5.2.2), die kleinste Eingangskapazität (auch sehr vorteilhaft) und ein sehr großer Betriebsspannungsdurchgriff (PSRR).

Leider hat dieser Verstärker aber, wie auch der OPA846, einen entscheidenden Nachteil. Das Stromrauschen der beiden Verstärker ist um den Faktor 1000 größer als beim FET-Eingangs-Verstärker OPA657. Die Detektion sehr kleiner Ströme steht aber im Vordergrund dieser Anwendung und lässt diese Verstärker daher leider ausscheiden. Für die Simulationen in diesem

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Abschnitt zur Optimierung des Rückkoppel-Netzwerks werden sie aber trotzdem beachtet, um die Verbesserungsmöglichkeiten der Schaltung, durch andere Bauteilauswahl, aufzuzeigen. Der Sperrschichtwiderstand der Photodioden wird von den meisten Herstellern nicht im Datenblatt angegeben, kann in der Regel aber als sehr groß ($1G\Omega$) angenommen werden. Die Leerlaufverstärkung liegt, bei den in Frage kommenden Verstärkern, zwischen 70 und 100dB und wird für die erste Berechnung auf 70dB (OPA657) festgelegt. Es verbleiben also 3 Parameter die variiert werden können (GBP, f_g und C_J). Diese sollen wie folgt variiert werden:

- 3dB Grenzfrequenz: 100 bis 400MHz in 50MHz Schritten
- Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP): 1,6GHz , 1,75GHz und 3,9GHz
- Photodiodenkapazität: 1 bis 10pF

Anhand dieser Parameter soll nun der größtmögliche Rückkoppelwiderstand R_F , mit der dazugehörigen Parallelkapazität C_F bestimmt werden. Dieses Rückkoppelnetzwerk soll für die verwendete Bandbreite geeignet sein und „Gain Peaking“ im Frequenzbereich vermeiden. Es soll das Rückkoppelnetzwerk des Transimpedanz-Wandlers, in Abhängigkeit der Photodiodenkapazität, für verschiedene Grenzfrequenzen, berechnet werden (Abbildung 3.6). Zur Berechnungen kommt das Programm „OptimalesFeedbackNWVarFg.m“ zur Anwendung.

Wie erwartet steigt die Rückkoppelkapazität mit steigender Photodiodenkapazität aufgrund des „Gain Peakings“. Als Konsequenz muss der Rückkoppelwiderstand kleiner werden, um die gewünschte Bandbreite zu erreichen. Es ist auch deutlich zu erkennen, das die Widerstände mit steigender Grenzfrequenz, wegen des Verstärkungs-Bandbreite-Produkts (GBP), abnehmen.

Nimmt man nun beispielsweise eine Photodiodenkapazität von 6pF und eine Grenzfrequenz von 200MHz an, erhält man aus dem Graphen $R_F = 0,9k\Omega$ und $C_F = 1,1pF$. Reduziert man die Grenzfrequenz auf 100MHz, erhält man $R_F = 3,99k\Omega$ und $C_F = 0,55pF$. Man erkennt wiederum deutlich den Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite.

Es wurde bereits festgehalten, dass die minimale Streukapazität der Widerstände bei ungefähr 0,2pF liegt. Das bedeutet, dass diese Graphen nur bis zu dieser minimalen Kapazität gültig sind. Eine Möglichkeit, zur Verringerung dieses Effekts, ist die Verwendung mehrerer Widerstände in Serie. Die effektive Streukapazität kann so verringert werden [5].

Mit Hilfe Programms „OptimalesFeedbackNWVarGBP.m“ soll, mit einer Grenzfrequenz von 400MHz, die oben angekündigte Variation des Verstärkungs-Bandbreite-Produkts (GBP)

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

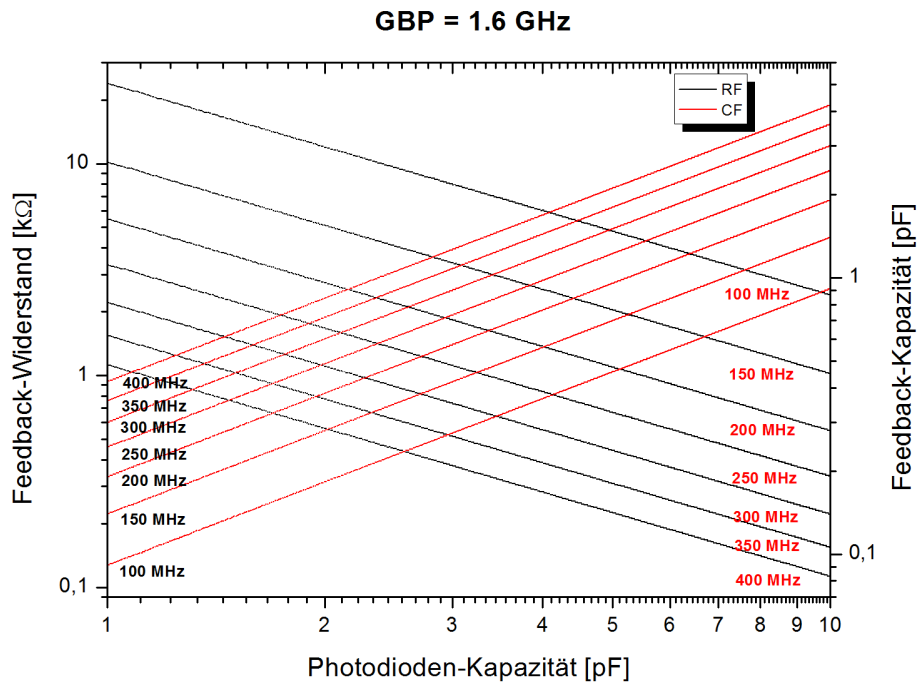


Abbildung 3.6.: Ideales Rückkoppelnetzwerk für variable Grenzfrequenzen ($GBP = 1,6\text{GHz}$)

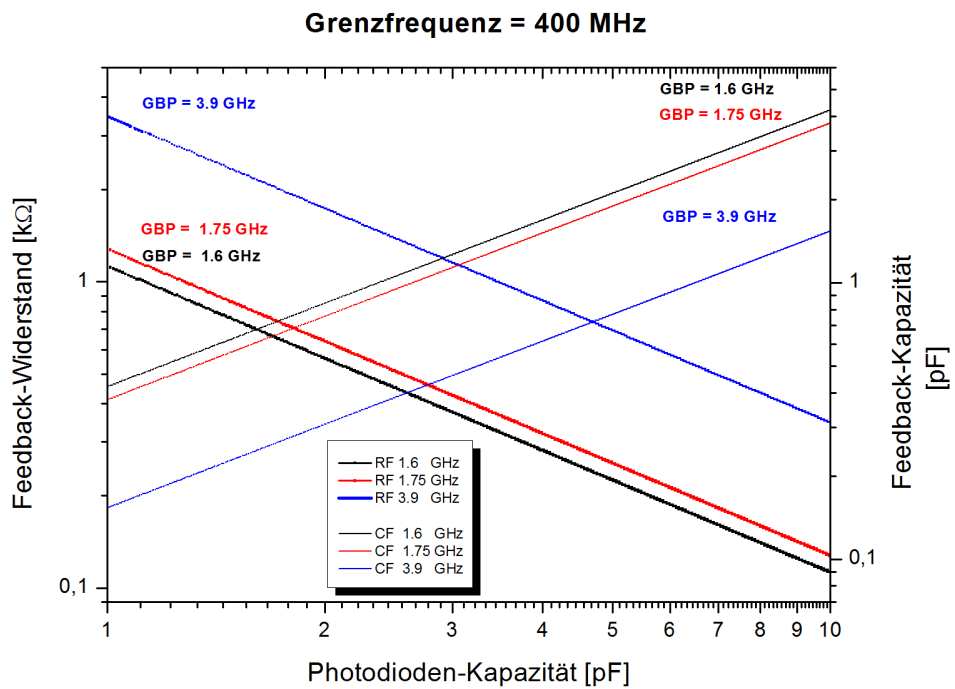


Abbildung 3.7.: Ideales Rückkoppelnetzwerk für variable GBPs ($f_{3dB} = 400\text{MHz}$)

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

durchgeführt werden. Die Graphen dieser Berechnungen sind in Abbildung 3.7 dargestellt. Die dicken Linien in Abbildung 3.7 stehen für die Rückkoppelwiderstände (R_F), die dünnen für die entsprechenden Kapazitäten. Die Erhöhung der Verstärkung, und somit auch die Verringerung des entsprechenden Rauschbeitrages im Vergleich zur Signalamplitude, kann also durch Verwendung eines Operationsverstärkers mit höherem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP) erreicht werden. Gleichzeitig bemerkt man aber, dass die Entsprechenden Rückkoppelkapazitäten kleiner werden. Auch hier ist darauf zu achten die minimale Streukapazität nicht zu unterschreiten.

3.5.2. Numerische Berechnungen

Um das Ausgangsrauschen des Transimpedanz-Wandlers und das zu erwartende SNR abschätzen zu können, werden die Rauschberechnungen aus Abschnitt 3.4 herangezogen, und in vier weitere Matlab Programme implementiert („RauschenVarFg.m“, „RauschenFgKonst.m“, „SNRiPVarFgVar.m“ und „SNRiPVarFgKonst.m“). Die erste Berechnung („RauschenVarFg.m“) zielt darauf ab, die einzelnen Rauschkomponenten für unterschiedliche Grenzfrequenzen zu betrachten und zu erkennen, welcher Rauschbeitrag in welchem Frequenzbereich dominant ist.

Dazu wird in jedem Durchlauf das optimale Rückkoppelnetzwerk des gewählten Operationsverstärkers berechnet, das die Grenzfrequenz der Schaltung bestimmt. Für diese eine Grenzfrequenz wird die Rauschspannungsdichte errechnet und in einem Diagramm dargestellt. Das Gesamtbild zeigt die Rauschspannungsdichten für alle Grenzfrequenzen der Schaltung in einem ausgewählten Bereich. Es wird also das Verhalten der Rauschkomponenten bei unterschiedlichen Grenzfrequenzen (Rückkoppelnetzwerken) betrachtet.

Teil zwei („RauschenFgKonst.m“) berechnet diese Beiträge für eine ausgewählte Grenzfrequenz. Im dritten Teil wird zunächst das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) für unterschiedliche Grenzfrequenzen betrachtet („SNRiPVarFgVar.m“). Das Ergebnis dieser Simulation liefert dann die Werte zur Berechnung des SNRs für ungefähr 100MHz („SNRiPVarFgKonst.m“). Für beide Berechnungen werden die Photoströme variiert.

Für die folgenden Betrachtungen werden die Spezifikationen des FET-Eingangs-OPVs OPA657, von Texas Instruments, verwendet (Anhang B). Des Weiteren werden folgende Annahmen getroffen:

- Sperrschichtkapazität (C_J) der Photodiode (S5973): 2,5pF ($V_R = 0V$)

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

- Sperrschichtwiderstand (R_J) der Photodiode (S5973): $1\text{G}\Omega$ (angenommen)
- Serienwiderstand (R_S) der Photodiode (S5973): 10Ω (angenommen)
- Umgebungstemperatur 25°C (298.15°K)
- Drei verschiedene Photoströme: 1nA , 10nA , 100nA ($1\mu\text{A}$ für SNR-Berechnungen)
- Frequenzbereich: 1Hz bis 1GHz
- Rauschspannungsdichte der Spannungsversorgung: $\frac{1\mu\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ (angenommen)
- PSRR Transfer-Charakteristik des OPA657 wird mit -20dB/Dekade , bei einer Grenzfrequenz von 4MHz , angenommen (Datenblatt).

Die Rauschspannungsdichte der Spannungsversorgung wird bewusst sehr groß gewählt, um ihren Einfluss bei hohen Frequenzen zu verdeutlichen [5]. Durch gezielte, schaltungstechnische Maßnahmen kann der Einfluss dieser Rauschbeiträge jedoch stark verringert werden.

3.5.2.1. Rauschbeiträge für unterschiedliche Grenzfrequenzen

Abbildung 3.8 zeigt die berechneten Rauschkomponenten mit Grenzfrequenzen von 1Hz bis zu einem GHz . Diese unterschiedlichen Grenzfrequenzen ergeben sich durch die Berechnung des optimalen Rückkoppelnetzwerkes innerhalb des Algorithmus (siehe 3.5.1).

U_{raX}	...	Ausgangsrauschspannungsdichte durch ...
U_{raId} das Stromrauschen des OPV
U_{raUd} das Spannungsrauschen des OPV
U_{raRFd} den Rückkoppelwiderstand
$U_{raPDRDd}$ den Sperrschichtwiderstand der Photodiode
$U_{raPDSNd}$ das Schrotrauschen der Photodiode
U_{raRSd} den Serienwiderstand der Photodiode
$U_{raPSRRposd}$ das Rauschen der positiven Spannungsversorgung
$U_{raPSRRnegd}$ das Rauschen der negativen Spannungsversorgung

Wenn man den Graphen in Abbildung 3.8 genauer betrachtet erkennt man, dass für verschiedene Grenzfrequenzen unterschiedliche Rauschkomponenten dominant sind. Im unteren Frequenzbereich (bis ca. 100kHz) dominieren die Rauschkomponenten der Photodiode - wobei

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

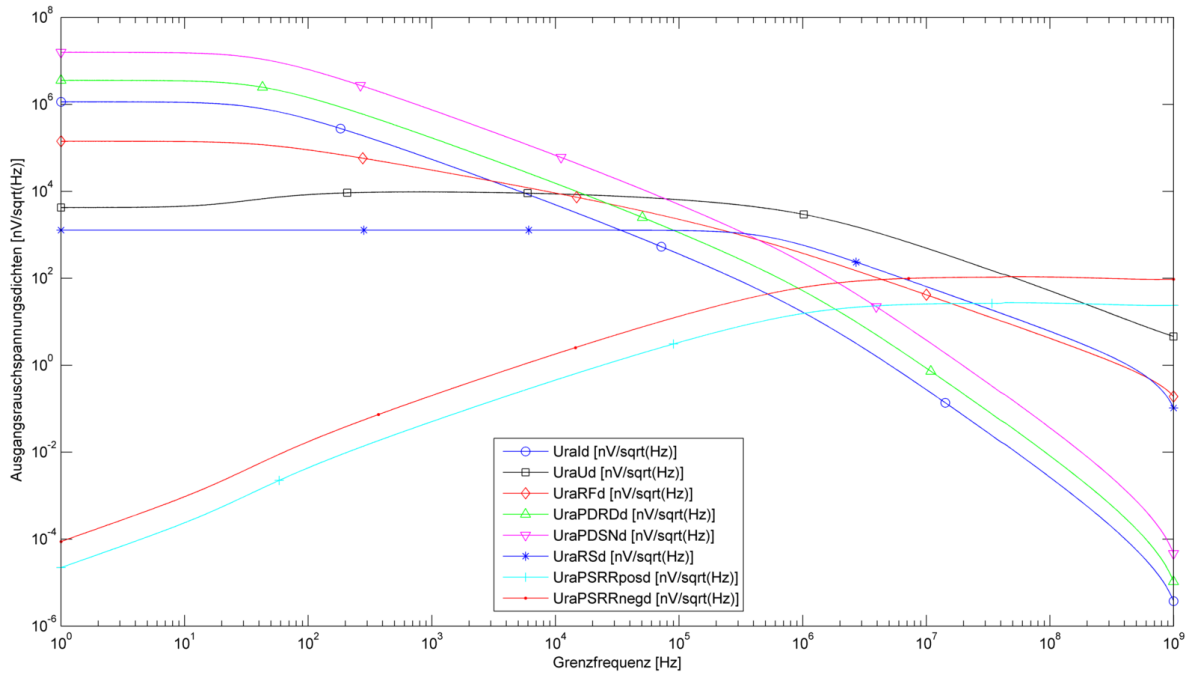


Abbildung 3.8.: Ausgangsrauschspannungsdichten bei variabler Grenzfrequenz für einen Photostrom von 1nA

das Schrotrauschen am größten ist. Ab 100kHz liefert das Spannungsrauschen des Operationsverstärkers den größten Beitrag.

Ungefähr 50MHz ist jene Grenze, ab der das Rauschen der negativen Spannungsversorgung das Rauschen am Ausgang maßgeblich bestimmt. Es sei hier noch einmal bemerkt, dass das Spannungsrauschen der Versorgung bewusst groß gewählt wird ($\frac{1\mu V}{\sqrt{Hz}}$), um den Effekt bei hohen Frequenzen zu verdeutlichen. Um ein annehmbares Ausgangsrauschen zu erreichen wird diese Rauschkomponente durch Filterung deutlich verkleinert.

Die beiden Berechnungen in den Abbildungen 3.9 und 3.10 sollen das Ansteigen des Schrotrauschens bei größeren Photoströmen verdeutlichen. Die restlichen Rauschkomponenten bleiben durch einen größeren Photostrom unbeeinflusst. Aus diesem Verhalten kann man erkennen, dass die Eingangsrauschspannung des Operationsverstärkers die dominante Komponente, was das Gesamtrauschen betrifft, ist. Dies muss bei der Auswahl eines geeigneten Bauteils (Tabelle 3.1) berücksichtigt werden. Das Schrotrauschen der Diode ist ein inhärentes, physikalisches Problem und kann nur durch Kühlung des Photodetektors reduziert werden [5].

Alles in allem lässt sich festhalten, dass für kleine Photoströme das Rauschverhalten von den Spezifikationen des Operationsverstärkers bestimmt wird. Bei höheren Photoströmen spielt das Verhalten der Photodiode eine wichtigere Rolle. Bei 10 μA würde das Schrotrauschen

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

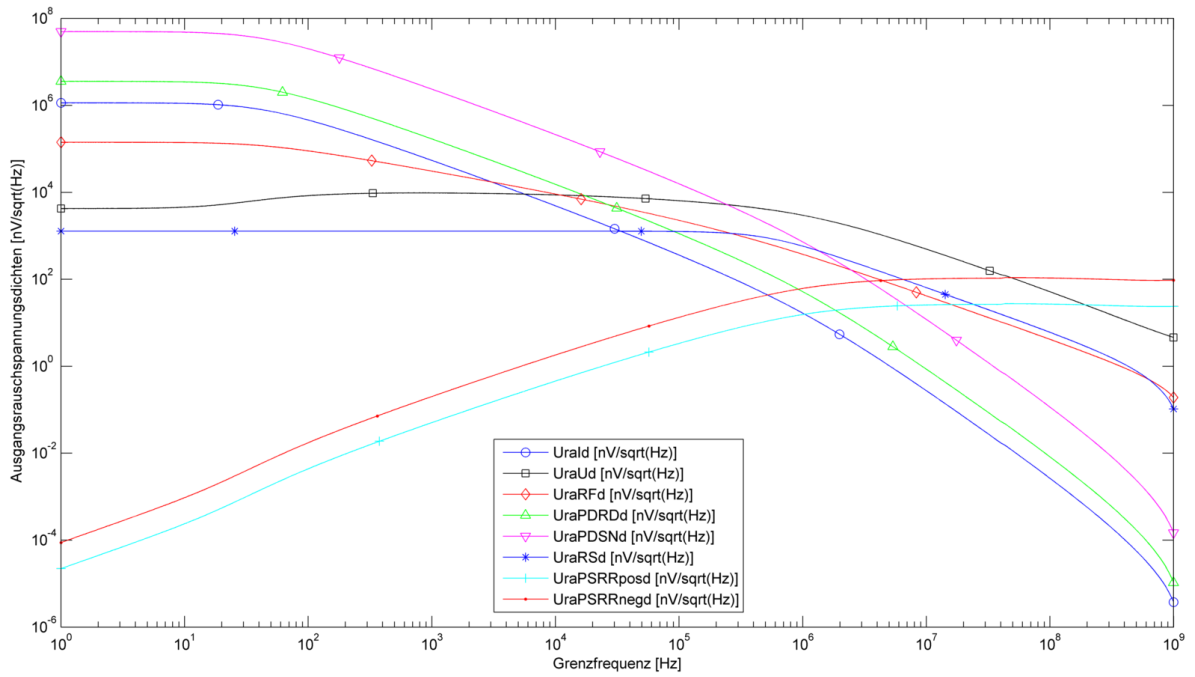


Abbildung 3.9.: Ausgangsrauschspannungsdichten bei variabler Grenzfrequenz für einen Photostrom von 10 nA

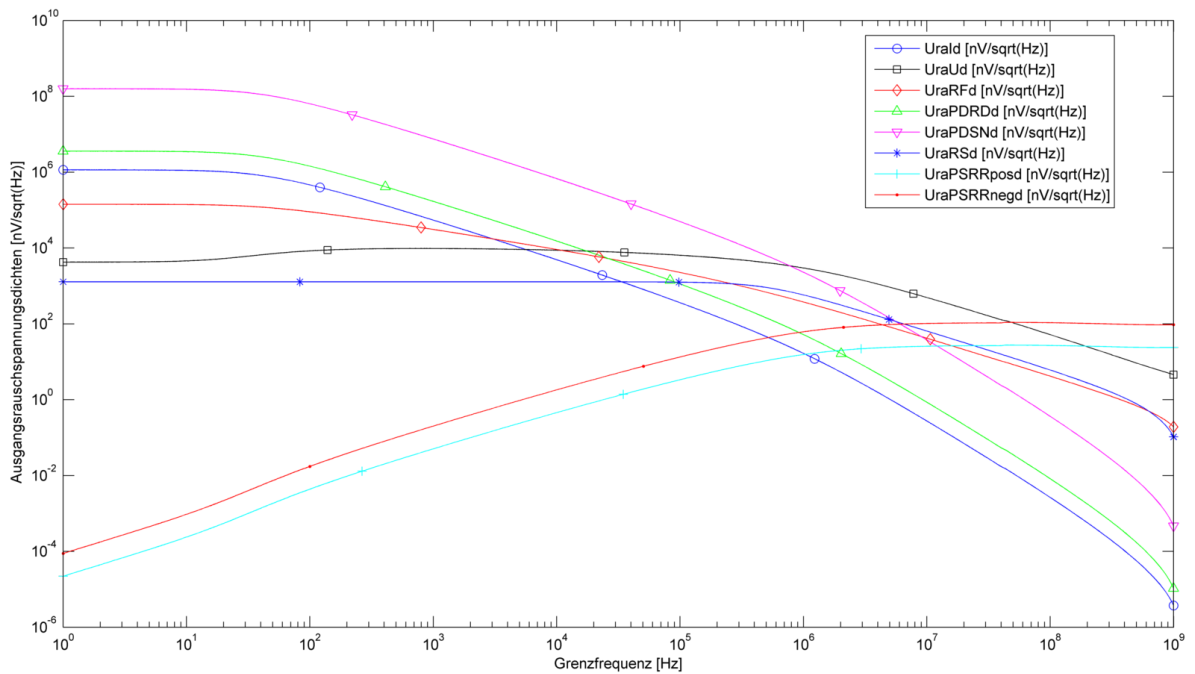


Abbildung 3.10.: Ausgangsrauschspannungsdichten bei variabler Grenzfrequenz für einen Photostrom von 100 nA

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

schon bis zu einer Grenzfrequenz 10MHz dominieren.

3.5.2.2. Rauschbeiträge für eine ausgewählte Grenzfrequenz

In diesem Abschnitt werden die Rauschbeiträge für eine ausgewählte Grenzfrequenz berechnet und betrachtet. Das Programm („RauschenFgKonst.m“) enthält auch Berechnung der aktuellen Grenzfrequenz. Verwendet man dafür die Formel aus dem Datenblatt des OPA657, kann f_{-3dB} folgendermaßen bestimmt werden:

$$f_{-3dB} = \sqrt{\frac{GBP}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C_D}} = \sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^9}{2 \cdot \pi \cdot 2,9 \cdot 10^3 \cdot 7,7 \cdot 10^{-12}}} = 106,8 MHz \quad (3.29)$$

Sie ist abhängig von der gesamten Eingangskapazität (C_D) sowie vom Rückkoppelwiderstand (R_F). Der Wert des Rückkoppelnetzwerks wird aus den obigen Berechnungen (Abschnitt 3.5.2.1), welche eine Optimierung desselben inkludieren, für eine ungefähre Grenzfrequenz von 100MHz, entnommen. Für die Berechnung ergeben sich dadurch folgende Parameter:

- Gesamte Eingangskapazität (C_D): 7,7pF ($V_R = 0$)
- Rückkoppelwiderstand (R_F): 2,9k Ω
- Rückkoppelkapazität (C_F): 0,73pF

Abbildung 3.11 zeigt das Ergebnis dieser Berechnung. Es wird deutlich, dass das Rauschen des Serienwiderstandes (R_S), für Frequenzen bis 10MHz, deutlich dominant ist. Danach nimmt das Spannungsrauschen des Verstärkers und das Rauschen der Spannungsversorgung überhand. In dieser Abbildung wird zusätzlich die gesamte Ausgangsrauschspannung (U_{ra}) angezeigt (Graph oben). Sie wird nach Gleichung 3.22 berechnet. Die gleiche Berechnung wird noch einmal, mit einem deutlich kleineren Rauschen der Versorgungsspannung ($\frac{1nV}{\sqrt{Hz}}$ statt $\frac{1\mu V}{\sqrt{Hz}}$), durchgeführt (Abbildung 3.12).

U_{ra} ... Gesamte Ausgangsrauschspannung in Volt

U_{rad}^2 ... Summe der Quadrate aller Rauschspannungsdichten

Es zeigt sich, dass der Rauschbeitrag durch die Spannungsversorgung deutlich verringert werden kann. In weiterer Folge durch eine geeignete Filterung der Spannungsversorgung und ein

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

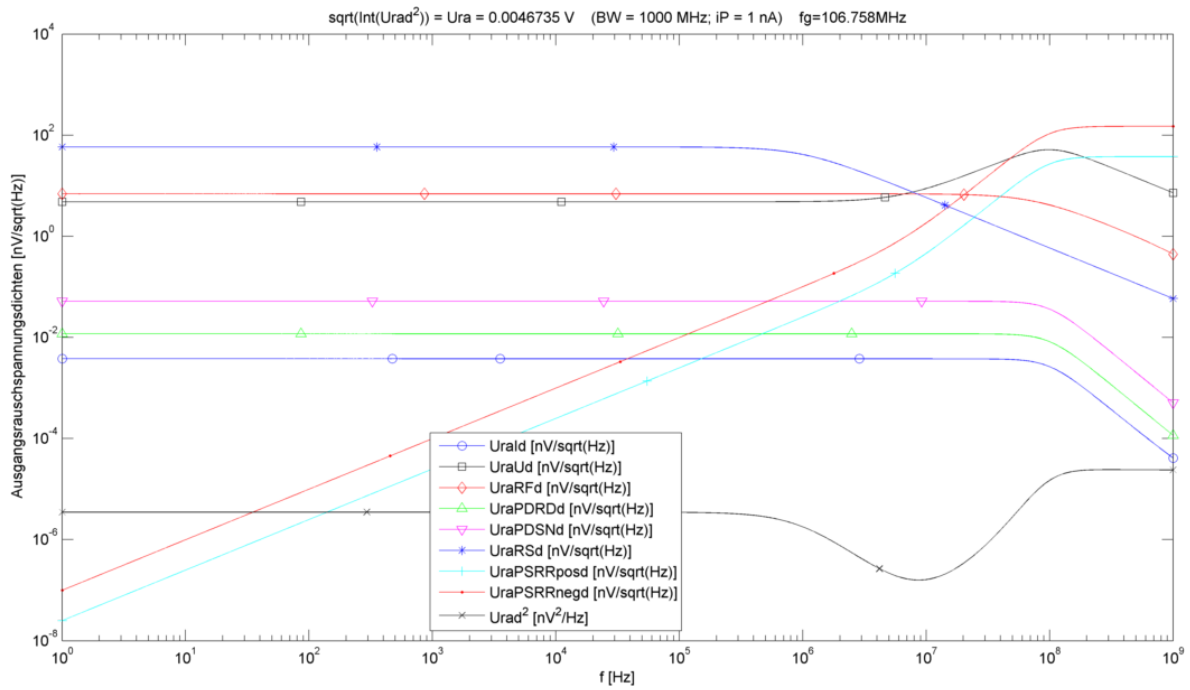


Abbildung 3.11.: Ausgangsrauschspannungsdichten mit $I_P = 1\text{nA}$ und $f_g = 106,8\text{MHz}$

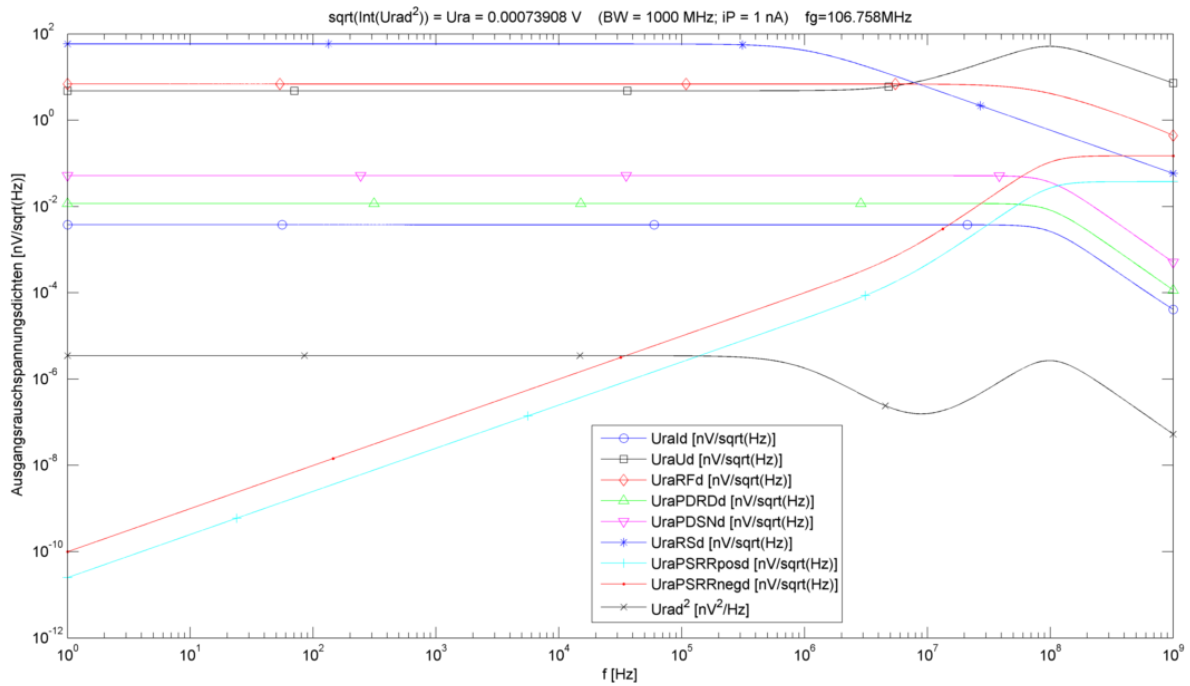


Abbildung 3.12.: Ausgangsrauschspannungsdichten mit $I_P = 1\text{nA}$ und $f_g = 106,8\text{MHz}$

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

sorgfältiges Printed Circuit Board (PCB)-Design. Vergleicht man die Ausgangsrauschspannungen (U_{ra}) der beiden Abbildungen (3.11, 3.12) miteinander, wird dieser Effekt untermauert. U_{ra} sinkt von 4,7mV auf 0,74mV (Faktor 6,35) ab.

3.5.2.3. SNR unterschiedlicher Photoströme

Im dritten Teil der numerischen Berechnungen wird das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR), bei unterschiedlich großen Photoströmen, betrachtet. Zuerst wird eine Berechnung für unterschiedliche Grenzfrequenzen, bei unterschiedlichen Photoströmen, durchgeführt (Abbildung 3.13). Innerhalb des Programms „SNRiPVarFgVar.m“ wird Gleichung 3.24 für die Berechnung des SNRs verwendet.

Ein Anstieg der Rauschkomponenten zu höheren Frequenzen hin ergibt natürlich auch ein

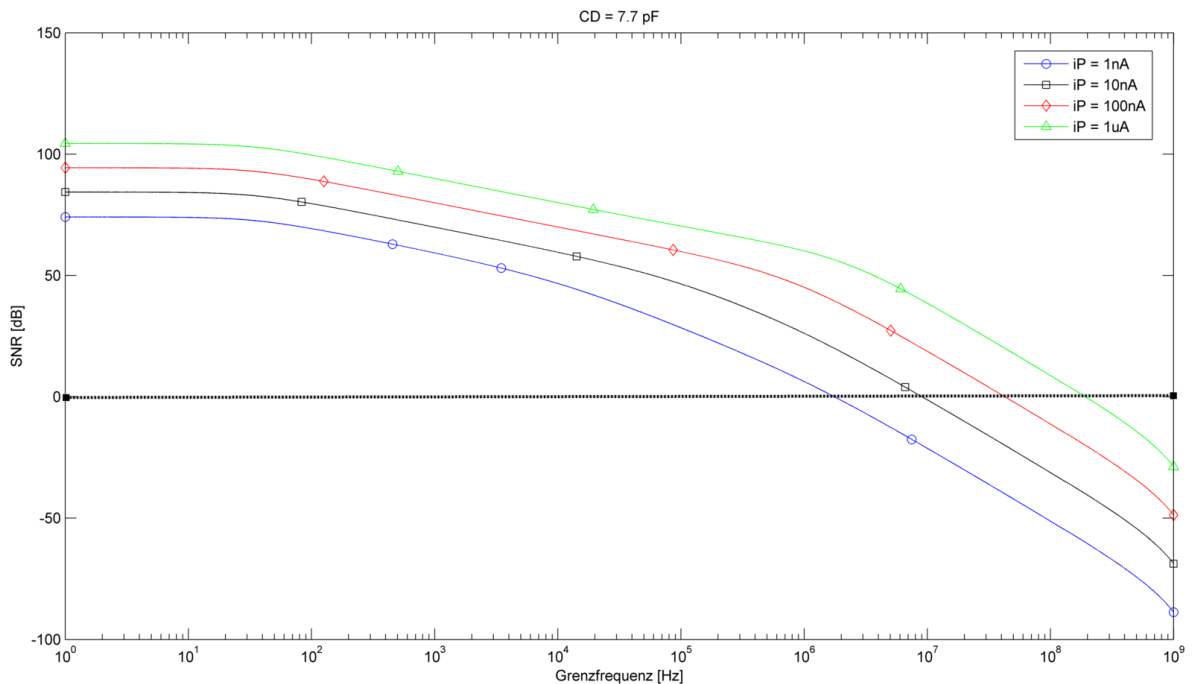


Abbildung 3.13.: SNR mit verschiedenen Photoströmen und einer variablen Grenzfrequenz

absinken des SNRs. Für sehr kleine Ströme sinkt es relativ rasch unter den Wert von 0dB ab. Bei einem Photostrom von 1nA liegt der Schnittpunkt bereits bei ungefähr 2MHz. Wie zu erwarten war, bringt eine Vergrößerung des Photostroms eine starke Verbesserung. Bei einem Strom von 1µA steigt dieser Schnittpunkt bis hin zu einer Frequenz von ca. 190MHz. In einer weiteren Simulation mit dem Programm “SNRiPVarFgKonst.m“ wird das SNR, für eine fixe Grenzfrequenz im Bereich von 100MHz und verschiedenen Photoströmen, berechnet.

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

Die Werte für das Rückkoppelnetzwerk werden dabei dem Programm „SNRiPVarFgVar.m“ entnommen, welches inhärent eine Optimierung des Rückkoppelnetzwerkes, für die jeweilige Grenzfrequenz, vornimmt. In Abbildung 3.14 kann man wiederum eine deutliche Verbesse-

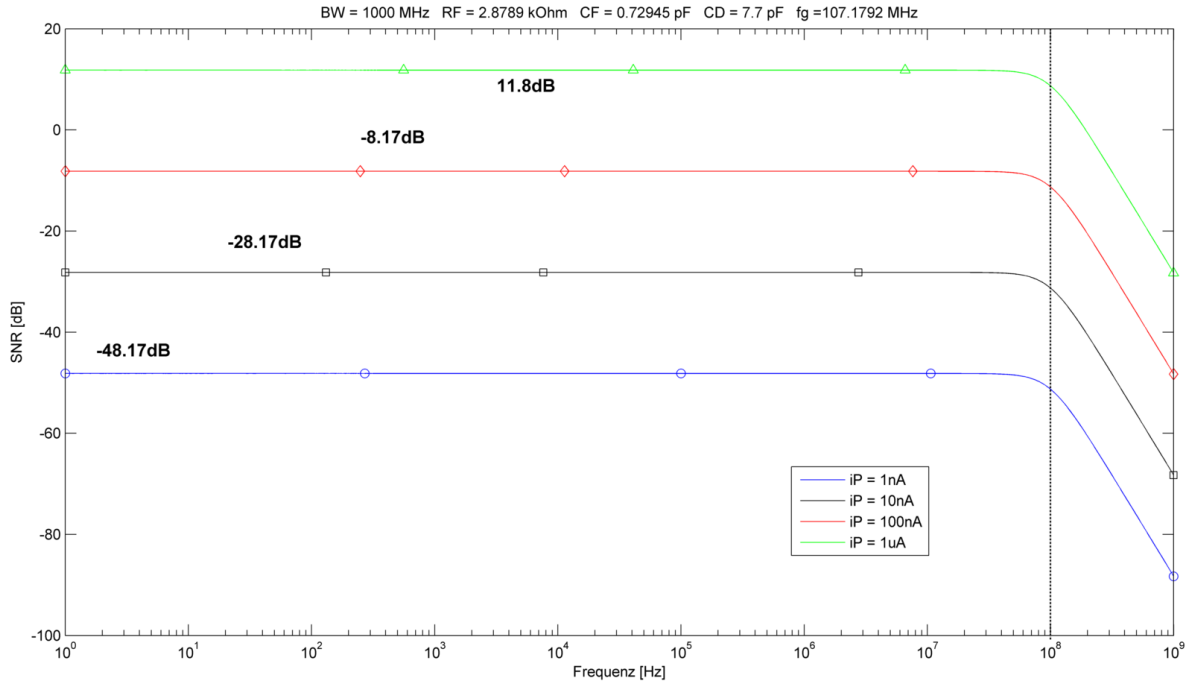


Abbildung 3.14.: SNR für verschiedene Photoströme und einer fixen Grenzfrequenz

rung des SNRs, bei Verwendung eines größeren Photostroms, erkennen. Für die vorliegende Anwendung ist die Detektion möglichst kleiner Photoströme anzustreben. Um dies zu erreichen und das Verhalten zu Verbessern gibt es verschiedene Möglichkeiten. Zuerst werden die einzelnen Rauschkomponenten betrachtet. Dabei können folgende Komponenten beeinflusst werden:

- Spannungsrauschen des OPVs (U_{reUd})
- Stromrauschen des OPVs (U_{reId})
- Spannungsrauschen durch R_F (U_{reRFd})
- Spannungsrauschen durch R_S (U_{reRSd})
- Rauschen der Spannungsversorgung des Verstärkers ($U_{rePSRR\pm d}$)

Das Spannungsrauschen und Stromrauschen des Operationsverstärkers kann nur durch die Wahl eines anderen Bauteils beeinflusst werden. Eine Vergrößerung von R_F führt insofern

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

zu einer Verbesserung des SNRs, als die Signalverstärkung linear mit R_F , der Rauschbeitrag aber nur mit $\sqrt{R_F}$ ansteigt.

Der Rauschbeitrag des Serienwiderstandes R_S kann - in gewissen Bereichen - durch einen zusätzlichen, seriellen Widerstand verkleinert werden. Da es sich bei der Photodiode um eine Stromquelle handelt, bewirkt ein zusätzlicher Serienwiderstand nur eine Vergrößerung des Innenwiderstandes der Quelle. Das Rauschen der Spannungsquelle kann ebenfalls durch die Auswahl eines passenden Bauteils, mit möglichst hoher PSRR, verringert werden.

Es können aber auch verschiedene schaltungstechnische Maßnahmen getroffen werden:

- Filterung der Spannungsversorgung
- PCB-Design optimieren um parasitäre Effekte zu vermeiden
- Sperrschichtkapazität verringern
- Verringerung der Bandbreite

Eine Filterung der Spannungsversorgung, aber auch zwischen unterschiedlichen Baugruppen auf der Platine, wird durch geeignete LC-Filter erreicht. Zusätzlich werden Stützkondensatoren verwendet. Möglichkeiten zur Verringerung der Sperrschichtkapazität werden in Abschnitt 3.6.1 diskutiert.

Eine sehr effektive Möglichkeit das Rauschen zu verringern und dadurch das SNR zu verbessern, ist die Verringerung der Bandbreite. Dies kann durch Dimensionierung des Rückkoppelnetzwerkes - eine Vergrößerung von R_F führt automatisch zu einer Verringerung der Bandbreite - erreicht werden. Ein Filter am Ausgang der Schaltung ist zwar auch eine Möglichkeit das Rauschen zu verkleinern, verringert aber gleichzeitig auch die Signalamplitude, was zu keiner weiteren Verbesserung des SNRs führt.

Abbildung 3.15 zeigt eine Berechnung, bei der die Bandbreite der Schaltung auf 100MHz eingeschränkt wird. Im Vergleich zu Abbildung 3.14 ergibt sich eine Verbesserung des SNRs um 6dB oder Faktor 2.

3.6. Möglichkeiten zur Verbesserung des SNRs

Das primäre Ziel in diesem Abschnitt ist es, das SNR des Transimpedanz-Wandlers zu erhöhen. Zwei Möglichkeiten dies zu tun sind die Verkleinerung der Sperrschichtkapazität C_J und die

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

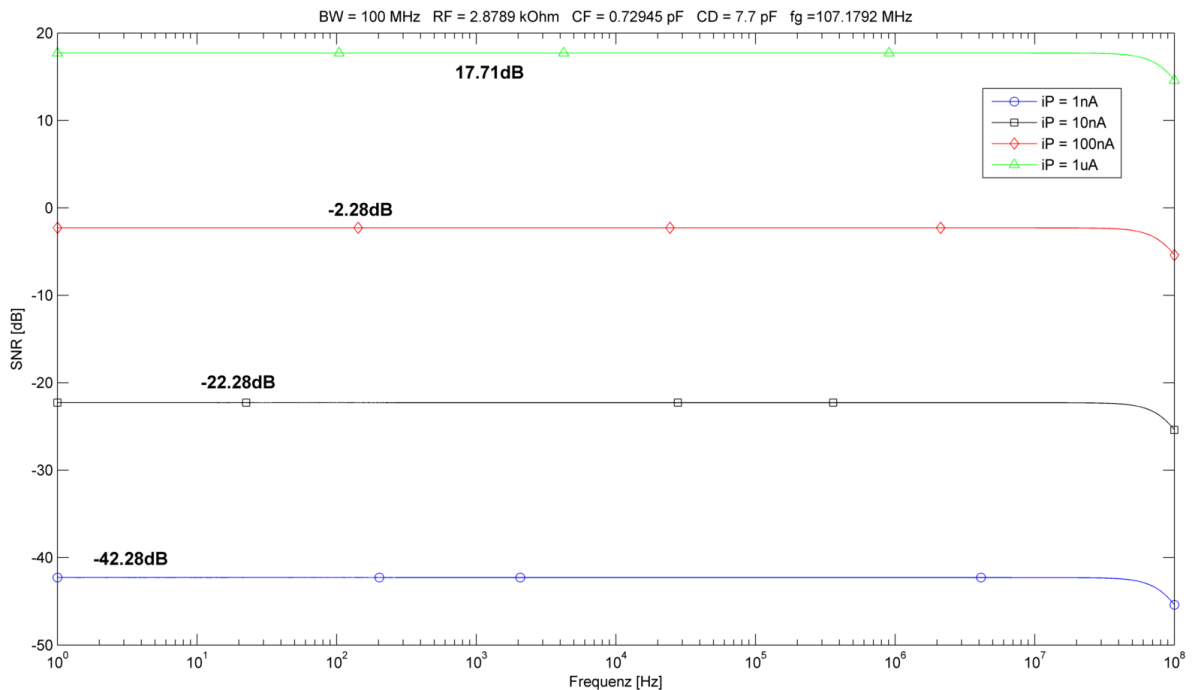


Abbildung 3.15.: SNR bei verschiedenen Photoströmen mit eingeschränkter Bandbreite (100MHz)

Erhöhung der Verstärkung. Wie sich in den vorangegangenen Kapiteln aber bereits abgezeichnet hat, kann die Verstärkung des Transimpedanz-Wandlers nicht beliebig erhöht werden, um den Strom der Photodiode in einen annehmbaren Messbereich zu wandeln. Daher wird neben der Erhöhung des SNRs des I-U-Wandlers auch eine Steigerung der Verstärkung des Gesamtsystems angestrebt.

3.6.1. Verkleinerung der Sperrschichtkapazität

In Abschnitt 3.5.2.3 wurde bereits erwähnt, dass die Verringerung der Sperrschichtkapazität (C_J) eine Methode ist, um das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) zu verbessern. Hierzu wird in zwei Abschnitten über Möglichkeiten diskutiert dies zu erreichen.

3.6.1.1. Vorspannen der Photodiode

Das Vorspannen verbreitert die Verarmungszone der Diode, was zu einer Verringerung der Sperrschichtkapazität führt. Zusätzlich wird die Ansprechgeschwindigkeit der Diode vergrößert. Die resultierende Kapazität kann folgendermaßen abgeschätzt werden [10]:

$$C_J = \frac{C_{J0}}{\sqrt{1 + \frac{V_R}{V_D}}} \quad (3.30)$$

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

- C_J ... Sperrschichtkapazität der Photodiode mit Vorspannung
- C_{J0} ... Sperrschichtkapazität der Photodiode ohne Vorspannung
- V_R ... Spannung in Sperrrichtung der Photodiode
- V_D ... Diffusionsspannung der Photodiode ($\approx 0,6V$ für Silizium)

Wie man in Gleichung 3.30 gut erkennen kann, führt eine Erhöhung dieser Spannung unmittelbar zu einer Verringerung der Sperrschichtkapazität. Dieser Effekt wird in den Datenblättern der Photodioden angegeben. Abbildung 3.16 zeigt einen Ausschnitt aus dem Datenblatt der Photodioden-Serie S597x von Hamamatsu. Speziell von Interesse ist hier die Serie S5973.

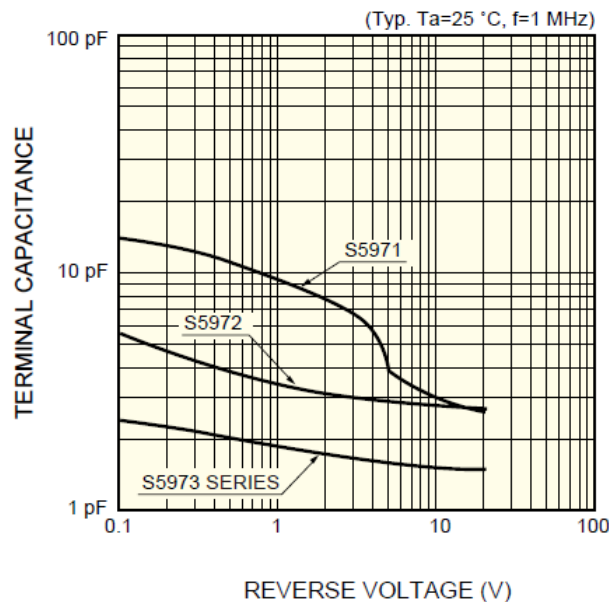


Abbildung 3.16.: Sperrschichtkapazität der Photodioden-Serie S597x von Hamamatsu [7]

Diagramm (3.16) lässt erkennen, dass diese Serie bei $V_R = 0V$ eine Kapazität von ungefähr 2,5pF hat. Dieser Wert wird auch für die numerischen Berechnungen in Abschnitt 3.4 herangezogen. Spannt man die Diode nun mit 10V vor, sinkt der Wert der Sperrschichtkapazität auf ungefähr 1.5pF.

Auf der anderen Seite darf aber nicht vergessen werden, dass sich das Ausgangsrauschen der Photodiode, durch ein Ansteigen des Dunkelstroms, erhöht. Zusätzlich wirkt das Rauschen der Spannungsversorgung dieser Vorspannung auf den Ausgang. Es gibt drei Möglichkeiten diesem Problem aus dem Weg zu gehen.

- Batterie als Spannungsquelle
- Filtern der Vorspannung

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

- Verwendung eines Photodiodenpaares

Verwendet man eine Batterie treten keine Rauschkoppeleffekte auf. Da es sich bei den meisten Anwendungen aber um Langzeitmessungen handelt, kommt diese Variante hier zunächst nicht zum Einsatz. Bei Variante zwei wird einfach ein RC-Tiefpass, mit einer möglichst geringen Grenzfrequenz, zwischen die Spannungsversorgung und die Kathode der Photodiode eingebaut - dies scheint zunächst die günstigste Variante für einen Labor-Prototypen zu sein. Eine sehr interessante Variante ist die Verwendung eines Photodiodenpaares, d.h. einer zwei-

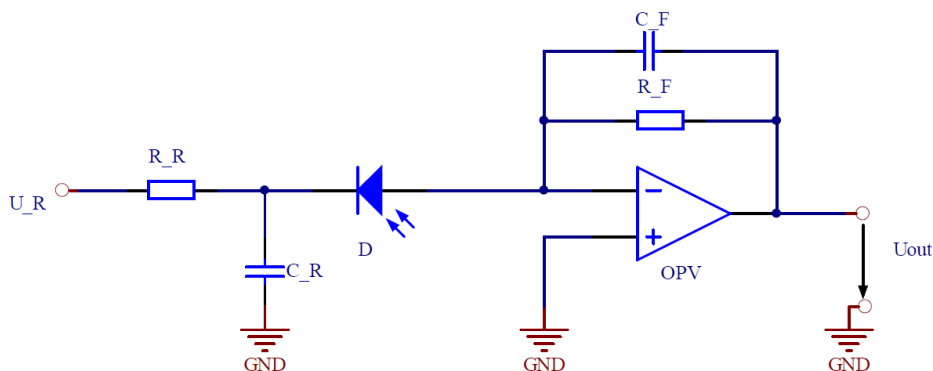


Abbildung 3.17.: Transimpedanz-Wandler mit gefilterter Vorspannung

ten Baugleichen Diode. Hierbei wird die gemeinsame Rauschkomponente der Spannungsversorgung durch die Gleichtaktunterdrückung (CMR) des OPVs eliminiert. Auch diese Variante ist beim Bau eines ersten Prototypen nicht von Interesse, sollte aber für eine Weiterentwicklung des Systems in Betracht gezogen werden, da sie das zusätzliche Rauschen besser unterdrückt als die Filter-Methode [10] [5].

Abbildung 3.17 zeigt die Beschaltung des Operationsverstärkers mit gefilterter Vorspannung. Für die Dimensionierung des RC-Tiefpass-Filters sollten die folgenden Richtlinien eingehalten werden [10]: $R_R \ll R_F$ und $C_R \gg C_D$. Die Auswahl von R_R gewährleistet den Transfer der Vorspannung, C_R die Reduktion des Rauschens der Spannungsquelle.

3.6.1.2. Anpassung der Eingangsbeschaltung

Es existieren noch einige weitere Schaltungsvarianten, um das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) des Transimpedanz-Wandlers zu verbessern (siehe [10] [5]). Zwei davon, die auf die Eingangskonfiguration des Operationsverstärkers abzielen, sollen hier angesprochen werden.

- Transimpedanz-Wandler mit differentiellen Eingängen

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

- „Bootstrap“ Transimpedanz-Wandler

Eine interessante Möglichkeit, um den Einfluss des Rauschens der Spannungsversorgung und elektrostatischer Kopplungen zu unterdrücken ist die Verwendung von differentiellen Eingängen. Dabei wird der nicht invertierende Eingang des OPVs mit den gleichen Bauelementen beschaltet wie das Rückkoppelnetzwerk (Abbildung 3.18). Die Gleichtaktunterdrückung (CMR) des OPVs eliminiert jegliche Gleichtaktsignale (elektrostatisch oder magnetisch gekoppelt) am Eingang. Für die optimale Unterdrückung müssen die Widerstände gleich sein.

In dieser Beschaltung verdoppelt sich das Ausgangssignal im Vergleich zur Beschaltung mit einem Widerstand im Rückkoppelnetzwerk. Der Grund ist, dass der Strom der Photodiode nun über beide Widerstände fließt und einen Spannungsabfall produziert, der doppelt so groß ist wie in der einfachen Beschaltung. Im Vergleich dazu erhöht sich das Rauschen durch diesen zusätzlichen Widerstand nur um den Faktor $\sqrt{2}$. Im Idealfall erhöht sich das SNR durch diese Schaltungsvariante um den Faktor $\sqrt{2}$. Leider reduziert die Ein-Verstärker-Variante die Bandbreite des Systems, deshalb ist sie für die vorliegende Anwendung nicht von Interesse. Grundsätzlich existieren zwei verschiedene Möglichkeiten dieser Methode, die beschriebene Ein- und die Drei-Verstärker-Variante. Die Drei-Verstärker-Variante könnte für eine Weiterentwicklung des Systems aber interessant sein. [5] [10]

Vorspannen der Photodiode reduziert direkt die Diodenkapazität (Abschnitt 3.6.1.1). Die

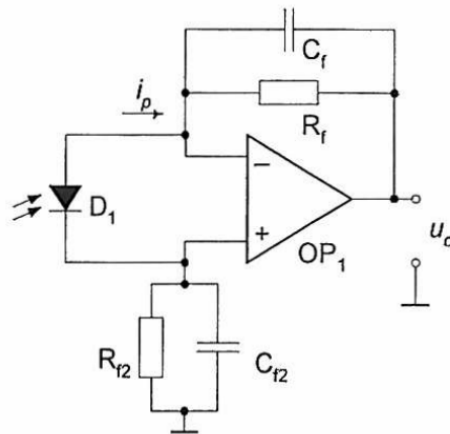


Abbildung 3.18.: Transimpedanz-Wandler mit differentiellen Eingängen (Ein-Verstärker-Variante) [5]

„Bootstrap“-Methode verwendet einen anderen Ansatz. Der Photodiode wird ein Pufferverstärker mit Verstärkung eins, der sehr schnell auf Spannungsänderungen reagiert, parallel

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

geschaltet. Diese Beschaltung eliminiert Spannungsänderungen über der Photodiode, d.h. die Sperrschichtkapazität muss nicht mehr umgeladen werden und ist für den Verstärker dadurch „unsichtbar“.

Leider gibt es bei dieser Variante einen Nachteil. Die Eingangskapazitäten des Verstärkers bleiben durch diese Maßnahme unbeeinflusst. Das bedeutet, dass diese Methode nur für Anwendungen interessant ist, bei denen die Sperrschichtkapazität der Photodiode dominant ist. Bei der Verwendung der Photodiode S5973 und dem Verstärker OPA657 ist dies nicht der Fall. Die gesamte Verstärkerkapazität hat 5,2pF, die Diode aber nur die Hälfte. Beide Varianten kommen für den ersten Prototypen nicht zum Einsatz, werden aber, wie auch schon das Photodioden-Paar zuvor, für eine Weiterentwicklung in Betracht gezogen werden.

3.6.2. Erhöhung der Verstärkung

Einerseits ist die Erhöhung der Verstärkung notwendig, um das SNR der Schaltung zu verbessern. Andererseits kann die Verstärkung in dieser Konfiguration niemals so groß gemacht werden, dass ein Strom im unteren Nanoamperebereich auf Spannungen im Millivoltbereich verstärkt wird. Daher ist es notwendig, zusätzliche Möglichkeiten zu finden, um die Gesamtverstärkung des Systems zu erhöhen. Nach ausgiebiger Recherche kommen dafür zwei unterschiedliche Varianten in Frage.

- Selektierbare Spannungsverstärkung durch einen Spannungsteiler im Rückkoppelzweig des Verstärkers
- Aufteilen der Gesamtverstärkung auf mehrere OPVs (Verstärkerkette)

Diese beiden Varianten werden in den nächsten beiden Unterkapiteln diskutiert.

3.6.2.1. Selektierbare Spannungsverstärkung

Die Grundlagen für diese Betrachtungen liefert das „Low Level Measurements Handbook“ der Firma Keithley [11]. Die Spannungsverstärkung eines Transimpedanz-Wandlers - Keithley verwendet den Begriff „Picoammeter“ - kann durch die Widerstandskombination in Abbildung 3.19 erhöht werden. Der zusätzliche Spannungsteiler durch R_A und R_B formt einen Multiplizierer. Die Ausgangsspannung ergibt sich zu:

$$U_a = -I_{EIN} \cdot Z_F \cdot \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \quad (3.31)$$

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

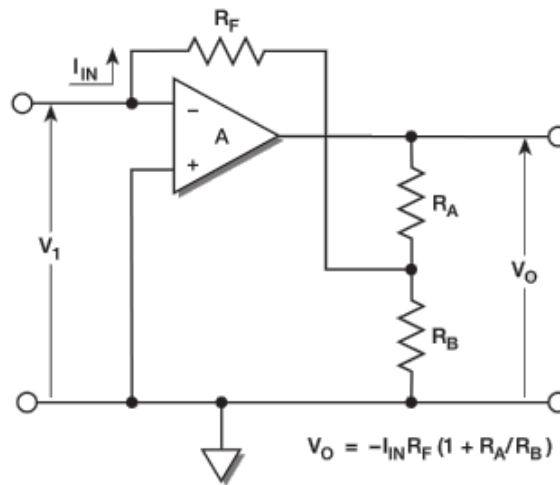


Abbildung 3.19.: Transimpedanz-Wandler mit selektierbarer Spannungsverstärkung [11]

Diese Schaltungsvariante soll in Kapitel 4 näher untersucht werden.

3.6.2.2. Aufteilen der Gesamtverstärkung (Verstärkerkette)

Es zeichnet sich also ab, dass ein einziger OPV den Strom nicht in messbare Spannungsbereiche konvertieren kann. Daher ist es notwendig das Signal dieser ersten Stufe weiter zu verstärken. Die benötigte Verstärkung wird daher auf mehrere Stufen aufgeteilt. Der Transimpedanz-Wandler (erste Stufe) wandelt den Strom der Photodiode in eine möglichst hohe Spannung. Da das Stromrauschen eines Transimpedanz-Verstärkers (CFA) zu groß ist (bipolare Eingänge), wird für diese erste Stufe ein normaler OPV (VFA) mit FET-Eingängen verwendet.

VFA-Verstärker weisen aber ein Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP) auf, daher darf die Verstärkung nur so groß gewählt werden, dass die benötigte Bandbreite nicht unterschritten wird. Wie zuvor gezeigt wurde liegt diese im oberen Megahertzbereich. Simulationen in Kapitel 4.2 zeigen, dass sich Transimpedanz-Verstärker (CFA) aber für weitere Verstärkerstufen sehr gut eignen, da sie grundsätzlich sehr hohe Bandbreiten erreichen und das Signal der ersten Stufe dadurch nicht beeinträchtigen. Abbildung 3.20 zeigt die prinzipielle Konfiguration der verschiedenen Verstärkertypen.

Die Anzahl der möglichen Verstärker wird in Simulationen und anschließenden Messungen am Prototypen verifiziert. Zur Berechnung des Rauschens dieser Kette wird die Formel von Friis verwendet (Gleichung 3.32). Sie dient zur Berechnung der Rauschzahl einer Kette von

3. Auswahl der Verstärkerschaltung

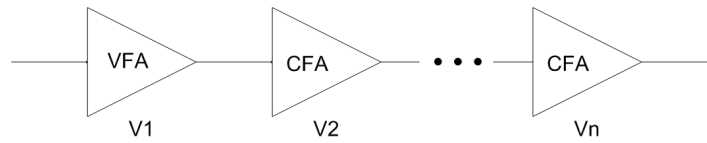


Abbildung 3.20.: Aufteilen der Verstärkung auf mehrere Operationsverstärker

Verstärkern.

$$F_{gesamt} = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{V_1} + \frac{F_3 - 1}{V_1 \cdot V_2} + \frac{F_4 - 1}{V_1 \cdot V_2 \cdot V_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{V_1 \cdot V_2 \cdot V_3 \cdot \dots \cdot V_n} \quad (3.32)$$

- F_n ... Rauschzahl der n-ten Stufe
- V_n ... Verstärkung der n-ten Stufe

Für den Sonderfall eines Rauscharmen Verstärkes (LNA) kann die Formel folgendermaßen vereinfacht werden:

$$F_{gesamt} \approx F_{LNA} + \frac{F_{Rest} - 1}{V_{LNA}} \quad (3.33)$$

Man erkennt, dass das Gesamttrauschen des Systems maßgeblich von der ersten Stufe bestimmt wird. Daher muss ihre Verstärkung so groß wie möglich gemacht werden, zum Beispiel durch Verwendung eines Spannungsteilers im Rückkopplnetzwerk (Abschnitt 3.6.2.1).

4. Spice-Simulationen

Im vorangegangenen Kapitel wurde der einfache Transimpedanz-Wandler vorgestellt und die Probleme, die beim Design einer derartigen Schaltung entstehen, ausgiebig analysiert. Die gewonnenen Erkenntnisse, speziell der Frequenzgang, werden in diesem Kapitel in einigen Spice-Simulationen überprüft. Hierfür wird der kostenlose Spice Simulator TinaTI von Texas Instruments verwendet.

Das Hauptziel der Simulationen ist es, die äußere Beschaltung des Transimpedanz-Wandlers und der weiteren Verstärkerstufen zu optimieren. Wie sich im vorangegangenen Kapitel bereits herauskristallisiert hat, ist der Verstärker OPA657 (VFA) in Verbindung mit der Si-PIN-Photodiode S5973, für die Schaltung als Transimpedanz-Wandler (erste Verstärkerstufe) am besten geeignet. Für weitere Verstärkerstufen (Verstärkerkette) werden Transimpedanz-Verstärker (CFA) verwendet. Die besten Eigenschaften hat der OPV OPA695 von Texas Instruments gezeigt.

4.1. Erste Verstärkerstufe - Transimpedanz-Wandler

Die Werte für das Rückkoppelnetzwerk der Schaltung werden aus dem Programm „RauschenFgVar.m“ gewonnen und sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Das Programm TinaTI und alle notwendigen Verstärkermodelle können kostenlos von der Homepage der Firma Texas Instruments bezogen werden. Die Werte für das Rückkoppelnetzwerk ergeben laut Matlab-

C_J^{*1}	R_F	C_F
[pF]	[kΩ]	[pF]
$2,5^{*2}$	1,94	0,89
$1,8^{*3}$	2,17	0,80

*1 C_J S5973

*2 $V_{Reverse} = 0V$

*3 $V_{Reverse} = 5V$

Tabelle 4.1.: Parameter für das Rückkoppelnetzwerk

4. Spice-Simulationen

Berechnungen, je nachdem ob die Diode vorgespannt wird oder nicht, Grenzfrequenzen zwischen 115 und 120MHz. Dies stellt einen günstigen Kompromiss zwischen der Verstärkung und einer passablen Bandbreite der ersten Stufe dar. Weitere Parameter für die erste Simulation lauten:

- Zwei verschiedene Rückkoppelnetzwerke (Tabelle 4.1)
- Sperrschichtwiderstand der Diode (R_D): $1G\Omega$
- Serienwiderstand der Diode (R_S): 10Ω
- Eingangskapazität des OPVs OPA657 (Datenblatt): $5,2pF$ ($C_{In} = C_{InDiff} + C_{InCM}$)
- Eingangssignal: Sinus 100MHz, $I_P = 1nA_{pp}$
- Betrachteter Frequenzbereich: 1GHz
- Spannungsversorgung: $\pm 5V$

4.1.1. Auswirkung der Vorspannung

Zunächst werden die beiden Optimierungsvarianten aus Tabelle 4.1 überprüft. Die Schaltung aus dem Programm TinaTi ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Auf ihr basieren alle weiteren Simulationsvariationen. Im ersten Durchlauf soll das Bodediagramm der beiden Konfigura-

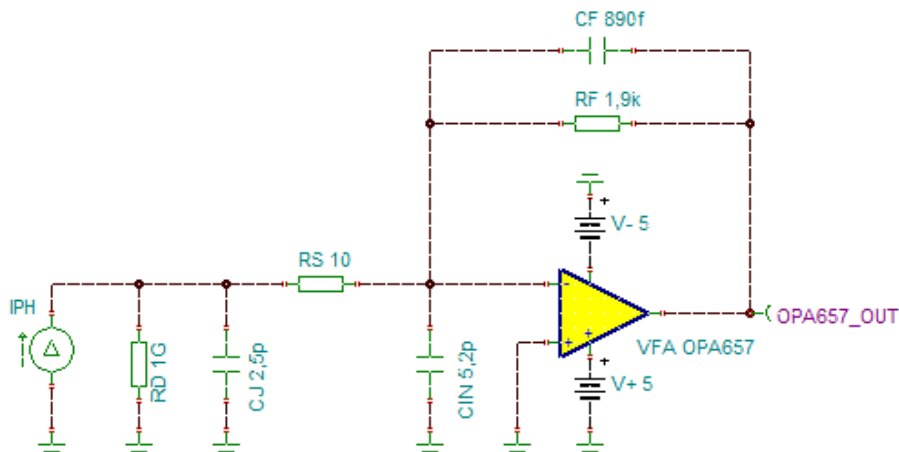


Abbildung 4.1.: Schaltung der ersten Verstärkerstufe (TinaTi)

tionen, einmal mit und einmal ohne Vorspannung, simuliert werden. Abbildungen 4.2 und 4.3 zeigen die entsprechenden Ergebnisse. Für das Simulationsergebnis in Abbildung 4.3 werden

4. Spice-Simulationen

einfach die Werte für R_F und C_F (4.1) ausgetauscht. Die Spannungsquelle für die Vorspannung wird in der Simulation nicht beachtet, nur die Auswirkung auf die Sperrschichtkapazität (C_J).

Beim Vergleich der beiden Abbildungen erkennt man eine Vergrößerung der Verstärkung,

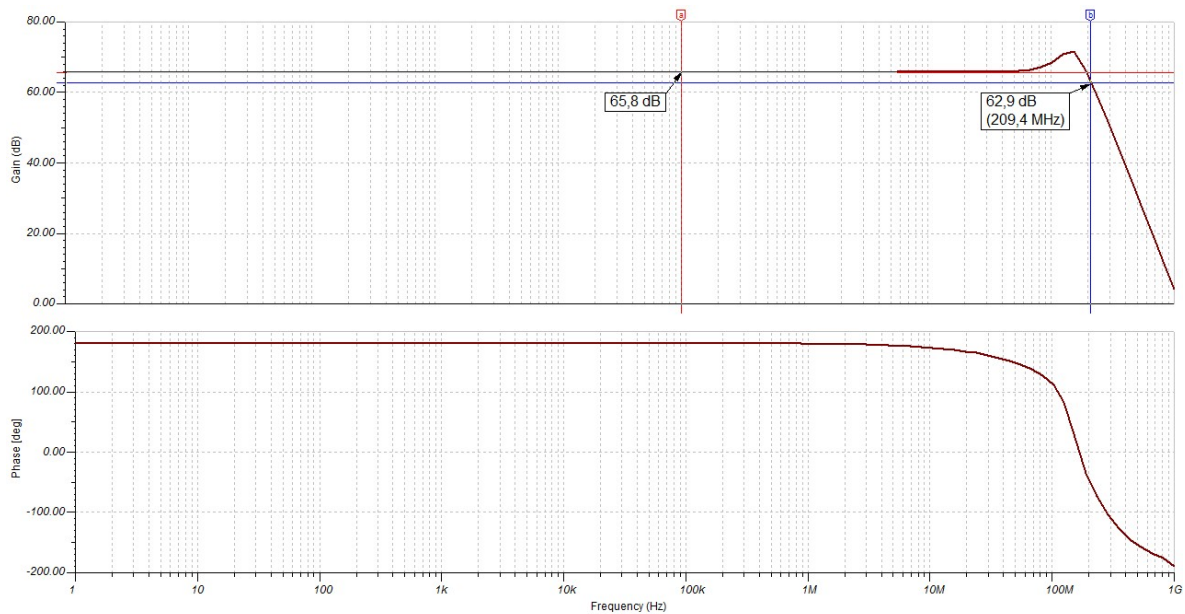


Abbildung 4.2.: Bodediagramm des Transimpedanz-Wandlers ohne Vorspannung

durch die angelegte Vorspannung, um 0,9dB. Wenn man das „Gain Peaking“ außer acht lässt, ergeben sich Grenzfrequenzen über 200MHz. Die Frequenzen liegen über jenen die mit Matlab berechnet wurden. Die Optimierung der Rückkoppelkapazität (C_F) sowie die Berechnung der Grenzfrequenz (f_g) wurden mit den Formeln aus dem Datenblatt des OPVs OPA657 berechnet. Man erkennt in der Simulation jedoch, dass das Überschwingen keineswegs als optimal angesehen werden kann. Daher sind weitere Simulationen nötig, um das Überschwingen zu verringern.

4.1.2. Variation der Rückkoppelkapazität

Um das Überschwingen genauer betrachten zu können wird der betrachtete Frequenzbereich eingeschränkt (1MHz bis 1GHz) (Abbildung 4.4). Es ist für beide Simulationen gleich groß, die Verstärkung der Schaltung ist mit Vorspannung aber höher, daher werden alle weitere Simulationen mit Vorspannung durchgeführt.

4. Spice-Simulationen

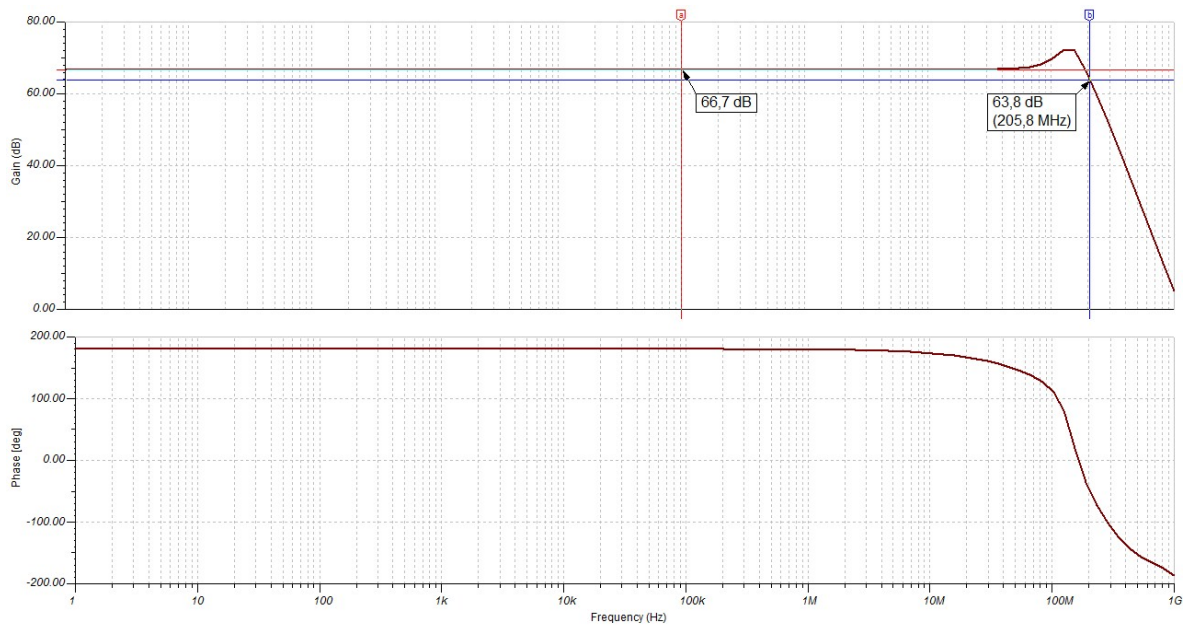


Abbildung 4.3.: Bodediagramm des Transimpedanz-Wandlers mit Vorspannung

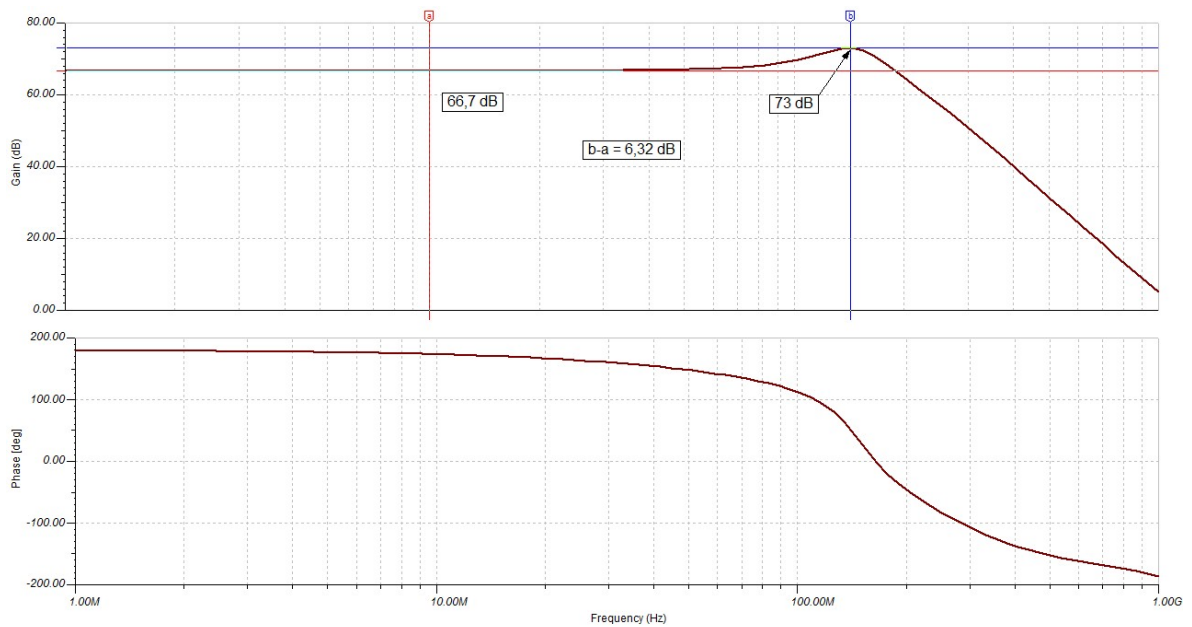


Abbildung 4.4.: Nähere Betrachtung des „Gain Peakings“

4. Spice-Simulationen

Abbildung 4.4 zeigt, dass das größte Überschwingen 6,32dB über der Verstärkung bei niedrigeren Frequenzen liegt. Das ist eindeutig zu hoch, daher ist eine weitere Simulation durchzuführen. Durch Variation von C_F mit Hilfe eines „Parametersweeps“, kann dieses Überschwingen verändert werden.

In Abbildung 4.5 werden fünf verschiedene Werte für C_F , zwischen 0,5 und 1,5pF, einge-

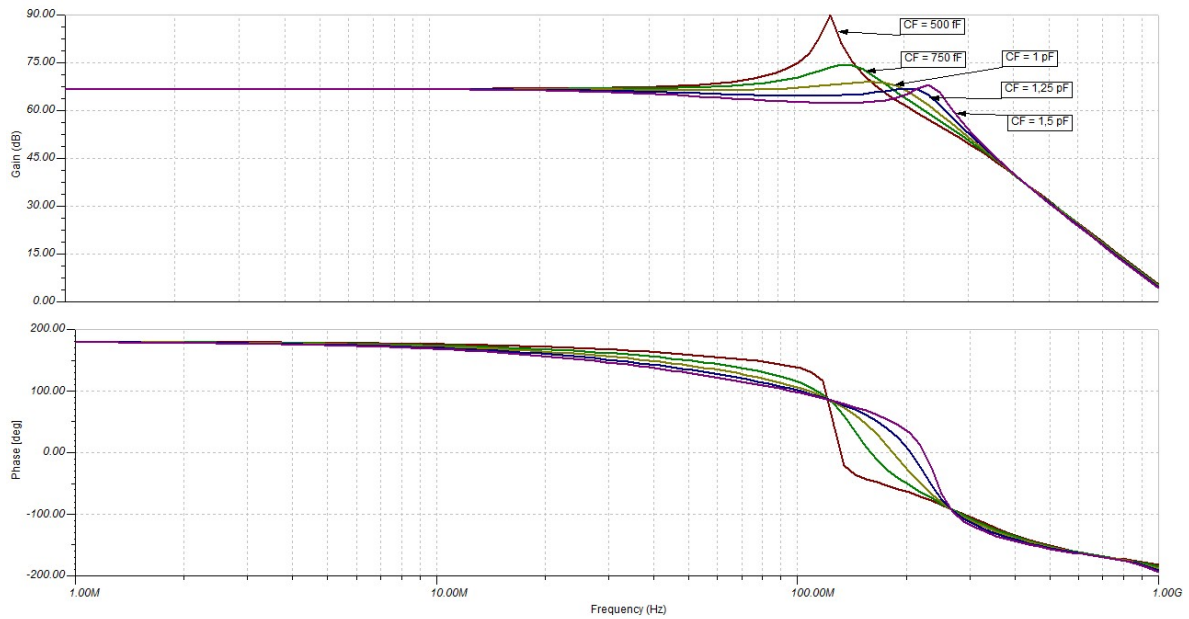


Abbildung 4.5.: Variation der Rückkoppelkapazität C_F

stellt. Man erkennt den starken Einfluss der Rückkoppelkapazität deutlich. Der beste Wert liegt im Bereich von 1pF. Dieser Wert wird daher nochmals betrachtet, diesmal für einen eingeschränkten Frequenzbereich (Abbildung 4.6).

Durch die Vergrößerung der Kapazität von 0,8 auf 1pF, liegt der „Peak“ nur mehr 2,39 dB über dem Wert bei niedrigeren Frequenzen. Eine Verbesserung um 4dB. Die Grenzfrequenz ist um 10MHz von 206 auf 216MHz angestiegen. Die endgültigen Werte für das Rückkoppelnetzwerk des Transimpedanz-Wanlers lauten also:

- Rückkoppelwiderstand (R_F): 2,17k Ω (bzw. aus der Widerstandsreihe E96: 2,15k Ω)
- Rückkoppelkapazität (C_F): 1pF

4. Spice-Simulationen

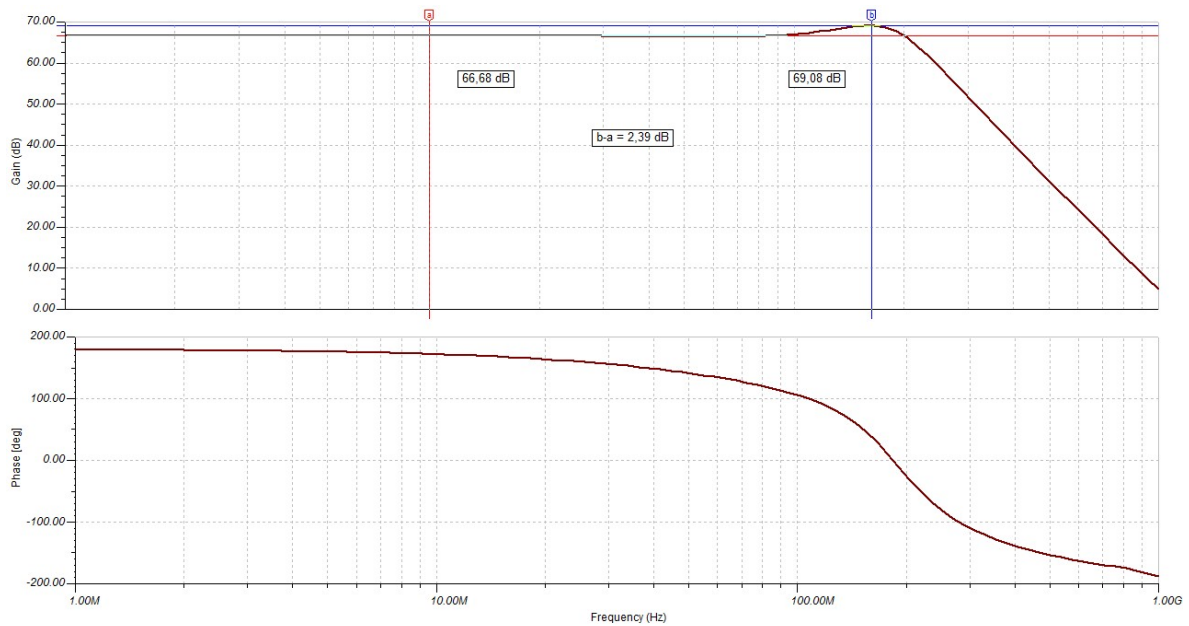


Abbildung 4.6.: Nähere Betrachtung des „Gain Peakings“ mit optimierter Rückkoppelkapazität (C_F)

4.1.3. Ausgangssignal im Zeitbereich

Mit einer Transientenanalyse wird das Ausgangssignal im Zeitbereich betrachtet. Dabei sind die Spannungsamplitude und etwaige Verzerrungen von Interesse. Als Stromeingangssignal wird ein Sinus mit 100MHz und einer Amplitude von 1nA Spitze-Spitze gewählt. Abbildung 4.7 zeigt das Ergebnis dieser Simulation. Ein Sinus mit 100MHz lässt sich also problemlos wandeln. Das Signal ist unverzerrt und weist eine Amplitude von $2,43\mu V$ auf. Der Offset beträgt $-278,46\mu V$. Dieses Signal ist noch zu weit von einem Bereich entfernt, in dem es sinnvoll von einem AD-Wandler weiterverarbeitet werden kann. Daher ist eine weitere Verstärkung notwendig.

4.1.4. Spannungsteiler im Rückkoppelnetzwerk

Da die Verstärkung der ersten Stufe maßgeblich für das Rauschen einer Verstärkernetzwerk verantwortlich ist (Abschnitt 3.6.2.2), wird zunächst versucht diese zu erhöhen. Dazu wird die Schaltung um einen Spannungsteiler im Rückkoppelnetzwerk erweitert (Abschnitt 3.6.2.1).

Abbildung 4.8 zeigt die erweiterte Schaltung. Die Verstärkung des Transimpedanz-Wandlers wurde, durch Dimensionierung des Spannungsteilers, um den Faktor 11 erhöht ($1 + \frac{R_A}{R_B} = 1 + \frac{10k\Omega}{1k\Omega}$). Interessant ist hier die Auswirkung auf den Frequenzgang des Verstärkers (Abbil-

4. Spice-Simulationen

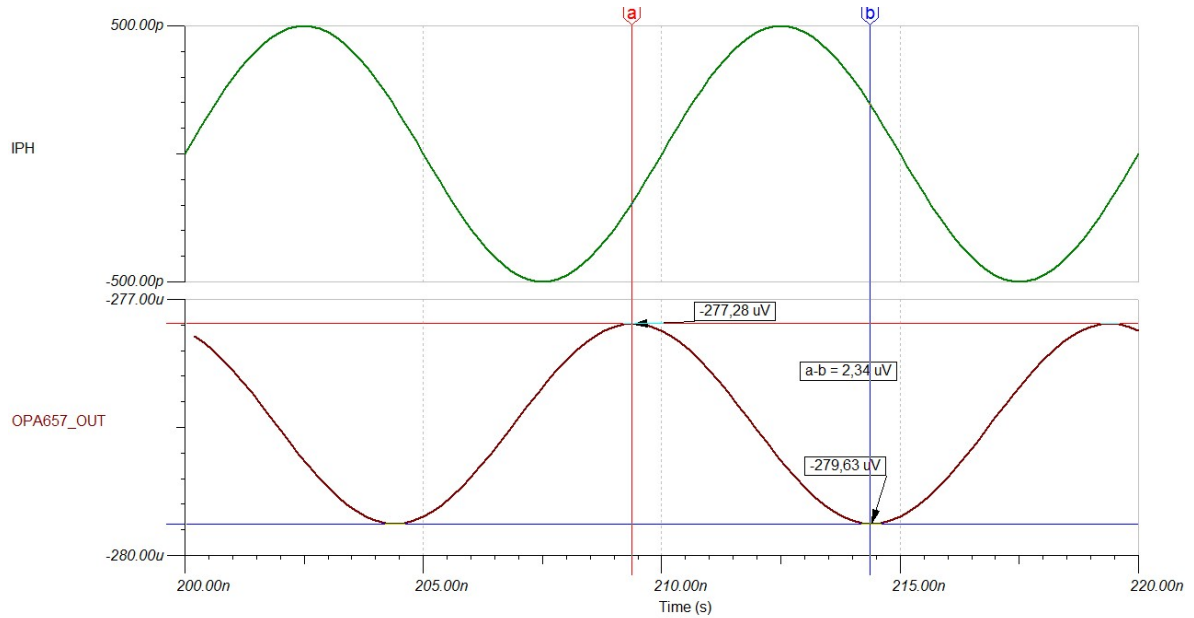


Abbildung 4.7.: Ausgangssignal des Transimpedanz-Wandlers im Zeitbereich

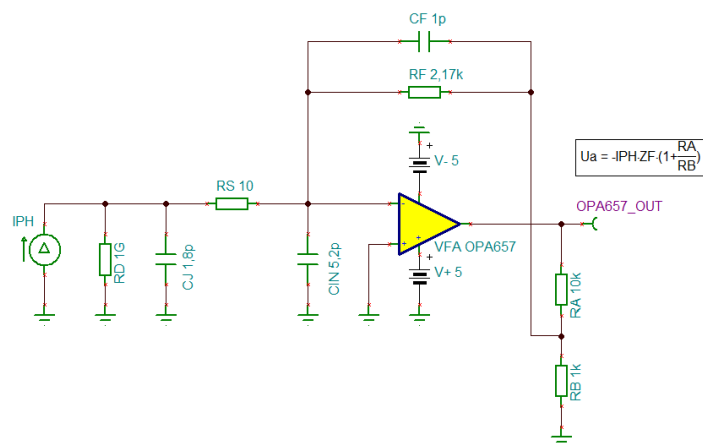


Abbildung 4.8.: Schaltung der ersten Verstärkerstufe mit einem Spannungsteiler im Rückkopplnetzwerk

4. Spice-Simulationen

dung 4.9).

Der Spannungsteiler bringt die erwartete Erhöhung der Verstärkung um ca 21 dB. Das Über-

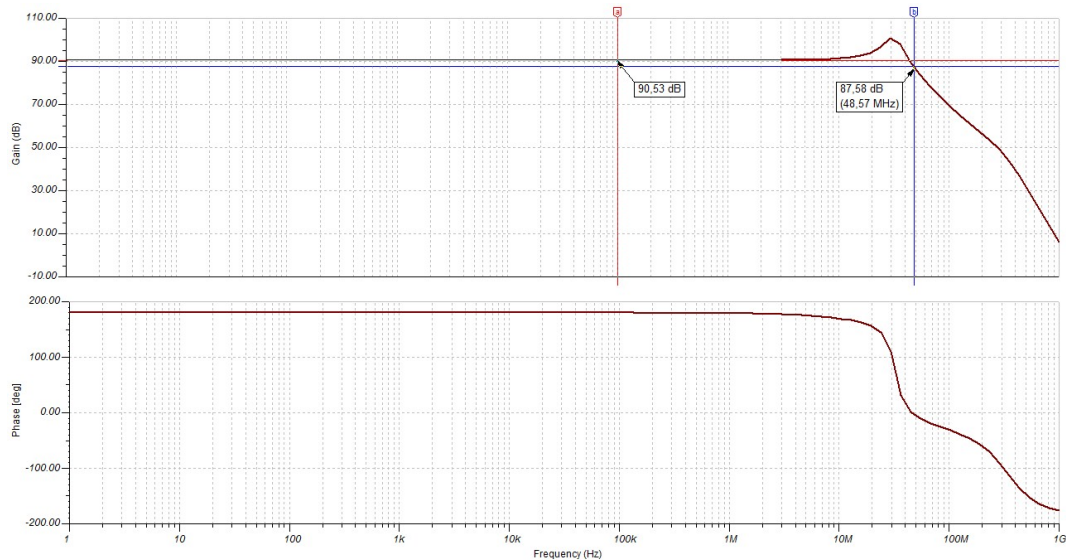


Abbildung 4.9.: Bodediagramm der ersten Verstärkerstufe mit einem Spannungsteiler im Rückkoppelnetzwerk

schwingen der Schaltung könnte, durch abermalige Anpassung der Rückkoppelkapazität C_F , kompensiert werden. Leider wird die resultierende Bandbreite der Schaltung auf 48,57MHz beschränkt. Selbst wenn der Spannungsteiler so dimensioniert wird, dass die Widerstände ($R_A = 10\Omega$ und $R_B = 1\Omega$) sehr viel kleiner als der Rückkoppelwiderstand (R_F) sind, wird die maximale Bandbreite auf ca. 80MHz begrenzt. Dies macht die Schaltung für die momentane Anwendung unbrauchbar, kann aber für die Detektion längerer Lebensdauern durchaus interessant sein. Um die Verstärkung des Gesamtsystems zu erhöhen werden weitere Verstärker benötigt.

4.2. Weitere Verstärkerstufen - Verstärkerkette

In Abschnitt 3.6.2.2 wurde bereits die Verwendung einer Verstärkerkette angekündigt. Aufgrund der hohen, erreichbaren Bandbreite sollte ursprünglich ein Transimpedanz-Verstärker (CFA) als Strom-Spannungswandler (erste Stufe) eingesetzt werden. Dabei hat sich herausgestellt, dass es keine CFAs mit FET-Eingängen gibt und das Stromrauschen des Verstärkers daher zu groß ist. Zahlreiche Simulationen und auch praktische Aufbauten haben gezeigt, dass sich dieser Verstärkertyp aber hervorragend zur weiteren Verstärkung eignet.

4. Spice-Simulationen

Es wurden einige Transimpedanz-Verstärker getestet. Aufgrund der relativ hohen Verstärkung und Bandbreite fiel die Wahl dabei auf den CFA OPA695 von Texas Instruments. Das Verhalten der Schaltung unter Verwendung mehrerer dieser Verstärker ist Gegenstand einer weiteren Simulation.

4.2.1. Frequenzgang der Verstärkerkette

Die weiteren Stufen werden dem Transimpedanz-Wandler als invertierende Verstärker nachgeschaltet. Die besten Ergebnisse, was die erreichbare Bandbreite und Stabilität der CFAs betrifft, führen zu einer Verstärkung um Faktor 11,24 pro Stufe. Um das Ausgangssignal in einen messbaren Bereich anzuheben hat sich herausgestellt, dass dazu mindestens drei weitere Stufen notwendig sind. Abbildung 4.10 zeigt die gewählte Schaltung.

Der vordere Teil der Schaltung (S5973, OPA695) ist gleich geblieben und wird lediglich

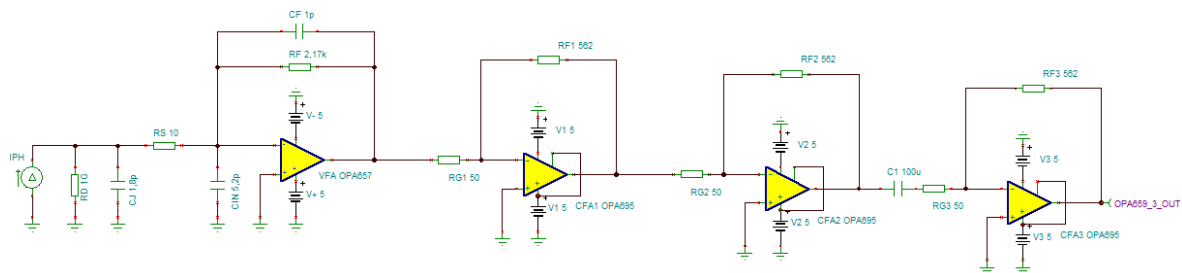


Abbildung 4.10.: Ausgewählte Verstärkerkette

um die drei beschriebenen Verstärkerstufen erweitert. Zunächst ist der Frequenzgang dieser Schaltung von Interesse (Abbildung 4.11). Es zeigt sich eine Verstärkung um ungefähr 20dB pro Stufe. Die Gesamtverstärkung beträgt nun rund 128dB. Die gesamte Bandbreite ergibt laut Simulation 125MHz. Mit der bekannten Formel $t_{r,10\%-90\%} = \frac{0,35}{BW}$ ergibt sich daraus eine maximale Anstiegs- bzw. Abfallzeit des eingespeisten Signals von 3ns. Mit einer weiteren Simulation im Zeitbereich wird dies überprüft.

4.2.2. Ausgangssignal der Verstärkerkette im Zeitbereich

Zunächst wird wiederum ein Sinus mit 100MHz und einer Amplitude von 1nA Spitze-Spitze in die Kette eingespeist. Die Transientenanalyse in TinaTi liefert das Ergebnis in Abbildung 4.12. Das Bild zeigt das Eingangssignal der Stromquelle und die Ausgangsspannungen der jeweiligen Stufen. Das Ausgangssignal der einzelnen Stufen weist zwar Phasenverschiebungen auf, es

4. Spice-Simulationen

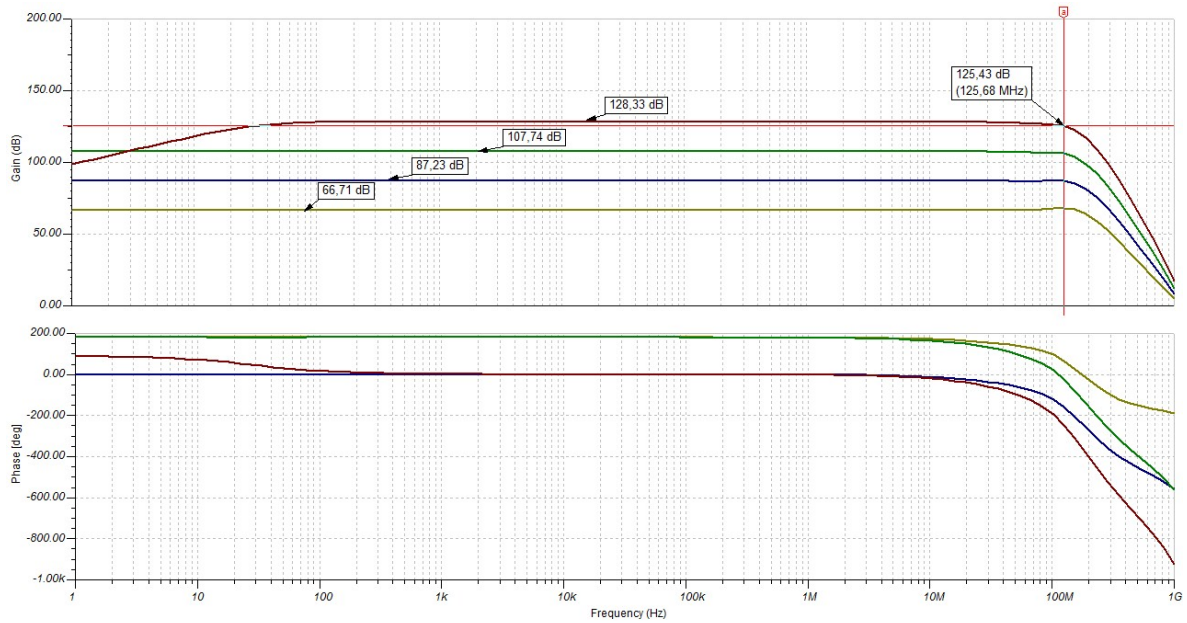


Abbildung 4.11.: Bodiagramm der Verstärkerkette

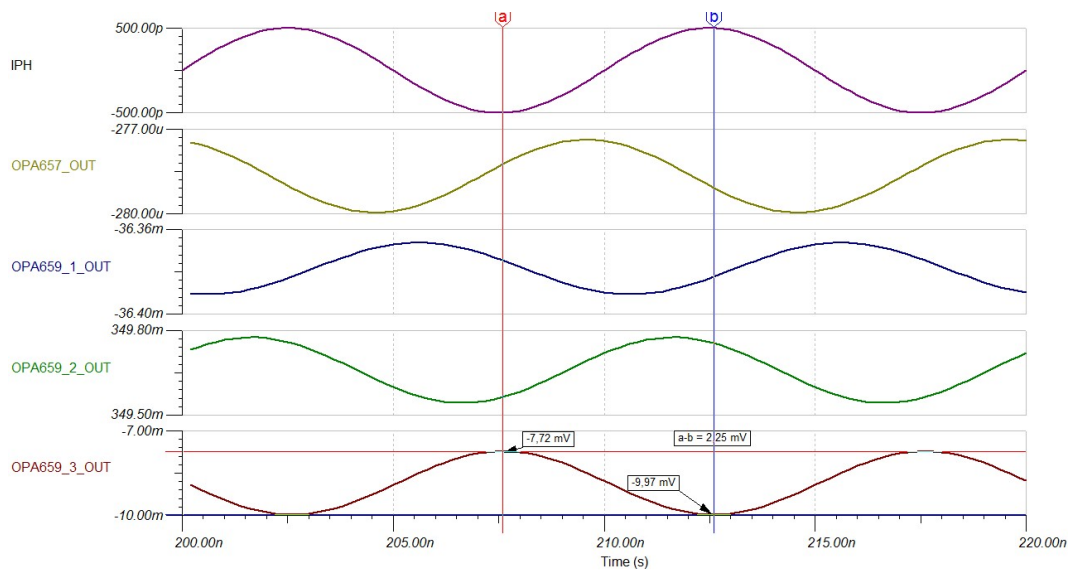


Abbildung 4.12.: Ausgangssignal der Verstärkerkette im Zeitbereich

4. Spice-Simulationen

ist aber keine Signalverzerrung festzustellen. Die Ausgangsamplitude (Spitze-Spitze) der letzten Verstärkerstufe beträgt 2,5mV. Erhöht man das Eingangssignal auf 10nA Spitze-Spitze erreicht die Ausgangsamplitude bereits 22,5mV, was für die vorliegende Anwendung sehr brauchbar ist.

Zu guter Letzt wird noch ein eigens definiertes Rechtecksignal in die Verstärkerkette einge-

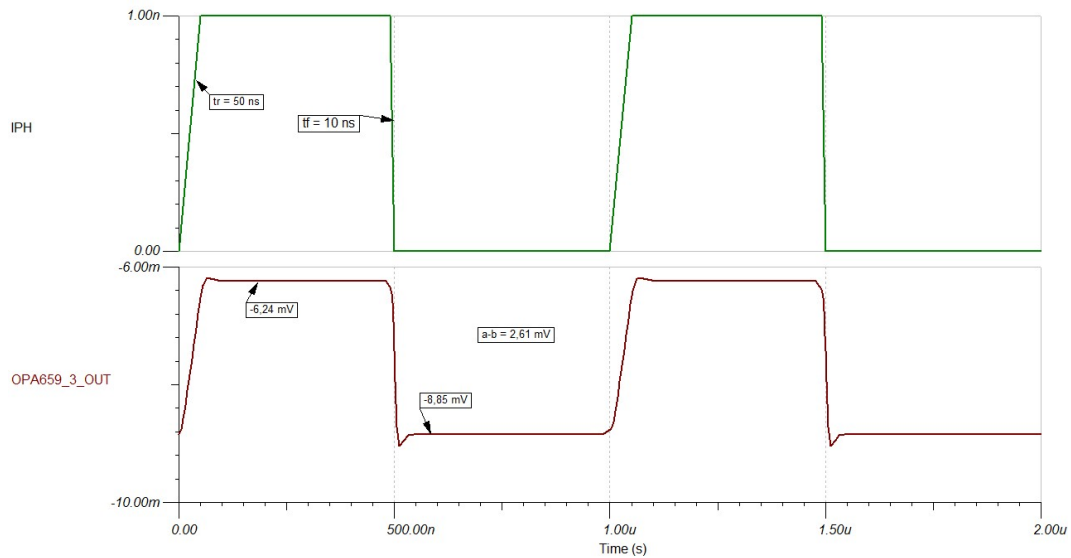


Abbildung 4.13.: Ausgangssignal der Verstärkerkette im Zeitbereich mit einem Rechtecksignal am Eingang

speist. Es wird überprüft, ob die Abfallzeit dieses Rechtecks möglichst unverzerrt verstärkt wird. Dabei wird eine Signalperiode von 1kHz gewählt. Die Amplitude schwingt zwischen 0 und 1nA. Die Anstiegszeit (t_r) beträgt 50ns (da sie hier nicht von Interesse ist wurde sie relativ groß gewählt), die Abfallzeit (t_f) 10ns. Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abbildung 4.13 dargestellt.

Es ergibt sich wiederum eine Amplitude von rund 2,5mV (Spitze-Spitze). Das kleine Überschwingen des Signals ist auf das restliche Überschwingen („Gain Peaking“) der Verstärkerkette zurückzuführen. Diese macht bei der Messung der gewünschten Abfallzeit nur einen geringen Fehler. Für die hier vorgestellte und simulierte Schaltung wird nun ein PCB-Layout erstellt.

5. Implementierung

In den vorangegangenen Kapiteln wurde eine geeignete Schaltung zur Detektion kleiner und schneller Lichtsignale gesucht. Das Ergebnis der Berechnungen und Simulationen ergab die Verwendung eines Transimpedanz-Wandlers in Verbindung mit weiteren Verstärkern (Verstärkerkette). Diese Schaltung wird nun im praktischen Teil realisiert. Dazu gehört zuerst ein geeignetes Layout. Für das PCB-Design wird das Programm Altium Designer Release 10 verwendet. Die berechnete Schaltung kann Signale im dreistelligen MHz-Bereich verarbeiten. Daher ist bei der Entwicklung des Layouts auf ein geeignetes HF-Design zu achten. Danach wird die Schaltung mit einem Fräsbohrplotter ProtoMat[®] S62 der Firma LPKF erstellt und mit den gewählten Bauteilen bestückt. Zu guter Letzt sollen einige Messungen Aufschluss über die korrekte Funktion der Schaltung liefern.

5.1. PCB-Design

Für ein HF taugliches Layout der Schaltung müssen einige Dinge beachtet werden. Die Anregungen hierfür können in einschlägigen Applikationsschriften nachgelesen werden [1] [3] [4]. Die wichtigsten Aspekte können folgendermaßen zusammengefasst werden:

- Kurze, möglichst gerade Signalwege
- Mehrlagige Platine
- Masseflächen (außer um die Signalleitungen (Rubout))
- SMA-Stecker zur Signalauskopplung plus geeigneter Abschluss (Reflexionen)
- Auswahl geeigneter Bauelemente
- Spannungsversorgung entkoppeln (Filter und Stützkondensatoren)
- Geeignete Signaleinkopplung

5. Implementierung

Um Reflexionen schneller Signale zu vermeiden müssen die Signalwege der Schaltung möglichst kurz gehalten werden. Der Zusammenhang lautet hier Länge $\ll \frac{\lambda}{10}$ oder besser Länge $< \frac{\lambda}{20}$. Beispielsweise dürfe die Signalleitung bei einer Frequenz von 300MHz nicht länger als 5cm sein. Es zeigt sich also, dass die Signalwege und daher auch der Abstand der Verstärker untereinander minimiert werden müssen.

Bei den meisten HF-Layouts werden mehrlagige Platinen verwendet. Das „Evaluation Board“ THS3202 EVM von Texas Instruments verwendet beispielsweise vier Lagen um eine bestmögliche Entkopplung zu erreichen. Diese Lagen lauten:

- Erste Lage: Signale und Bauteile
- Zweite Lage: Masse
- Dritte Lage: Versorgung
- Vierte Lage: Masse und Signal

Um rasch zu einem Prototypen zu gelangen wird in diesem Fall aber auf die Verwendung eines Fräsbohrplotters zurückgegriffen. Dieser ist aber nur in der Lage zweiseitige Platinen zu erstellen. Daher muss beim Design des Prototypen umso mehr auf ein sorgfältiges Layout geachtet werden.

Zur Vermeidung von Störeinkopplungen wird eine Massefläche über beide Seiten der Platine gezogen, um den Signalströmen einen Rückweg mit möglichst geringer Induktivität bereitzustellen. Dabei ist aber darauf zu achten, dass die Signalleitungen selbst - vor allem der invertierende Eingang der OPVs - von dieser Massefläche befreit werden.

Der Grund liegt in der Vermeidung von Streukapazitäten und der Einkopplung des Rauschens der Massefläche. Kapazitäten von nur 1pF am invertierenden Eingang können das Verhalten des Verstärkers stark beeinflussen, oder sogar zu Oszillationen führen.

Zur Signalauskopplung am Ende der letzten Stufe wird ein SMA-Stecker, der die besten HF-Eigenschaften aufweist, verwendet. Das Ausgangssignal soll in weiterer Folge in ein Oszilloskop eingespeist werden, daher muss am Ausgang ein zusätzlicher 50Ω Widerstand eingeplant werden, um Reflexionen zwischen dem Verstärkerausgang und dem Oszilloskop zu vermeiden.

Für die äußere Beschaltung der Operationsverstärker werden generell „Surface-Mounted Device“ (SMD)-Bauteile verwendet. Diese Technologie weist eine äußerst geringe Anschlussimpedanz auf, wodurch die Streuinduktivitäten und -kapazitäten minimiert werden. Außerdem ist dadurch ein kompakteres Layout möglich [4].

5. Implementierung

5.1.1. Entkopplung der Spannungsversorgung

Um schnelle Schalttransienten des Labornetzteiles zu unterdrücken, werden an jedem Versorgungsanschluss der OPVs Stützkondensatoren angebracht. Dafür kommen ein Keramik-Kondensator und ein zusätzlicher Tantal-Kondensator zur Anwendung. Der Keramik-Kondensator wird so nah wie möglich zwischen dem jeweiligen Versorgungsanschluss und dem Masseanschluss des ICs platziert.

Hochfrequente Ströme sollen dabei nur zwischen dem IC und dem Keramik-Kondensator

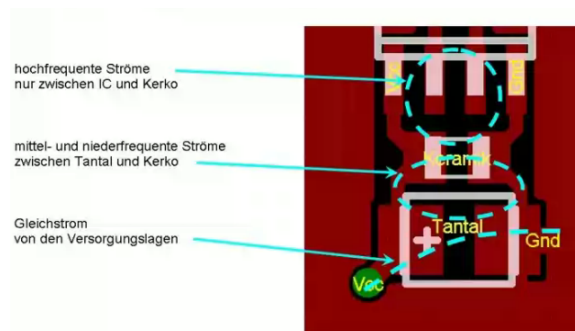


Abbildung 5.1.: Idealer Anschluss der Stützkondensatoren (www.lothar-miller.de)

fließen. Für mittel- und niederfrequente Ströme ist der Tantal-Kondensator zuständig. Die optimale Platzierung dieser Kondensatoren zeigt Abbildung 5.1, sie wurde auf der Homepage von Lothar Miller (www.lothar-miller.de) entdeckt.

Durch die hohe Anzahl an ICs und demnach auch an Versorgungsanschlüssen, wird darauf geachtet, dass die Masseanschlüsse aller Kondensatoren möglichst nahe beieinander liegen. Dies dient der Minimierung von differentiellen Stromschleifen [4].

Zusätzlich sollen die Verstärker untereinander entkoppelt werden. Hierzu wird ein geeigneter LC-Filter, bestehend aus einem $22\mu F$ großen Tantal-Kondensator und einer SMD-Ferritperle („SMD-Ferrit Bead“), eingesetzt. Die Ferritperle dämpft, bedingt durch ihren Frequenzgang, nur hochfrequente Störungen, Gleichspannungsanteile bleiben unbeeinflusst.

5.1.2. Signaleinkopplung

Um die Photodiode, die eine aktive Fläche von $0,12\text{mm}^2$ aufweist, angemessen beleuchten zu können, wird ein LWL mit einem Durchmesser von $400\mu\text{m}$ verwendet. Da es für umfangreiche Tests des Prototypen äußerst unpraktisch ist diesen mit der Hand auf den Photodetektor zu halten, wird eine entsprechende Aufnahme- und Justiereinrichtung gebaut. Hierzu wird ein

5. Implementierung

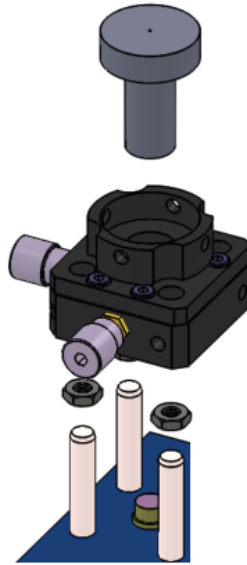


Abbildung 5.2.: Aufnahme- und Justiereinrichtung zur Einkopplung eines Lichtsignals

Kunststoffteil gedreht und in der Mitte mit einer $400\mu\text{m}$ dicken Bohrung, zur Aufnahme des Lichtwellenleiters (LWL), versehen. Für die Justierung des LWLs wird eine zugekaufte Positioniereinrichtung (Linos) verwendet. Abbildung 5.2 zeigt die komplette Einrichtung. Die Konstruktionszeichnungen befinden sich in Anhang A. Am anderen Ende des LWLs wird ein geeigneter Optikblock angebracht.

Dieser Optikblock dient als Aufnahme für etwaige Farbstoffe, Filter etc. und verfügt des Weiteren über einen XY-Tisch zur optimalen Einkopplung des Lichtsignals in den LWL.

5.1.3. PCB-Layout

Abbildung 5.3 zeigt ein 3D-Layout der entwickelten Schaltung. Es befinden sich ein paar zu Aussparungen für zusätzliche Komponenten auf dem PCB. Weitere Anschlüsse für eine Kapazität und einen Widerstand am Eingang des Transimpedanz-Wandlers, um etwaige Anpassungen bezüglich des Rauschens und des „Gain Peakings“ vornehmen zu können. Sollte der DC-Offset zu groß werden, können zwischen den Verstärkerstufen Blockkondensatoren angebracht werden. Um das Ausgangsrauschen zu begrenzen wird zusätzlich ein Kondensator mit 33pF am Ausgang installiert. Dieser bildet mit dem 50Ω Abschlusswiderstand einen RC-Tiefpass mit ca. 96 MHz . Die Schaltpläne, das 2D-PCB-Layout sowie eine Bauteilliste befinden sich in Anhang A.

5. Implementierung

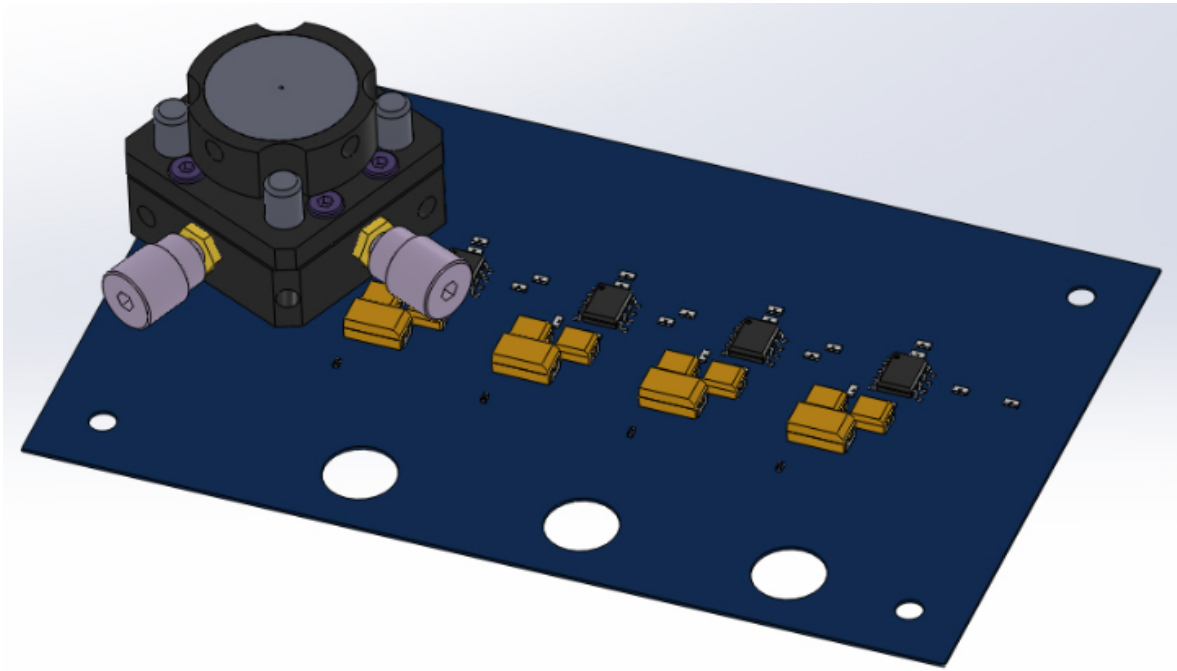


Abbildung 5.3.: 3D-Layout des entwickelten Prototypen

5.2. Messungen

Der entwickelte Prototyp wird nun in diesem Abschnitt bezüglich seines Rauschverhaltens, des Signalpegels und der erreichten Abfallzeit vermessen. Dazu wird zuerst der entsprechende Messaufbau vorgestellt. Um das grundsätzliche Verhalten der Schaltung zu untersuchen soll zunächst das Lasersignal direkt eingespeist werden.

Dieses wird über mehrere Frequenzen variiert und eine entsprechende Messreihe aufgenommen. Des Weiteren folgen einige Auswertungen der aufgenommenen Daten. Danach wird zwischen das Lasersignal und den Detektor eine fluoreszierende Folie eingebaut und die Lebensdauer des emittierten Lichtsignals bestimmt. Die endgültige Verstärkerkonfiguration für die folgenden Messungen ist in dem Blockdiagramm in Abbildung 5.4 dargestellt.

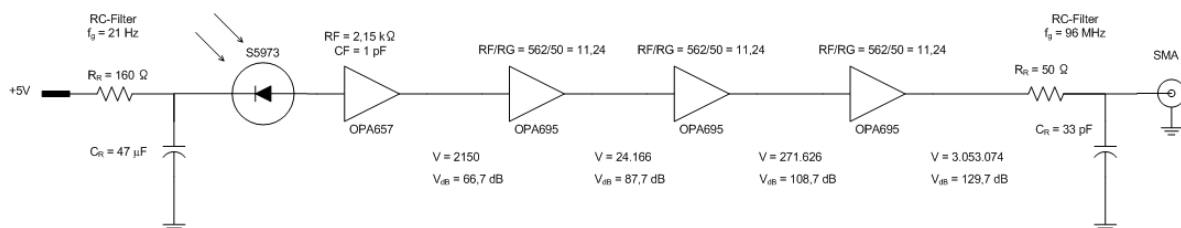


Abbildung 5.4.: Blockdiagramm der entgültigen Verstärkerkonfiguration

5.2.1. Direkte Messung des Anregungslichts

Für die nachfolgenden Messungen wird der modulierbare Laser FSL500 (Abschnitt 2.3.2) der Firma Picoquant verwendet. Er besteht aus einem Laserdiodentreiber und dem zugehörigen Laserkopf. Der Laserkopf wiederum besteht aus dem eigentlichen Halbleiterlaser mit Kollimator. Dieser emittiert sichtbares Licht mit einer Wellenlänge von 485nm (blau). Der Treiber wird extern mit dem Funktionsgenerator 81150A von Agilent getriggert. Dadurch können Frequenzen zwischen 10Hz und 12MHz vorgegeben werden.

Da in weiterer Folge verschiedene Farbstoffe getestet werden sollen, welche unterschiedliche optimale Anregungsfrequenzen haben, wird das Signal mit mehreren Pulswiederhol frequenzen (1kHz, 100kHz, 1MHz, 3MHz) eingespeist. Zur Bestimmung des $\frac{1}{e}$ -Abfalls des Systems wird ein rechteckförmiges Signal gewählt. Folgende Verläufe werden mit dem Oszilloskop aufgenommen:

- Rauschen ohne Signal
- Signalperiode plus Rauschen
- Gemittelte Signalperiode
- Gemittelte Abfallzeit

Die Bilder und die dazugehörigen Daten können mit dem verwendeten Oszilloskop (Agilent MSO7104A) direkt an einen Messrechner gesendet werden. Sie werden in einem weiteren Abschnitt ausgewertet. Zusätzlich soll die am Detektor eingespeiste Lichtleistung gemessen werden. Hierzu steht das „Lightwave-Multimeter“ (LW-MM) HP8153A zur Verfügung. Das Signal muss aber extra in das LW-MM eingespeist werden (Abbildung 5.5).

Es ist wichtig die Lichtleistung zu kennen, da sie einen starken Einfluss auf die zukünftig verwendeten Farbstoffe hat. Sie sollte möglichst klein sein, damit die Farbstoffe nicht zu schnell ausbleichen („Photobleaching“). Zunächst wird nun der Messaufbau und die notwendigen Geräteeinstellungen vorgestellt.

5. Implementierung

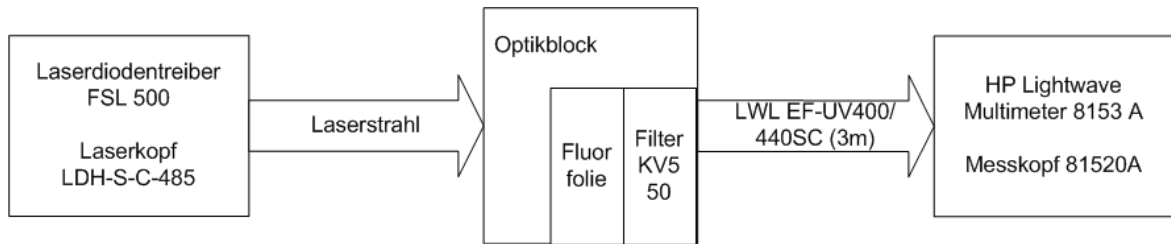


Abbildung 5.5.: Blockdiagramm des Messaufbaus zur Messung der Lichtleistung

5.2.1.1. Messaufbau und Geräteeinstellungen

Der Messaufbau ist in Form eines Blockdiagramms in Abbildung 5.6 dargestellt. Der eingezeichnete Graufilter im Optikblock dient dazu, die eingespeiste Lichtleistung zu dämpfen. Der Laser selbst hat nämlich nur zwei Einstellungsmöglichkeiten der Ausgangsleistung, High (100%) oder Low (30%) (Abschnitt 2.3.2). Der Optikblock verfügt - wie auch die Einkoppleinrichtung auf der Platine - über eine XY-Justierung, mit deren Hilfe das Signal optimal in den Lichtwellenleiter eingekoppelt werden kann. Die Geräteeinstellungen für die aktuelle Messung sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

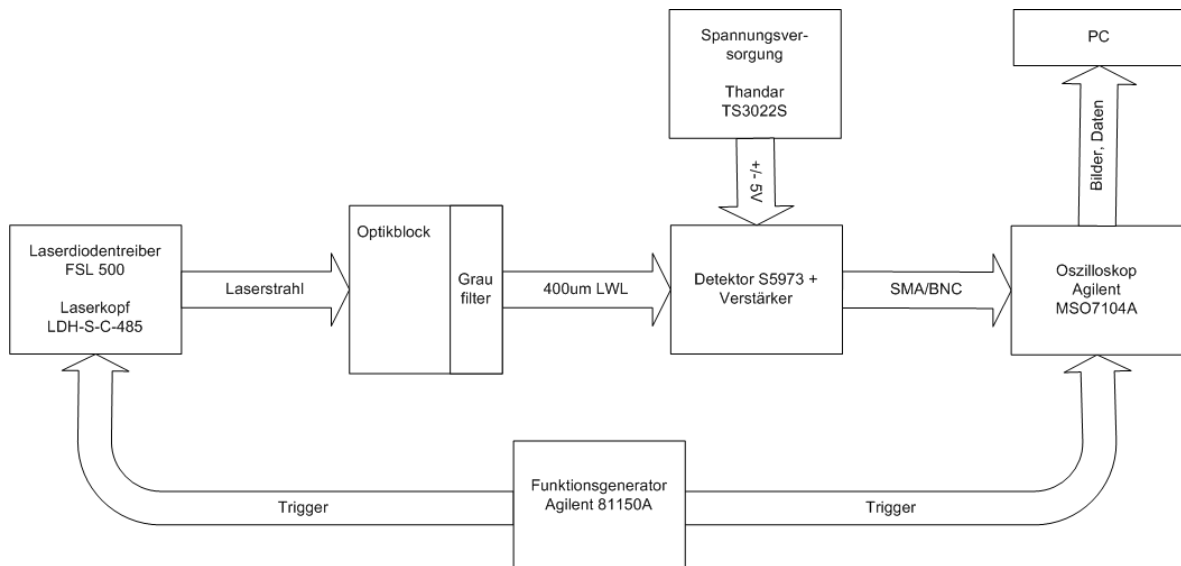


Abbildung 5.6.: Blockdiagramm des Messaufbaus für die direkte Messung des Anregungslichts

5. Implementierung

Gerät	Einstellung	Wert/Kommentar
Laserdiodentreiber	Power	Low (35%)
	Trigger	Extern über Funktionsgenerator
	Laserkopf	Anstecken und positionieren; Peakwellenlänge: 485nm
Optikblock	Filter	LEE 299 Graufilter
	LWL	Thorlabs Fiber Optics BFH48-400
	Ausrichtung: Signal → LWL	Durchlicht ¹
Lightwave-Multimeter	Wellenlänge	485nm
Oszilloskop	Trigger	Edge: Trigger von FG Mode: Normal
	Invertierung	Signal: nein Trigger: nein
	Mittelung	0, 256
	BW-Limit (Filter 20MHz)	nein
	Eingangsimpedanz	Signal: 50Ω Trigger: 1MΩ
Funktionsgenerator	Signalart	Rechteck
	Amplitude	$2V_{pp}$
	Frequenz	1kHz, 100kHz, 1MHz, 3MHz
	Tastgrad	50%
	Ausgangsimpedanz	50Ω

Tabelle 5.1.: Messaufbau und Einstellungen

Mit Hilfe dieses Aufbaus und der angegebenen Einstellungen werden im nächsten Schritt die entsprechenden Messungen durchgeführt. Ein Geräteverzeichnis ist in Abschnitt 5.2.3 zu finden.

¹Für eine bessere Trennung von Anregungs- und Lumineszenzsignal wird oft auch eine um 90° versetzte Anordnung verwendet

5. Implementierung

5.2.1.2. Messwerte und Tabellen

Die gemessenen Werte in Tabelle 5.2 zeigen, dass das gemittelte Signal, unabhängig von der verwendeten Pulswiederholffrequenz, relativ konstant bleibt. Die aufgenommenen Rauschspannungen befinden sich in der Gegend der Signalamplituden. Eine weitere Auswertung der Daten wird Aufschluss über die Höhe des tatsächlichen Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR) bringen.

	Oszilloskop				LW-MM
f_{Rep}	$U_{Rauschpp}$	$U_{SigRauschpp}$	$\overline{U_{Sigpp}}$	$t_{f_{90\%-10\%}}$	P_{Licht}
[kHz]	[V]	[V]	[V]	[ns]	[μW]
1	1,59	3,16	1,49	8	4,48
100	1,28	2,94	1,42	8	4,17
1000	1,09	2,34	1,44	8	3,86
3000	1,00	2,38	1,37	8	3,77

Tabelle 5.2.: Messwerte

f_{Rep}	...	Pulswiederholffrequenz
$U_{Rauschpp}$...	Spitze-Spitze Wert der Rauschspannung (ohne Signal)
$U_{SigRauschpp}$...	Spitze-Spitze Wert des Signals plus Rauschen
$\overline{U_{Sigpp}}$...	Spitze-Spitze Wert des gemittelten Signals
$t_{f_{90\%-10\%}}$...	Abfallzeit des gemittelten Signals von 90% auf 10%
P_{Licht}	...	Lichtleistung
LW-MM	...	Lightwave-Multimeter

Die Abfallzeit (t_f) des Signals bleibt über alle Frequenzen gleich, was für diese Anwendung am Wichtigsten ist. Die Lichtleistungen sind im unteren μW -Bereich sehr niedrig angesiedelt. Ohne Graufilter bewegen sich diese Leistungen im Bereich von $130\mu W$. Die unterschiedlichen Pulswiederholffrequenzen sind deshalb interessant, da mit diesem Prototypen in weiterer Folge unterschiedliche Farbstoffe vermessen werden sollen. Diese haben verschiedene, optimale Anregungsfrequenzen.

Zwei Abbildungen werden hier, stellvertretend für die restlichen Messungen diskutiert. Abbildung 5.7 zeigt das 256-fach gemittelte Signal mit einer Pulswiederholffrequenz von 3MHz. Das

5. Implementierung

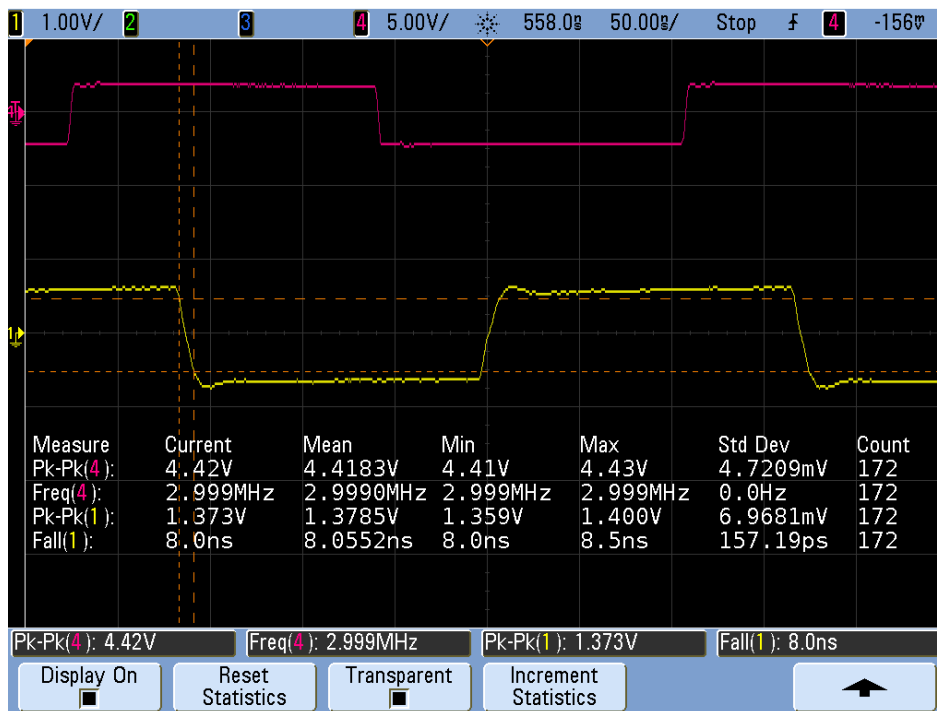


Abbildung 5.7.: Periode und Abfallzeit des gemessenen Signals am Verstärkerausgang ($f_{Rep} = 3MHz$)

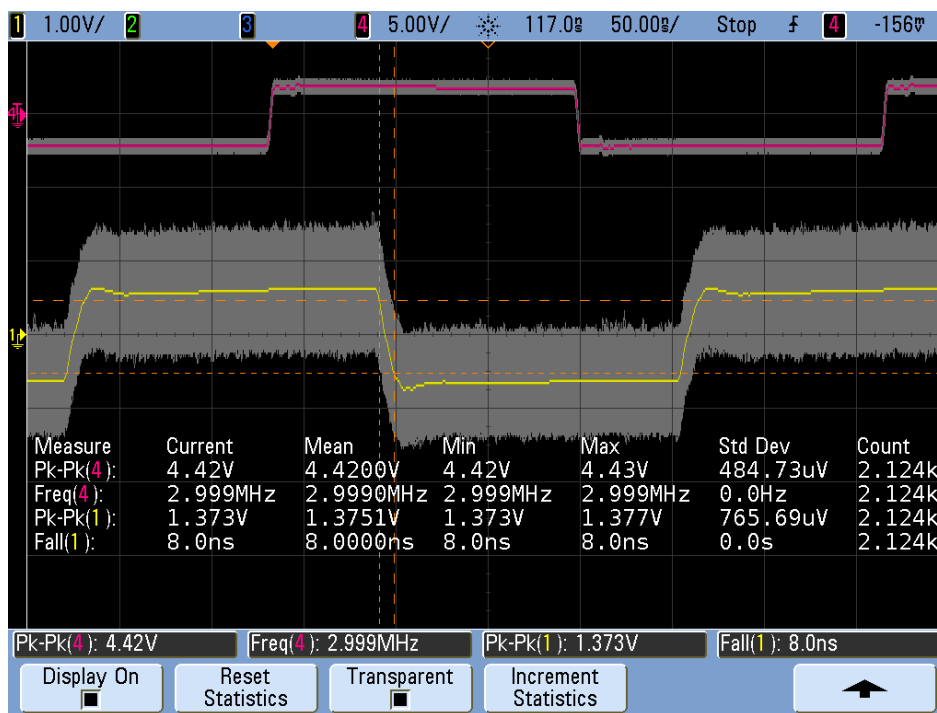


Abbildung 5.8.: Verrauschtes und gemitteltes Signal am Verstärkerausgang ($f_{Rep} = 3MHz$)

5. Implementierung

obere Signal ist das Triggersignal des Funktionsgenerators, das untere das gemessene Lichtsignal. Eine Amplitude von 1,3V ist schon sehr beträchtlich und für einen A/D-Umsetzer schon etwas groß.

Bei der Verwendung von Farbstoffen ist aber ohnehin mit geringeren Amplituden zu rechnen. Wie bereits bei der Simulation der Schaltung, ist auch hier das kleine restliche Überschwingen, bedingt durch das „Gain Peaking“ zu erkennen. Da es aber nur sehr kurz ist, wird es bei der Bestimmung der Abfallzeit, durch die Auswahl eines geeigneten Fit-Algorithmus, nur einen sehr kleinen Fehler verursachen.

Eine weitere Aufnahme zeigt das Signal und das Rauschen in einer gemeinsamen Abbildung (5.8). Es lässt sich wiederum erkennen, dass sich das Signal und das Rauschen in der gleichen Größenordnung befinden. Eine Auswertung der Daten folgt im nächsten Abschnitt.

5.2.1.3. Auswertung der Messergebnisse

Die Auswertung der Daten wird mit der Software Origin 8.5 von OriginLab[®] durchgeführt. Folgende Berechnungen sind dabei von Interesse.

- Berechnung des Signal-Effektivwertes ($u_{eff,Rauschen}$)
- Bestimmung der Standardabweichung (σ)
- Berechnung des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR)
- Bestimmung des $\frac{1}{e}$ -Abfalls (Lebensdauer) aus der Abfallzeit ($t_{f,90\%-10\%}$) des Signals

Der Signal-Effektivwert ($u_{eff,Rauschen}$) kann aus den Werten in Tabelle 5.2 gewonnen werden. Als Grundlage zur Bestimmung der Standardabweichung dienen die Anwendungsanmerkungen von Art Kay (Texas Instruments) [2]. Darin wird beschrieben wie man aus der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (PDF) die Standardabweichung des Rauschens bestimmt. Geht man von mittelwertfreiem Rauschen aus, ist die Standardabweichung mit dem Effektivwert des Rauschens gleichzusetzen. Die entsprechenden Formeln lauten:

$$\mu = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n x_i \quad (5.1)$$

μ ... Mittelwert

x_i ... Diskreter Messpunkt

5. Implementierung

n ... Anzahl der Messpunkte

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2} \quad (5.2)$$

σ ... Standardabweichung

σ^2 ... Varianz

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2} \quad (5.3)$$

RMS... Effektivwert („Root Mean Square“)

Man erkennt, dass für den mittelwertfreien Fall ($\mu = 0$), die Standardabweichung dem Effektivwert entspricht ($\sigma = RMS = u_{eff,Rauschen}$). Zunächst werden nun die Rauschdaten in Origin eingefügt und vom Mittelwert, der dem Gleichspannungsanteil entspricht, befreit. Abbildung 5.9 zeigt das bearbeitete Rauschsignal für eine Pulswiederholfrequenz von 3MHz.

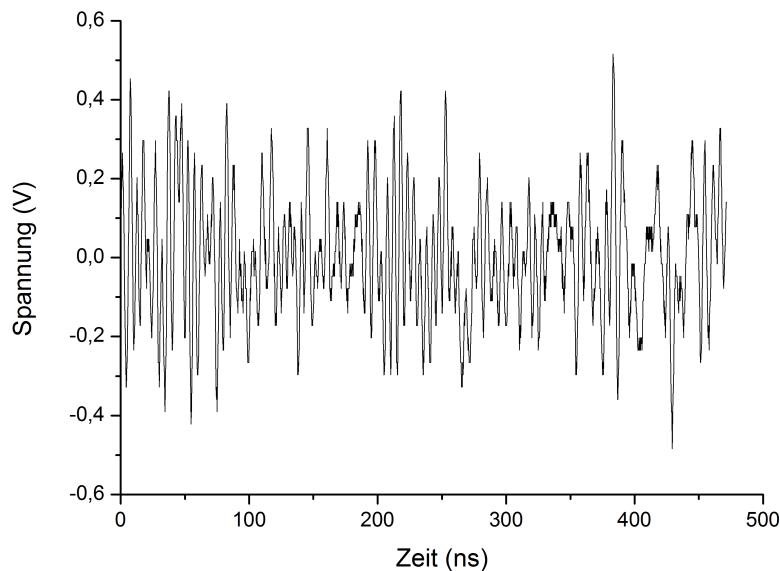


Abbildung 5.9.: Rauschsignal mit entferntem Gleichspannungsanteil für eine Pulswiederholfrequenz von 3MHz

Origin bietet die Möglichkeit die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (PDF) direkt aus den Messdaten zu erstellen und berechnet im Hintergrund gleich die Standardabweichung. Abbil-

5. Implementierung

Abbildung 5.10 zeigt die berechnete PDF. Die berechnete Standardabweichung ergibt in diesem

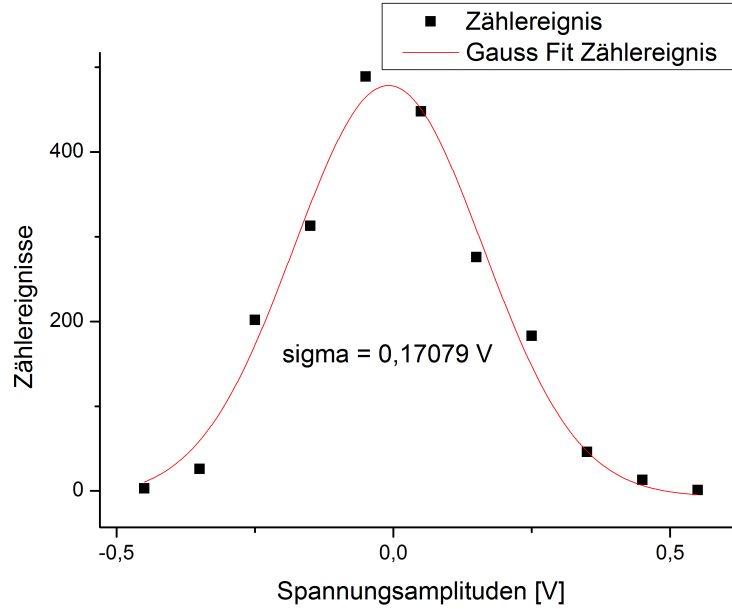


Abbildung 5.10.: PDF für das Rauschsignal aus Abbildung 5.9

Fall $170,79\text{mV}$, was dem Effektivwert des Rauschens ($u_{eff,Rauschen}$) gleichzusetzen ist. Im nächsten Schritt wird nun das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) dieses Signal bestimmt. Die entsprechende Formel lautet:

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{Signal}}{P_{Rauschen}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{u_{eff,Signal}}{u_{eff,Rauschen}} \right) \quad (5.4)$$

Der Effektivwert des Signals wird aus dem Spitze-Spitze Wert des Signals aus Tabelle 5.2 berechnet (Gleichung 5.5). Gleichung 5.6 zeigt das berechnete SNR für das aktuelle Signal.

$$u_{eff,Signal} = \frac{\overline{u_{Sigpp}}}{\sqrt{8}} = \frac{1,37}{\sqrt{8}} = 482,37\text{mV} \quad (5.5)$$

$$SNR_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{482,37}{170,79} \right) = 9,02\text{dB} \quad (5.6)$$

Die Höhe des SNRs ist für ein derart kleines Lichtsignal am Eingang durchaus passabel. Bei der Messung mit Farbstoffen ist aber mit kleineren Signalamplituden und somit auch

5. Implementierung

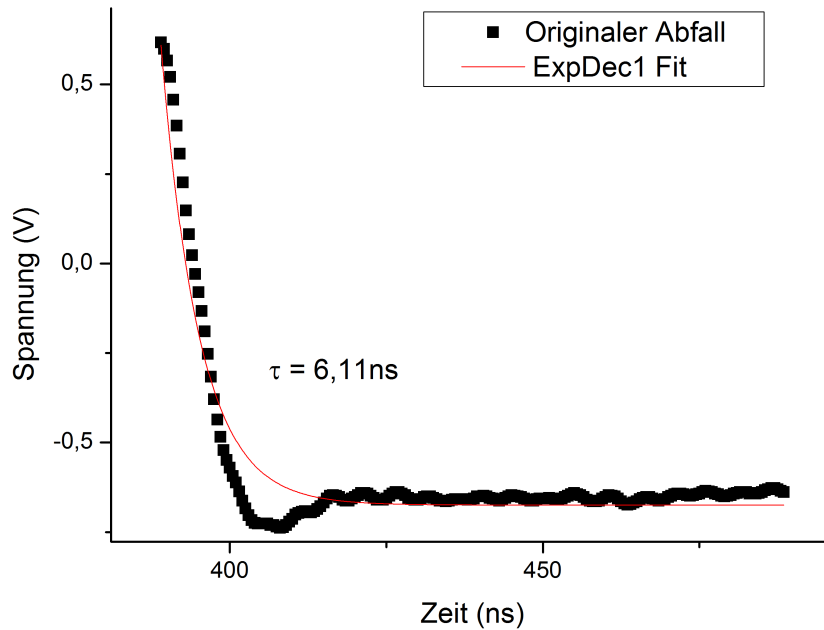


Abbildung 5.11.: Gemitteltes und gefittetes Signal für eine Pulsfrequenz von 3MHz

mit kleineren SNRs zu rechnen. Die Signale müssen dann auch stärker gemittelt werden um überhaupt ein brauchbares Ergebnis zu erhalten.

Eine letzte Auswertung mit Origin soll den erreichten $\frac{1}{e}$ -Abfall, was bei Farbstoffen der Lumineszenz-Lebensdauer (τ) entspricht, bestimmen. Dazu wird der aufgenommene Signalausschnitt in Origin eingefügt und vor der Weiterverarbeitung entsprechend zugeschnitten. Ein geeigneter exponentieller Fit dieses Ausschnitts liefert das Ergebnis in Abbildung 5.11. Der $\frac{1}{e}$ -Abfall wird von Origin wiederum gleich mitberechnet

Der Zusammenhang $2,2 \cdot \tau = t_r$ stimmt in dieser Berechnung nicht ganz, was höchstwahrscheinlich mit dem kleinen Restüberschwingen zu tun hat. Der einfach exponentielle Fit ergibt aber ein τ von 6,11ns. Dies ist sehr zufriedenstellend, da eine Abfallzeit von mindestens 10ns eines der Ziele dieser Arbeit ist.

Auf eine Auswertung der Daten der restlichen Messungen wird hier verzichtet, da die Daten in Tabelle 5.2 alle sehr ähnlich sind und daher keine weiteren Ergebnisse liefern. In einer zweiten Messung wird das System mit einem Fluoreszenz-Signal angeregt. Dazu wird eine fluoreszierende Folie verwendet, deren Lumineszenz-Lebensdauer im unteren ns-Bereich liegt.

5. Implementierung

5.2.2. Vermessung einer Fluorfolie

In diesem Abschnitt wird eine gelborange Fluorfolie von Scotchcal mit dem Laser angeregt. Die Folie wurde gewählt, weil ihre Lumineszenz-Lebensdauer im unteren Nanosekunden-Bereich angesiedelt ist. Die Handhabung ist, zumindest für erste Tests, einfacher als mit einem Farbstoff. Diesmal wird die Folie mit dem Lasersignal angeregt. Sie emittiert ein Fluoreszenz-Signal im orangen Bereich (600nm). Um das Anregungslicht aus dieser Messung zu eliminieren, wird zwischen die Folie und dem Lichtwellenleiter ein Glasfilter (KV550), der Wellenlängen unter 550nm vom Signal trennt, eingebaut (2.4). Ansonsten bleiben der Messaufbau und die durchzuführenden Messungen gleich wie in Abschnitt 5.2.1.

5.2.2.1. Messaufbau und Geräteeinstellungen

Der Messaufbau in Abbildung 5.12 ist, bis auf die Fluorfolie und den Glasfilter im Optikblock, identisch mit dem Aufbau aus Abschnitt 5.2.1. Da das Anregungslicht nun gefiltert wird, und das entstehende Lumineszenz-Signal viel geringer als das Signal bei direkter Anregung ist, wird die Laserleistung auf 100% erhöht. Die Geräteeinstellungen dieser Messung sind wiederum in einer Tabelle (5.3) zusammengefasst.

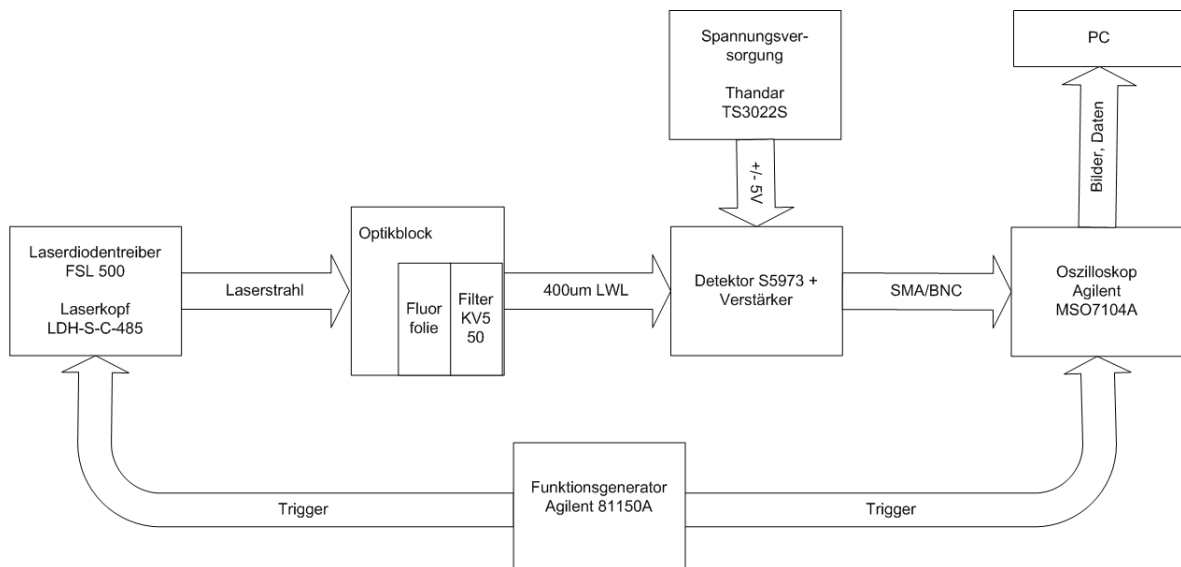


Abbildung 5.12.: Blockdiagramm des Messaufbaus zur Vermessung der Fluorfolie

5. Implementierung

Gerät	Einstellung	Wert/Kommentar
Laserdiodentreiber	Power	High (100%)
	Trigger	Extern über Funktionsgenerator
	Laserkopf	Anstecken und positionieren; Peakwellenlänge: 485nm
Optikblock	Farbstoff	Fluorfolie; Befestigt in Plastikvitrine
	Filter	KV550 Glasfilter
	LWL	Thorlabs Fiber Optics BFH48-400
	Ausrichtung: Signal → LWL	Durchlicht
Lightwave-Multimeter	Wellenlänge	600nm (Fluorfolie)
Oszilloskop	Trigger	Edge: Trigger von FG Mode: Normal
	Invertierung	Signal: nein Trigger: nein
	Mittelung	0, 4096
	BW-Limit (Filter 20MHz)	nein
	Eingangsimpedanz	Signal: 50Ω Trigger: 1MΩ
Funktionsgenerator	Signalart	Rechteck
	Amplitude	$2V_{pp}$
	Frequenz	1kHz, 100kHz, 1MHz, 3MHz
	Tastgrad	50%
	Ausgangsimpedanz	50Ω

Tabelle 5.3.: Messaufbau und Einstellungen

5. Implementierung

5.2.2.2. Messwerte und Tabellen

Man erkennt deutlich, dass bei gleichgebliebenen Rauschamplituden, die Signalamplituden um ungefähr Faktor 5,5 kleiner sind als zuvor. Das SNR ist also deutlich kleiner geworden. Die Abfallzeiten ($t_{f_{90\%-10\%}}$) des Fluoreszenz-Signals der Folie liegen im Bereich von 14,5ns. Die Lebensdauer (τ) sollte damit kleiner als 10ns sein. Einen genauen Aufschluss darüber bringt wiederum ein exponentieller Fit in Origin. Die Lichtleistungen befinden sich im Nanowatt-Bereich.

	Oszilloskop				LW-MM
f_{Rep}	$U_{Rauschpp}$	$U_{SigRauschpp}$	$\overline{U_{Sigpp}}$	$t_{f_{90\%-10\%}}$	P_{Licht}
[kHz]	[V]	[V]	[mV]	[ns]	[nW]
1	1,66	1,89	252	14,5	726,7
100	1,30	1,58	247	15	704,2
1000	1,14	1,44	254	14	683,4
3000	1,00	1,39	243	14,5	678,9

Tabelle 5.4.: Messwerte

f_{Rep}	...	Pulswiederholfrequenz
$U_{Rauschpp}$...	Spitze-Spitze Wert der Rauschspannung (ohne Signal)
$U_{SigRauschpp}$...	Spitze-Spitze Wert des Signals plus Rauschen
$\overline{U_{Sigpp}}$...	Spitze-Spitze Wert des gemittelten Signals
$t_{f_{90\%-10\%}}$...	Abfallzeit des gemittelten Signals von 90% auf 10%
P_{Licht}	...	Lichtleistung
LW-MM	...	Lightwave-Multimeter

Testmessungen mit der geringeren Laserleistung (LOW 35%) ergaben durchschnittliche Lichtleistungen von 250nW. Dabei konnten im Schnitt noch immer Signale mit 65mV detektiert werden. Die Abfallzeiten lagen bei 14ns. Dieser Umstand ist sehr günstig, denn die Signalleistung sollte für zukünftige Messsysteme minimiert werden.

Abbildung 5.13 zeigt die Signalperiode eines Lichtsignals mit einer Pulswiederholfrequenz von 100kHz und einer 4096-fachen Mittelung. Eine weitere Aufnahme zeigt den Signalabfall und das Rauschen, bei einer Frequenz von 1kHz, wiederum in einer gemeinsamen Abbildung 5.14. Auch hier ist zu erkennen, dass das zu erwartende SNR deutlich kleiner ausfallen wird.

5. Implementierung

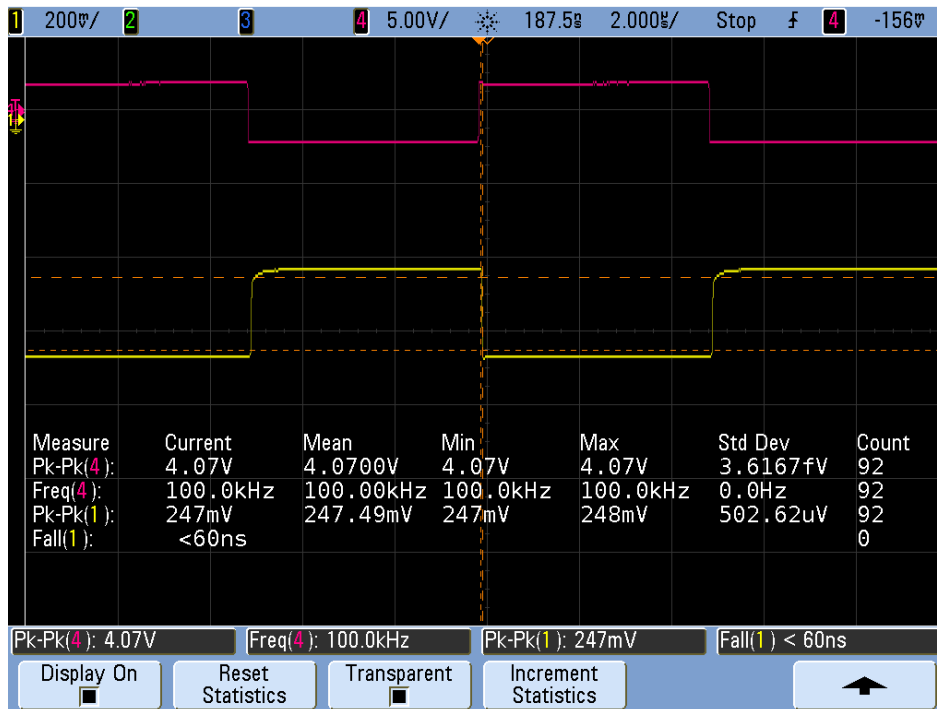


Abbildung 5.13.: Signalperiode des gemessenen Signals ($f_{Rep} = 100kHz$)

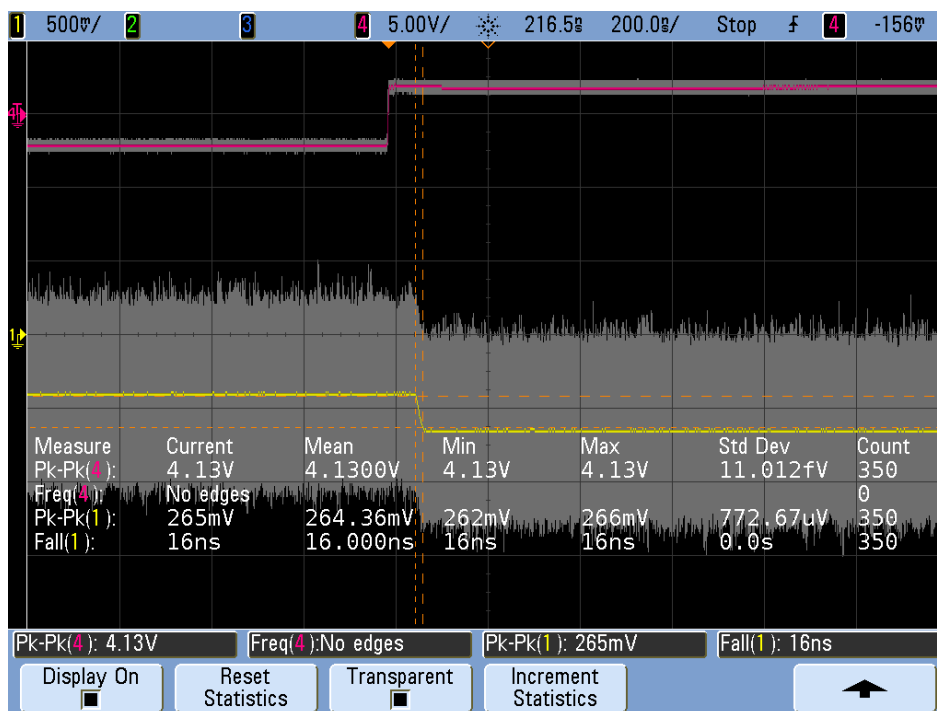


Abbildung 5.14.: Verrauschtes und gemitteltes Signal ($f_{Rep} = 1kHz$)

5. Implementierung

5.2.2.3. Auswertung der Messergebnisse

Von Interesse sind die gleichen Auswertungen wie in Abschnitt 5.2.1.3. Bestimmt wird wiederum das SNR des Ausgangssignals und die Lebensdauer des Lumineszenzsignals der Fluorfolie. Für die Berechnungen wird das Signal mit der Pulswiederholrate von 100kHz herangezogen. Zunächst wird das Rauschsignal in Origin eingelesen und vom Gleichspannungsanteil befreit. Abbildung 5.15 zeigt das vom Mittelwert getrennte Rauschsignal.

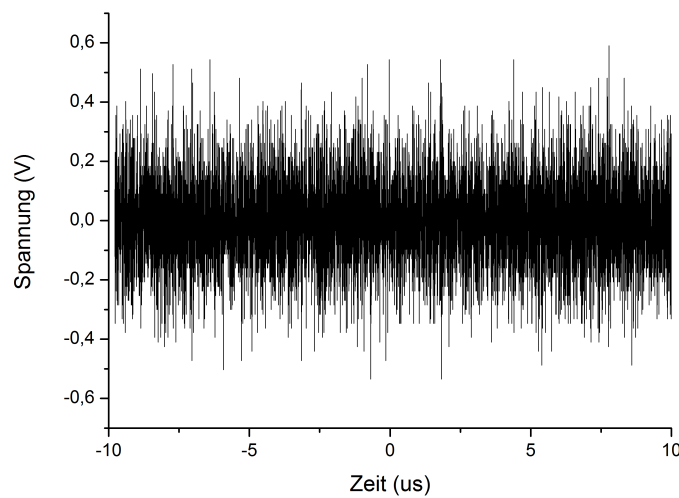


Abbildung 5.15.: Rauschsignal mit entferntem Gleichspannungsanteil für eine Pulswiederholrate von 100kHz

Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion und die Standardabweichung (σ) werden wie zuvor mit Origin bestimmt. Abbildung 5.16 zeigt das Ergebnis dieser Berechnungen. Origin berechnet für das 100kHz-Signal eine Standardabweichung von 165,93mV, dies entspricht wiederum der effektiven Rauschspannung ($u_{eff,Rauschen}$).

Die effektive Signalspannung ($u_{eff,Signal}$) wird auch hier aus dem Spitze-Spitze Wert des 100kHz Signals aus Tabelle 5.4 errechnet (Gleichung 5.7). Mit den beiden Werten kann nun das SNR bestimmt werden (Gleichung 5.8).

$$u_{eff,Signal} = \frac{\overline{u_{Sigpp}}}{\sqrt{8}} = \frac{0,247}{\sqrt{8}} = 87,33mV \quad (5.7)$$

5. Implementierung

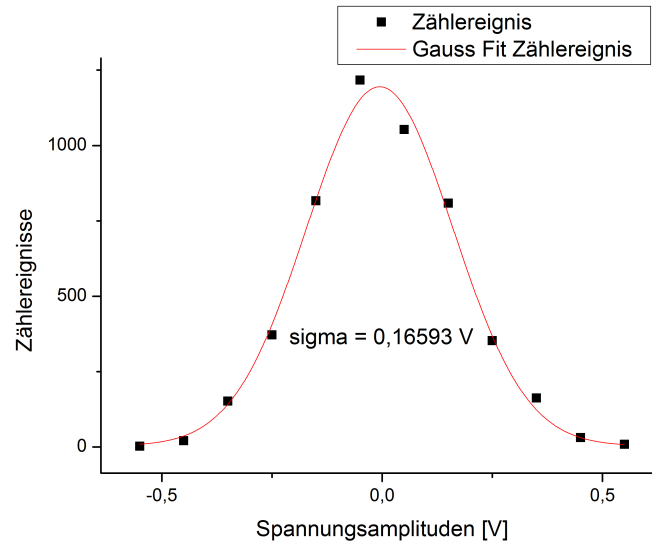


Abbildung 5.16.: PDF des Rauschsignals in Abbildung 5.15

$$SNR_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{87,33}{165,93} \right) = -5,58dB \quad (5.8)$$

Das SNR ist also unter die 0dB-Grenze gewandert. Deshalb muss bei der Messung mit dem Oszilloskop bereits viel höher gemittelt werden als zuvor (4096 statt 256). Trotz höherer Mittelung lässt sich das Signal in diesem Bereich aber problemlos erfassen.

Zu guter Letzt wird wieder die Lumineszenz-Lebensdauer der Fluorfolie bestimmt. Der entsprechende Signalausschnitt wird wiederum in Origin nachbearbeitet und mit einer passenden Fit-Funktion versehen. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.17 dargestellt.

Die errechnete Lebensdauer (τ) liegt hier also bei 9,86ns. Die Berechnung der Lebensdauer ist stark von der Auswahl des Signalausschnittes, aber auch vom verwendeten Fit-Algorithmus abhängig. Auf dem Bild 5.17 ist zu erkennen, dass der angewandte, einfach exponentielle Fit, allenfalls eine gute Näherung darstellt. Aus der Theorie ist bekannt, dass es sich bei Lebensdauern von Lumineszenzsignalen meist um mehrfach exponentielle Abfälle handelt.

Das Anregungssignal kann nur sehr schwer vom Lumineszenzsignal getrennt werden. Die optischen Filter und das Restlicht aus der Umgebung tragen auch ihren Teil zu diesem Problem bei. Nichtsdestotrotz konnte gezeigt werden, dass Messungen von Lebensdauern bis zu 10ns und sogar darunter, mit dem entwickelten System möglich sind.

5. Implementierung

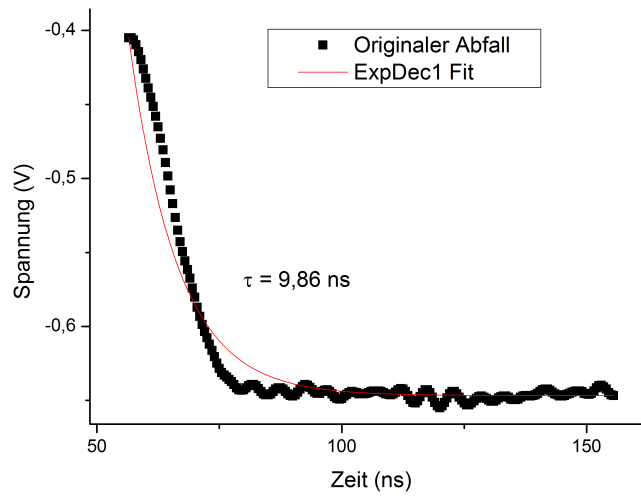


Abbildung 5.17.: Bestimmung der Lumineszenz-Lebensdauer der Fluorfolie

5.2.3. Geräteverzeichnis

Gerät	Bezeichnung	Beschreibung	Eigenschaften
Laserdiodentreiber	PicoQuant FSL500	Fast Switched Diode Laser Driver	Variable Pulsbreite (3-100ns) bzw. extern getriggert
Laserkopf	PicoQuant LDH-S-C-485	Halbleiterlaser mit Kollimator	Emission bei 485nm (blau)
Lightwave Multimeter	HP 8153A	Messung der Lichtleistung	Wellenlänge des Signals nötig \Rightarrow Spektrometer
Optical Head	HP 81520A	Messkopf für das LW-MM	420 - 1020nm; Signaleinkopplung mit LWL
Oszilloskop	Agilent Infinii Vision MSO7104A	4 Kanal Oszilloskop	Bandbreite 1GHz
Funktionsgenerator	Agilent 81150A	Pulse Function Arbitrary Generator	120MHz (240MHz Sinus) Bandbreite
Spannungsquelle	Thandar TS3022S	Bipolare DC Spannungsquelle	30V/2A

Tabelle 5.5.: Geräteverzeichnis

6. Zusammenfassung und Ausblick

Dieses Kapitel soll einen kurzen Überblick des entwickelten Systems und dessen Verbesserungsmöglichkeiten liefern.

6.1. Zusammenfassung

Das Ziel dieser Arbeit, einen Prototypen zur direkten Lebensdauerermessung von Fluoreszenzereignissen zu entwickeln, wurde erreicht. Am Beispiel der Fluorfolie konnte nachgewiesen werden, dass das System in der Lage ist, Lebensdauern unter 10ns zu detektieren. Bei der direkten Messung des Lasersignals hat sich herausgestellt, dass auch kürzere Lebensdauern denkbar sind - hier wurde ein $\frac{1}{e}$ -Abfall von 6,11 ns bestimmt. Geht man von den Simulationsergebnissen in Verbindung mit dem passiven Filter am Verstärkerausgang aus, wurde eine Bandbreite von 96MHz erreicht.

Mit den Zusammenhängen in den Gleichungen 6.1 und 6.2 müsste eine untere, messbare Grenze der Lebensdauer bei 1,66ns liegen.

$$t_f = \frac{0,35}{BW} = \frac{0,35}{96 \cdot 10^6} = 3,65ns \quad (6.1)$$

$$\tau = \frac{t_f}{2,2} = 1,66ns \quad (6.2)$$

Am Ausgang des Lichtwellenleiters konnten Signale mit einer minimalen Lichtleistung bis zu 250nW nachgewiesen werden. Das jene die Leistung, die in den Photodetektor eingekoppelt wird. Dabei wurden am Verstärkerausgang durchschnittlich (je nach Pulswiederholfrequenz) Signale von 65mV detektiert.

Die Software zur Berechnung des optimalen Rückkoppelnetzwerks sowie der Rauschanalyse kann zur Optimierung des bestehenden, oder der Entwicklung weiterer Systeme genutzt werden. Aufgrund der Geschwindigkeit des entwickelten Systems ist es durchaus als Erweiterung der bestehenden Phasenmesssysteme denkbar.

6.2. Ausblick

Um genauere Aussagen über das Verhalten des Prototypen treffen zu können, müssen im nächsten Schritt einige Farbstoffe mit bekannten Lebensdauern vermessen werden. Wenn die Wellenlängen, der für die Fluoreszenzmessung interessanten Farbstoffe bekannt sind, kann eine Optimierung des Systems durchgeführt werden.

Eine sich aufdrängende Möglichkeit ist dabei die Auswahl eines anderen Detektors, zum Beispiel die Verwendung der Photodiode S5973-02 von Hamamatsu (Abbildung 2.4). Sie deckt den gesamten sichtbaren Wellenlängenbereich mit einer durchgängig annehmbaren Photosensitivität ab.

Auf optischer Seite muss das eingekoppelte Signal durch eine Spektrometermessung überprüft werden, um sicherzustellen, dass nur das Lumineszenzsignal den Detektor erreicht. Gegebenenfalls ist hier an eine weitere Filterung zu denken. Wenn der Farbstoff und die zu erwartende Lichtleistung bekannt sind, kann das Verstärker Front-End, mit den zu Verfügung gestellten Mitteln dieser Arbeit, angepasst werden.

Auf Seite des Verstärkers ist noch eine Anpassung des Ausgangssignals an den Eingang eines AD-Umsetzers durchzuführen. Der darauf folgende Digitalteil, zur Auswertung von Fluoreszenzereignissen, existiert bereits am Institut und kann zur Komplementierung eines Systems, zur Messung mit opto-chemischen Sensoren, herangezogen werden.

Literaturverzeichnis

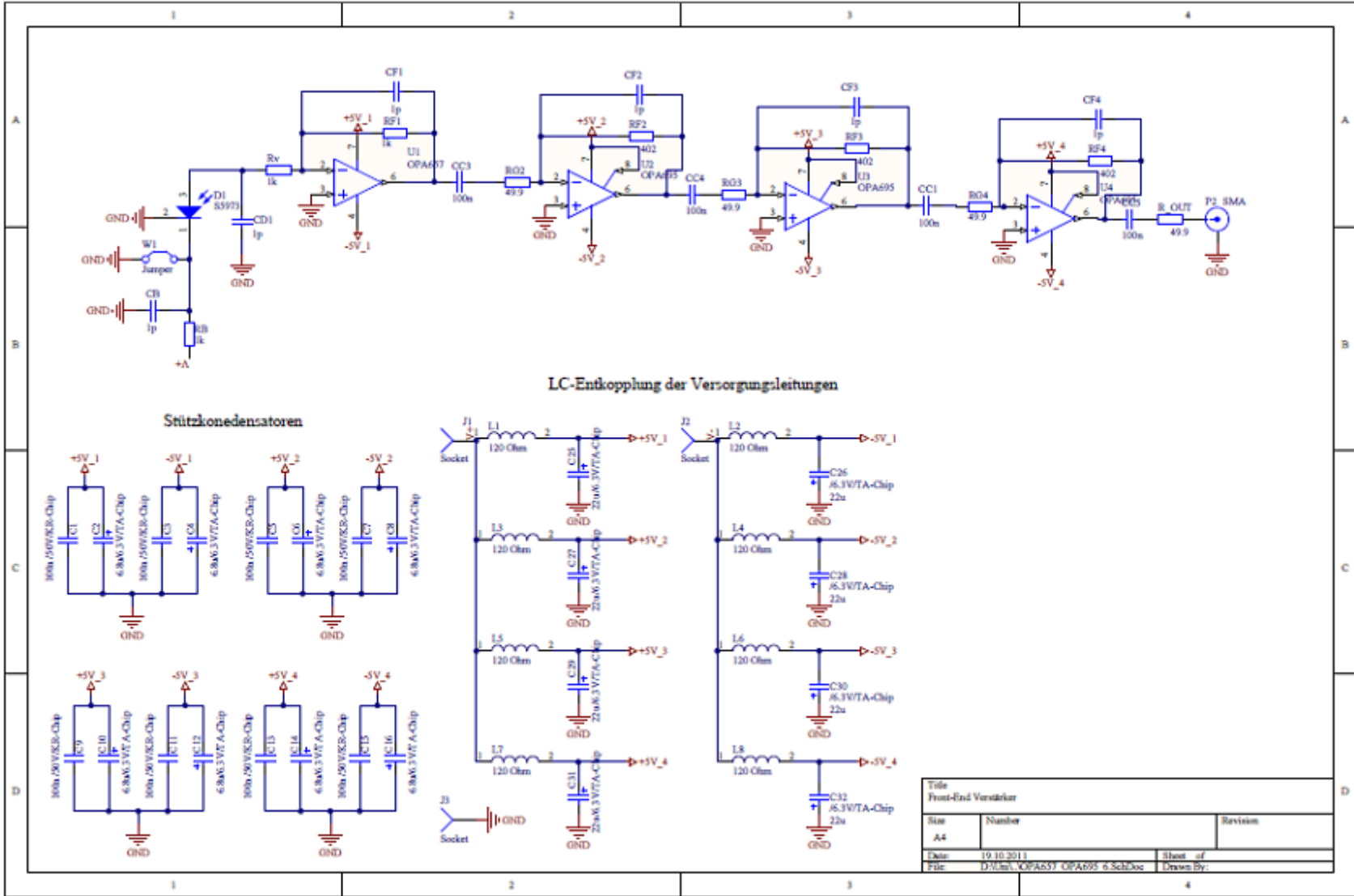
- [1] Gerfer Alexander. Designtipps zur Einhaltung der EMV mit Ferriten und Induktivitäten. *EMC Kompendium*, page 108, 2003.
- [2] Kay Art. Analysis And Measurement Of Instrinsic Noise In Op Amp Cicuits - Part I: Introduction And Review Of Statistics. Internet.
- [3] Carter Bruce. How (Not) to Decouple High Speed Operational Amplifiers (SLOA069). Internet, September 2001.
- [4] Carter Bruce. High-Speed Amplifier PCB Layout Tips (SLOA102). Internet, September 2002.
- [5] Kolle Christian. *Development and Evaluation of a Phase Fluorometric Instrumentation for Luminescence Based Optical Oxygen Senors*. PhD thesis, Montanuniversität Leoben, Juli 1999.
- [6] Leitgeb Erich and Fasser Peter. Optische Nachrichtentechnik (Skriptum zur Vorlesung). Skriptenreferat der Hochschülerschaft der TU Graz GmbH, 2007.
- [7] Hamamatsu. Si PIN Photodiode S5971, S5972, S5973 series (Datenblatt). Internet.
- [8] Application Note Hamamatsu. Photodiode Technical Guide. Internet.
- [9] Leopold Hans and Winkler Gunter. Elektronsiche Schaltungstechnik 3 (Skriptum zur Vorlesung). online, 2003/2004.
- [10] Graeme Jerald G. *Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions*. McGraw-Hill, 1996.
- [11] Keithley. Low Level Measurements Handbook (6th Edition). Internet.
- [12] Cajlakovic Merima, Bizzarri Alessandro, Konrad Christian, and Voraberger Hannes. Optochemical Sensors Based on Luminescence. *Encyclopedia of Sensors*, 7:291–313, 2006.
- [13] Hamstra Robert H. and Wendland Paul. Noise and frequency response of silicon photodiode operational amplifier combination. *Appl. Opt.*, 11:1539–1547, 1972.
- [14] Tietze Ulrich and Schenk Christoph. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag, 12 edition, 2002.

Abkürzungsverzeichnis

CFA	stromrückgekoppelter Verstärker (Current Feedback Amplifier, CFA)
C_T	Terminal Capacitance
FET	Feldeffekttransistor
LWL	Lichtwellenleiter
MPPCs	Multi Pixel Photon Counters
NEP	Noise Equivalent Power
OPV	Operationsverstärker
PCB	Printed Circuit Board
PMTs	Photomultiplier Tubes
PSRR	Power Supply Rejection Ratio
RMS	Effektivwert
Si	Silizium
SMD	'Surface-Mounted Device'
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis

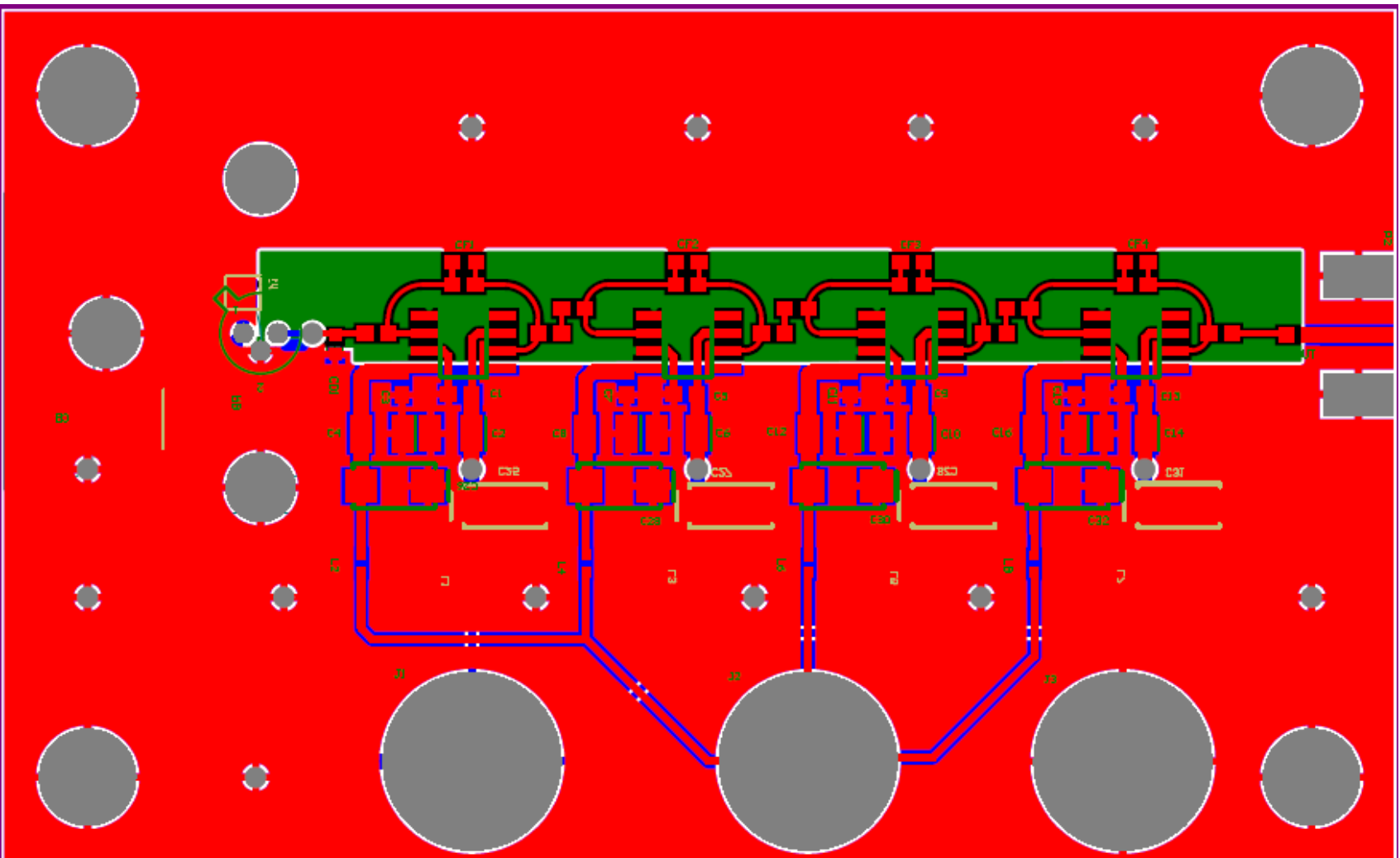
A. Schaltplan, PCB-Layout, Konstruktionen

Schaltplan des Prototypen	...	A 2
2D PCB-Layout des Prototypen	...	A 3
3D PCB-Layout des Prototypen	...	A 4
Bauteilliste	...	A 5
Konstruktionszeichnungen	...	A 6 bis A 8

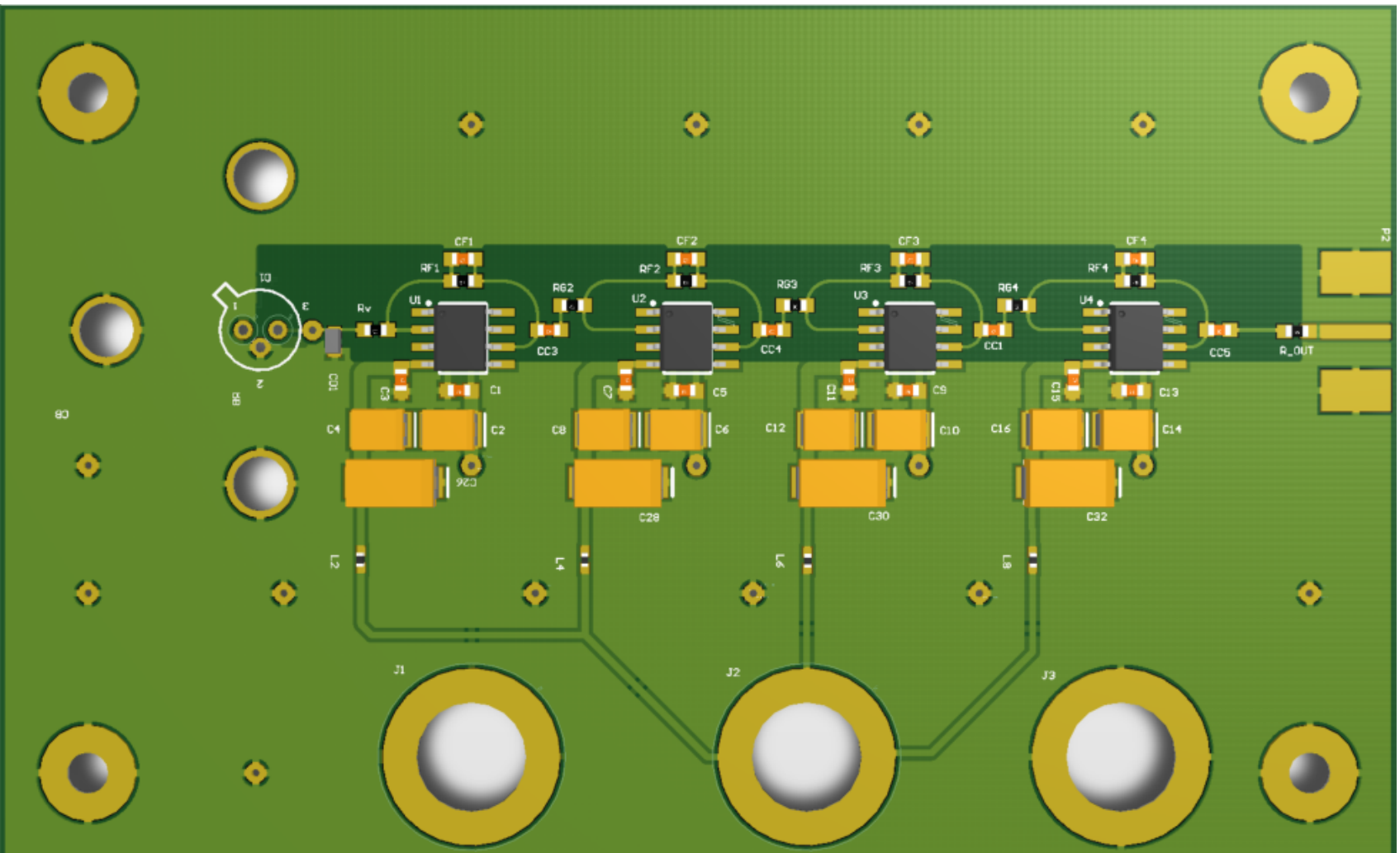


A. Schaltplan, PCB-Layout, Konstruktionen

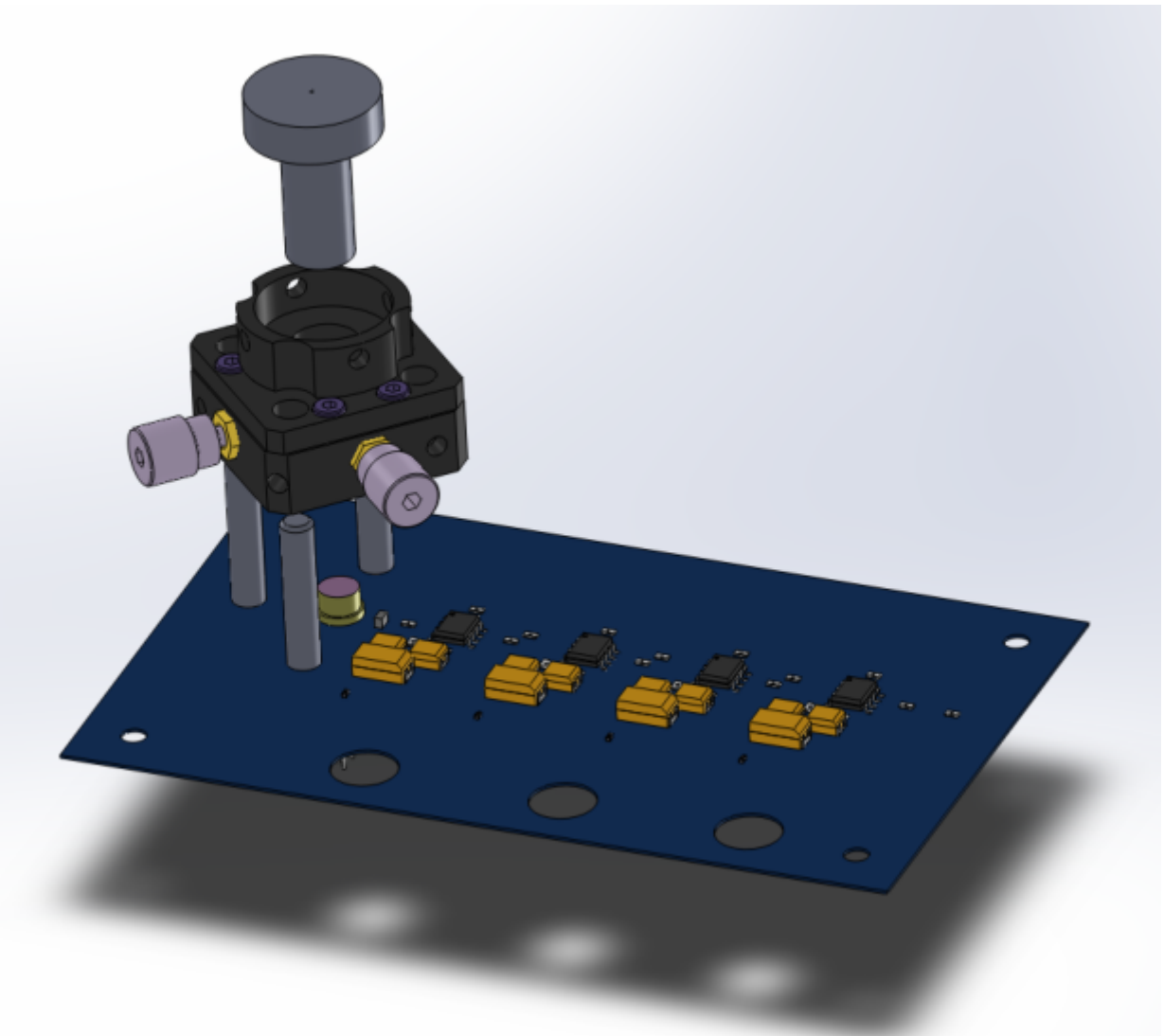
A. Schaltplan, PCB-Layout, Konstruktionen

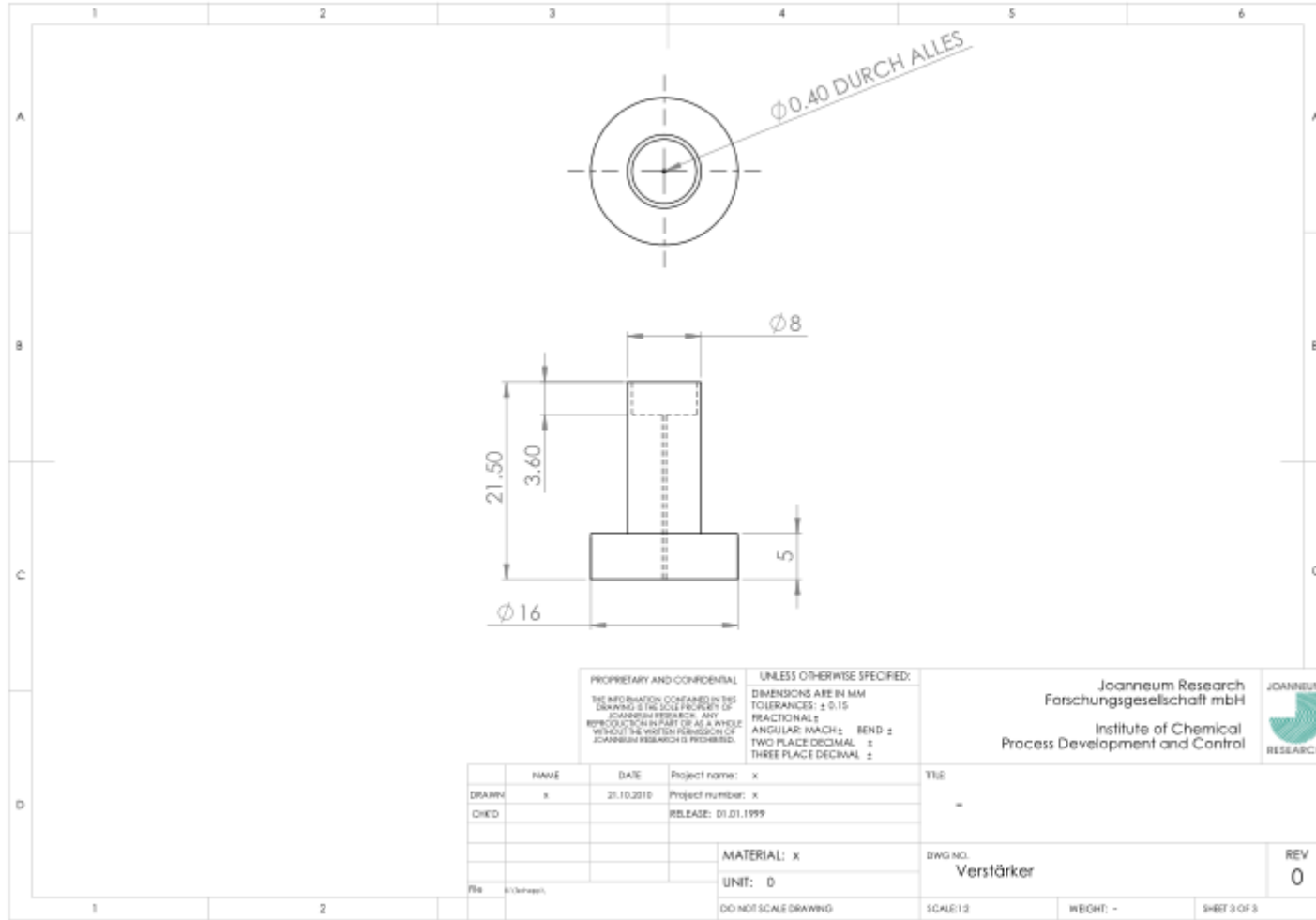


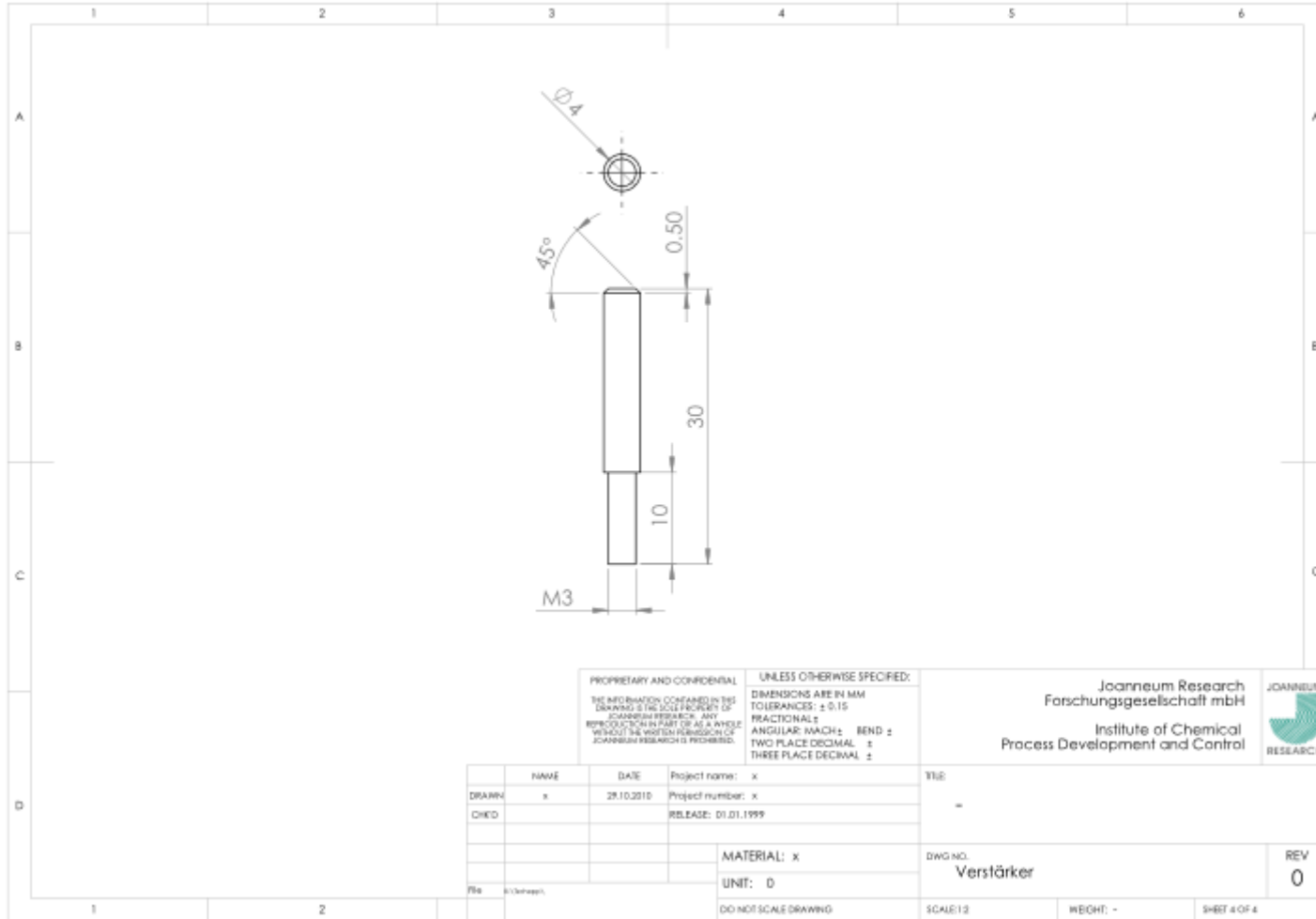
A. Schaltplan, PCB-Layout, Konstruktionen



Description	Comment	Designator	Footprint	LibRef	Quantity
Capacitor	/50V/KR-Chip	C1, C3, C5, C7, C9, C11, C13, C15, CC3, CC4, CC5, CF1, CF2, CF3, CF4	1608[0603]C	Cap	16
Capacitor	/50V/KR-Chip	CB	EIAD7343	Cap	1
Capacitor	/50V/KR-Chip	CD1	1608[0603]	Cap	1
High Speed CFA	OPA695	U2, U3, U4	SOIC08	OPA695	3
JFET High Speed VFA	OPA657	U1	SOIC08	OPA657	1
Jumper Wire	Jumper	W1	Solderbridge 2p	Jumper	1
Photosensitive Diode	S5973	D1	TO-18	S5973	1
Polarized Capacitor	/6.3V/TA-Chip	C2, C4, C6, C8, C10, C12, C14, C16	EIAB3528	Cap Pol2	8
Polarized Capacitor	/6.3V/TA-Chip	C25, C26, C27, C28, C29, C30, C31, C32	EIAC6032	Cap Pol2	8
Resistor	/W100/1%/T100	R_OUT, RB, RF1, RF2, RF3, RF4, RG1, RG3, RG4, Rv	1608[0603]R	Res2	10
SMA Edge Connector	SMA	P2	SMA Edge	SMA	1
SMD EMI Suppression Ferrite Bead WE-CBF, Z= 120 Ohm	120 Ohm	L1, L2, L3, L4, L5, L6, L7, L8	SMD 0402	WE-CBF 0402, 74279271	8
Socket	Socket	J1, J2, J3	Banana Jack	Socket	3







A. Schaltplan, PCB-Layout, Konstruktionen

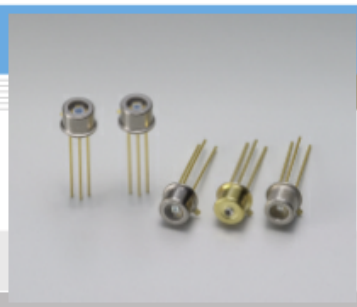
B. Datenblätter

Photodiode S597x	...	B 2 bis B 5
Operationsverstärker (VFA) OPA657	...	B 6 bis B 9
Operationsverstärker (CFA) OPA695	...	B 10 bis B 11
Laserdiodentreiber FSL500	...	B 12

PHOTODIODE

Si PIN photodiode S5971, S5972, S5973 series

High-speed photodiodes (S5973 series: 1.5 GHz)



S5971, S5972 and S5973 series are high-speed Si PIN photodiodes designed for visible to near infrared light detection. These photodiodes provide wideband characteristics at a low bias, making them suitable for optical communications and other high-speed photometry. S5973 series includes a mini-lens type (S5973-01) that can be efficiently coupled to an optical fiber and a violet sensitivity enhanced type (S5973-02) ideal for violet laser detection.

Features

- High-speed response
S5971 : 100 MHz (VR=10 V)
S5972 : 500 MHz (VR=10 V)
S5973 series: 1 GHz (VR=3.3 V)
- Low price
- High sensitivity
S5973-02: 0.3 A/W, QE=91 % ($\lambda=410$ nm)
- High reliability

Applications

- Optical fiber communications
- High-speed photometry
- Violet laser detection (S5973-02)

■ General ratings / Absolute maximum ratings

Type No.	Dimensional outline/ Window material *1	Package (mm)	Active area size (mm)	Effective active area (mm ²)	Absolute maximum ratings			
					Reverse voltage VR Max. (V)	Power dissipation P (mW)	Operating temperature T _{opr} (°C)	Storage temperature T _{stg} (°C)
S5971	①/K	TO-18	φ1.2	1.1	20	50	-40 to +100	-55 to +125
S5972			φ0.8	0.5				
S5973			φ0.4	0.12				
S5973-01	②/L							
S5973-02	③/K							

■ Electrical and optical characteristics

Type No.	Spectral response range λ (nm)	Peak sensitivity wavelength λ_p (nm)	Photo sensitivity S (A/W)				Short circuit current I _{sc} 100 lx (μ A)	Dark current I _D		Temp. coefficient of I _D T _{CID} (times/°C)	Cut-off frequency f _c (GHz)	Terminal capacitance C _t f=1 MHz (pF)	NEP VR=10 V $\lambda=\lambda_p$ (W/Hz ^{1/2})
			λ_p	660 nm	780 nm	830 nm		I _D (nA)	Max. I _D (nA)				
S5971	320 to 1060	900	0.64	0.44	0.55	0.6	1.0	0.07 *3	1 *3	1.15	0.1 *3	3 *3	7.4 × 10 ⁻¹⁵
S5972		800	0.57		0.55	0.42	0.01 *3	0.5 *3	0.5 *3		3.1 × 10 ⁻¹⁵		
S5973	320 to 1000	760	0.52	0.51	0.47	0.09	0.001 *4	0.1 *4	1.5 *4	1.6 *4	1.1 × 10 ⁻¹⁵ *4		
S5973-01					0.42	0.42							
S5973-02					0.45	0.3 *2						0.42	0.37

*1: Window material K: borosilicate glass, L: lens type borosilicate glass

*2: $\lambda=410$ nm

*3: VR=10 V

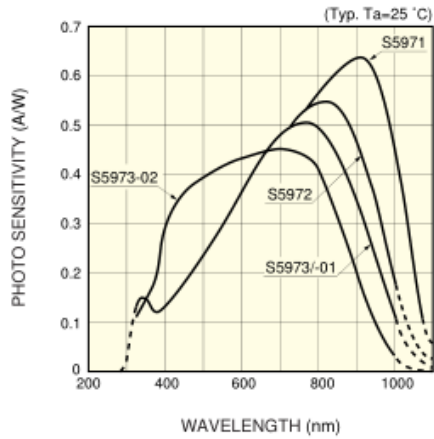
*4: VR=3.3 V



B. Datenblätter

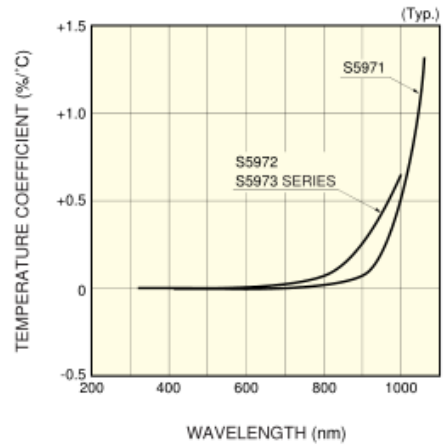
Si PIN photodiode **S5971, S5972, S5973 series**

■ Spectral response



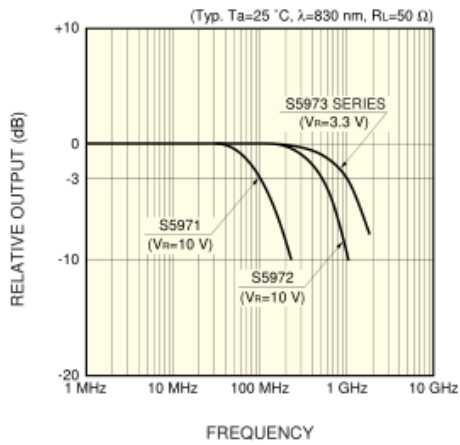
KPNB0157EA

■ Photo sensitivity temperature characteristics



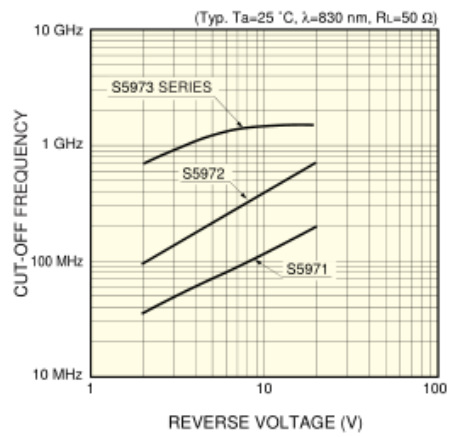
KPNB0158EA

■ Frequency response



KPNB0159EB

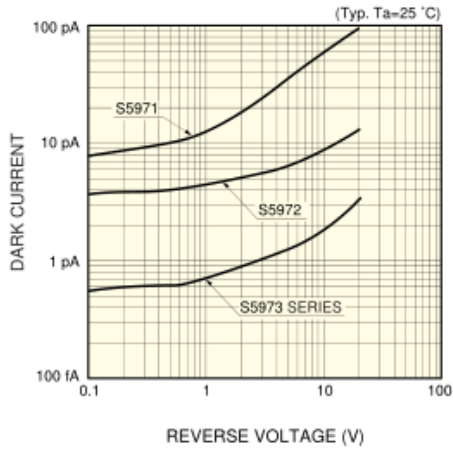
■ Cut-off frequency vs. reverse voltage



KPNB0159EB

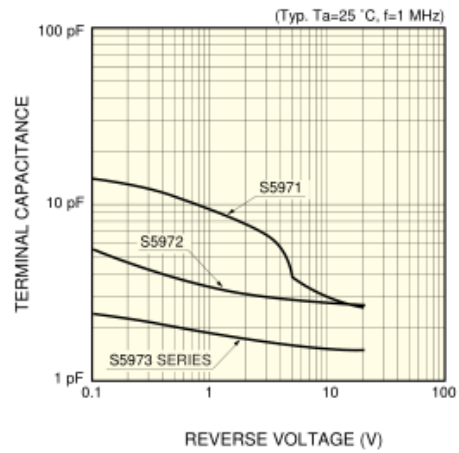
Si PIN photodiode **S5971, S5972, S5973 series**

■ Dark current vs. reverse voltage



KPNB0101EA

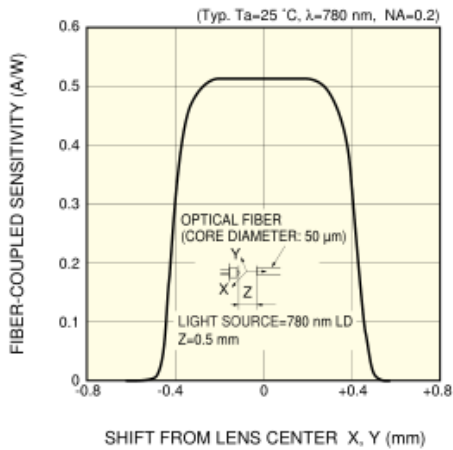
■ Terminal capacitance vs. reverse voltage



KPNB0102EA

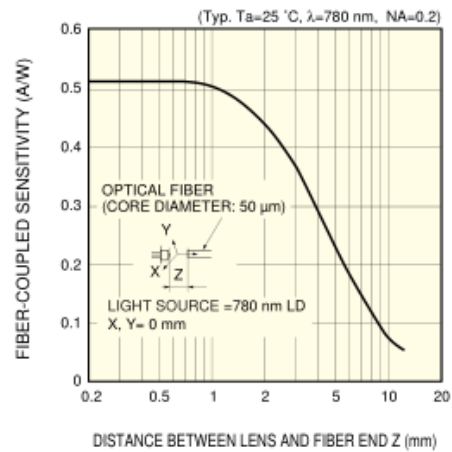
■ Fiber coupling characteristics (S5973-01)

X, Y direction



KPNB009EA

Z direction

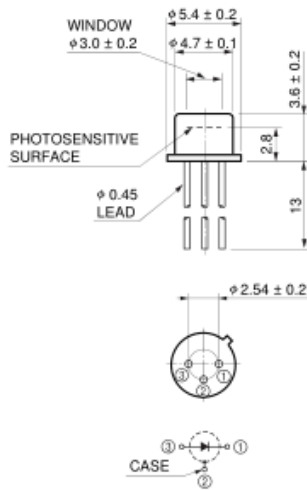


KPNB009EA

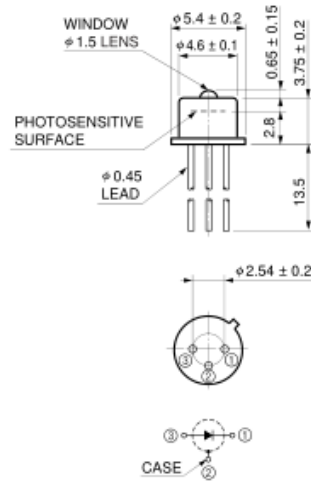
SI PIN photodiode **S5971, S5972, S5973 series**

■ Dimensional outlines (unit: mm)

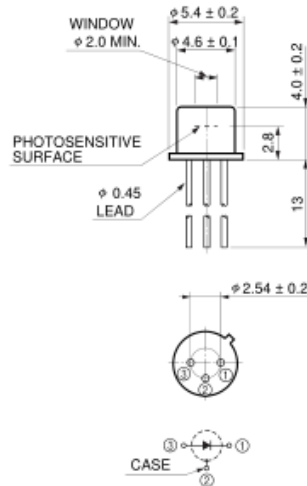
① S5971, S5972, S5973



② S5973-01



③ S5973-02



HAMAMATSU

HAMAMATSU PHOTONICS K.K., Solid State Division

1126-1 Ichino-cho, Hamamatsu City, 435-8558 Japan, Telephone: (81) 53-434-3311, Fax: (81) 53-434-5184, www.hamamatsu.com

U.S.A.: Hamamatsu Corporation, 360 Foothill Road, P.O. Box 6910, Bridgewater, N.J. 08807-0910, U.S.A., Telephone: (1) 908-231-0960, Fax: (1) 908-231-1218

Germany: Hamamatsu Photonics Deutschland GmbH, Arzbergstr. 10, D-62211 Heimsching am Ammersee, Germany, Telephone: (49) 08152-3750, Fax: (49) 08152-2658

France: Hamamatsu Photonics France S.A.R.L., 19, Rue du Saule Traou, Parc du Moulin de Massy, 91882 Massy Cedex, France, Telephone: 33-(1) 69 53 71 00, Fax: 33-(1) 69 53 71 10

United Kingdom: Hamamatsu Photonics UK Limited, 2 Howard Court, 10 Twin Road, Welwyn Garden City, Hertfordshire AL7 1BW, United Kingdom, Telephone: (44) 1707-294888, Fax: (44) 1707-325777

North Europe: Hamamatsu Photonics Norden AB, Smidevågen 12, SE-171 41 Solna, Sweden, Telephone: (46) 8-509-031-00, Fax: (46) 8-509-031-01

Italy: Hamamatsu Photonics Italia S.R.L., Strada della Moia, 1/E, 20020 Arese, (Milano), Italy, Telephone: (39) 02-935-61-733, Fax: (39) 02-935-61-741

Information furnished by HAMAMATSU is believed to be reliable. However, no responsibility is assumed for possible inaccuracies or omissions. Specifications are subject to change without notice. No patent rights are granted to any of the circuits described herein. ©2006 Hamamatsu Photonics K.K.



1.6GHz, Low-Noise, FET-Input OPERATIONAL AMPLIFIER

FEATURES

- HIGH GAIN BANDWIDTH PRODUCT: 1.6GHz
- HIGH BANDWIDTH 275MHz (G = +10)
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE: $\pm 0.25\text{mV}$
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 2pA
- LOW INPUT VOLTAGE NOISE: $4.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- HIGH OUTPUT CURRENT: 70mA
- FAST OVERDRIVE RECOVERY

APPLICATIONS

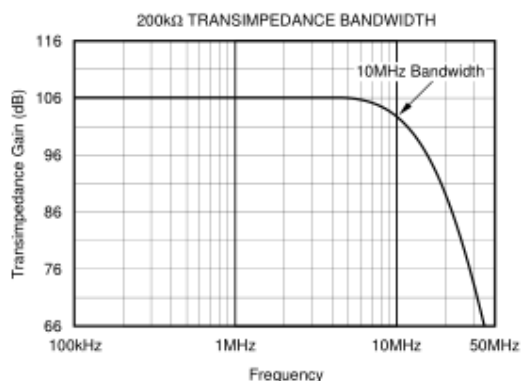
- WIDEBAND PHOTODIODE AMPLIFIER
- WAFER SCANNING EQUIPMENT
- ADC INPUT AMPLIFIER
- TEST AND MEASUREMENT FRONT END
- HIGH GAIN PRECISION AMPLIFIER

DESCRIPTION

The OPA657 combines a high gain bandwidth, low distortion, voltage-feedback op amp with a low voltage noise JFET-input stage to offer a very high dynamic range amplifier for high precision ADC (Analog-to-Digital Converter) driving or wideband transimpedance applications. Photodiode applications will see improved noise and bandwidth using this decompensated, high gain bandwidth amplifier.

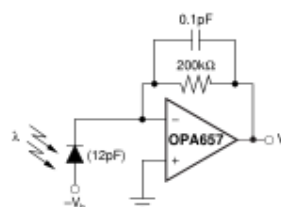
Very low level signals can be significantly amplified in a single OPA657 gain stage with exceptional bandwidth and accuracy. Having a high 1.6GHz gain bandwidth product will give > 10MHz signal bandwidths up to gains of 160V/V (44dB). The very low input bias current and capacitance will support this performance even for relatively high source impedances.

Broadband photodetector applications will benefit from the low voltage noise JFET inputs for the OPA657. The JFET input contributes virtually no current noise while for broadband applications, a low voltage noise is also required. The low $4.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ input voltage noise will provide exceptional input sensitivity for higher bandwidth applications. The example shown below will give a total equivalent input noise current of $1.8\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ over a 10MHz bandwidth.



RELATED OPERATIONAL AMPLIFIER PRODUCTS

DEVICE	V _s (V)	BW (MHz)	SLEW RATE (V/μs)	VOLTAGE NOISE (nV/√Hz)	AMPLIFIER DESCRIPTION
OPA355	+5	200	300	5.80	Unity-Gain Stable CMOS
OPA655	±5	400	290	6	Unity-Gain Stable FET-Input
OPA656	±5	500	170	7	Unity-Gain Stable FET-Input
OPA627	±15	16	55	4.5	Unity-Gain Stable FET-Input
THS4601	±15	180	100	5.4	Unity-Gain Stable FET-Input



Wideband Photodiode Transimpedance Amplifier



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

B. Datenblätter

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 5V$

$R_F = 453\Omega$, $R_L = 100\Omega$, and $G = +10$, unless otherwise noted. Figure 1 for AC performance.

PARAMETER	CONDITIONS	OPA657U, N (Standard-Grade)					UNITS	MIN/ MAX	TEST LEVEL ⁽³⁾
		TYP	MIN/MAX OVER TEMPERATURE						
		+25°C	+25°C ⁽¹⁾	0°C to 70°C ⁽²⁾	-40°C to +85°C ⁽²⁾				
AC PERFORMANCE (Figure 1)									
Small-Signal Bandwidth	$G = +7$, $V_O = 200mV_{PP}$	350				MHz	Typ	C	
	$G = +10$, $V_O = 200mV_{PP}$	275				MHz	Typ	C	
	$G = +20$, $V_O = 200mV_{PP}$	90				MHz	Typ	C	
Gain-Bandwidth Product	$G > +40$	1600				MHz	Typ	C	
Bandwidth for 0.1dB flatness	$G = +10$, $2V_{PP}$	30				MHz	Typ	C	
Peaking at a Gain of +7		7				dB	Typ	C	
Large-Signal Bandwidth	$G = +10$, $2V_{PP}$	180				MHz	Typ	C	
Slew Rate	$G = +10$, 1V Step	700				V/ μs	Typ	C	
Rise-and-Fall Time	0.2V Step	1				ns	Typ	C	
Settling Time to 0.02%	$G = +10$, $V_O = 2V$ Step	20				ns	Typ	C	
Harmonic Distortion	$G = +10$, $f = 5MHz$, $V_O = 2V_{PP}$								
2nd-Harmonic	$R_L = 200\Omega$	-70				dBc	Typ	C	
	$R_L > 500\Omega$	-74				dBc	Typ	C	
3rd-Harmonic	$R_L = 200\Omega$	-99				dBc	Typ	C	
	$R_L > 500\Omega$	-106				dBc	Typ	C	
Input Voltage Noise	$f > 100kHz$	4.8				nV/ \sqrt{Hz}	Typ	C	
Input Current Noise	$f > 100kHz$	1.3				fA/ \sqrt{Hz}	Typ	C	
DC PERFORMANCE⁽⁴⁾									
Open-Loop Voltage Gain (A_{OL})	$V_{CM} = 0V$, $R_L = 100\Omega$	70	65	64	63	dB	Min	A	
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 0V$	± 0.25	± 1.8	± 2.2	± 2.6	mV	Max	A	
Average Offset Voltage Drift	$V_{CM} = 0V$	± 2	± 12	± 12	± 12	$\mu V/^{\circ}C$	Max	A	
Input Bias Current	$V_{CM} = 0V$	± 2	± 20	± 1800	± 5000	pA	Max	A	
Input Offset Current	$V_{CM} = 0V$	± 1	± 10	± 900	± 2500	pA	Max	A	
INPUT									
Most Positive Input Voltage ⁽⁵⁾		+2.5	+2.0	+1.9	+1.8	V	Min	A	
Most Negative Input Voltage ⁽⁵⁾		-4.0	-3.5	-3.4	-3.3	V	Min	A	
Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)	$V_{CM} = \pm 0.5V$	89	83	81	79	dB	Min	A	
Input Impedance									
Differential		$10^{12} \parallel 0.7$				$\Omega \parallel pF$	Typ	C	
Common-Mode		$10^{12} \parallel 4.5$				$\Omega \parallel pF$	Typ	C	
OUTPUT									
Voltage Output Swing	No Load	± 3.9	± 3.7			V	Typ	B	
	$R_L = 100\Omega$	± 3.5	± 3.3	± 3.2	± 3.1	V	Min	A	
Current Output, Sourcing		+70	50	48	46	mA	Min	A	
Current Output, Sinking		-70	-50	-48	-46	mA	Min	A	
Closed-Loop Output Impedance	$G = +10$, $f = 0.1MHz$	0.02				Ω	Typ	C	
POWER SUPPLY									
Specified Operating Voltage		± 5				V	Typ	A	
Maximum Operating Voltage Range			± 6	± 6	± 6	V	Max	A	
Maximum Quiescent Current		14	16	16.2	16.3	mA	Max	A	
Minimum Quiescent Current		14	11.7	11.4	11.1	mA	Min	A	
Power-Supply Rejection Ratio (+PSRR)	$+V_S = 4.50V$ to $5.50V$	80	76	74	72	dB	Min	A	
(-PSRR)	$-V_S = 4.50V$ to $-5.50V$	68	62	60	58	dB	Min	A	
TEMPERATURE RANGE									
Specified Operating Range: U,N Package	Junction-to-Ambient	-40 to 85				$^{\circ}C$	Typ		
Thermal Resistance, θ_{JA}		125				$^{\circ}C/W$	Typ		
U: SO-8		150				$^{\circ}C/W$	Typ		
N: SOT23-5									

NOTES: (1) Junction temperature = ambient for 25°C specifications.

(2) Junction temperature = ambient at low temperature limit; junction temperature = ambient +20°C at high temperature limit for over temperature specifications.

(3) Test Levels: (A) 100% tested at 25°C. Over temperature limits by characterization and simulation. (B) Limits set by characterization and simulation. (C) Typical value only for information.

(4) Current is considered positive out-of-node. V_{CM} is the input common-mode voltage.

(5) Tested < 3dB below minimum specified CMRR at $\pm CMIR$ limits.

WIDEBAND, HIGH SENSITIVITY, TRANSIMPEDANCE DESIGN

The high GBP and low input voltage and current noise for the OPA657 make it an ideal wideband-transimpedance amplifier for moderate to high transimpedance gains. Unity-gain stability in the op amp is not required for application as a transimpedance amplifier. One transimpedance design example is shown on the front page of the data sheet. Designs that require high bandwidth from a large area detector with relatively high transimpedance gain will benefit from the low input voltage noise for the OPA657. This input voltage noise is peaked up over frequency by the diode source capacitance, and can, in many cases, become the limiting factor to input sensitivity. The key elements to the design are the expected diode capacitance (C_D) with the reverse bias voltage ($-V_B$) applied, the desired transimpedance gain, R_F , and the GBP for the OPA657 (1600MHz). Figure 3 shows a design from a 50pF source capacitance diode through a 200kΩ transimpedance gain. With these three variables set (and including the parasitic input capacitance for the OPA657 added to C_D), the feedback capacitor value (C_F) may be set to control the frequency response.

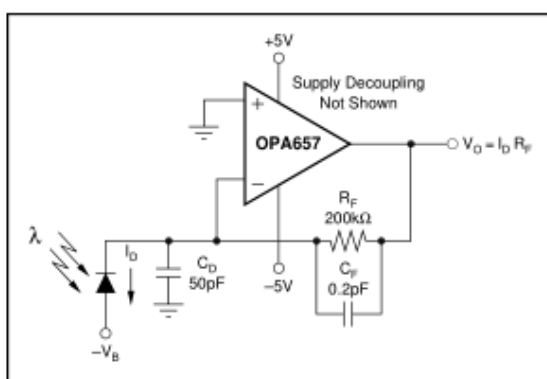


FIGURE 3. Wideband, Low Noise, Transimpedance Amplifier.

To achieve a maximally flat 2nd-order Butterworth frequency response, the feedback pole should be set to:

$$1/(2\pi R_F C_F) = \sqrt{(GBP)/(4\pi R_F C_D)}$$

Adding the common-mode and differential mode input capacitance (0.7 + 4.5)pF to the 50pF diode source capacitance of Figure 3, and targeting a 200kΩ transimpedance gain using the 1600MHz GBP for the OPA657 will require a feedback pole set to 3.5MHz. This will require a total feedback capacitance of 0.2pF. Typical surface-mount resistors have a parasitic capacitance of 0.2pF, therefore, while Figure 3 shows a 0.2pF feedback-compensation capacitor, this will actually be the parasitic capacitance of the 200kΩ resistor.

This will give an approximate -3dB bandwidth set by:

$$f_{-3dB} = \sqrt{(GBP/2\pi R_F C_D)} \text{ Hz}$$

The example of Figure 3 will give approximately 5MHz flat bandwidth using the 0.2pF feedback compensation.

If the total output noise is bandlimited to a frequency less than the feedback pole frequency, a very simple expression for the equivalent input noise current can be derived as:

$$I_{EQ} = \sqrt{I_N^2 + \frac{4kT}{R_F} + \left(\frac{E_N}{R_F}\right)^2 + \frac{(E_N 2\pi C_D F)^2}{3}}$$

Where:

I_{EQ} = Equivalent input noise current if the output noise is bandlimited to $F < 1/(2\pi R_F C_F)$.

I_N = Input current noise for the op amp inverting input.

E_N = Input voltage noise for the op amp.

C_D = Diode capacitance.

F = Bandlimiting frequency in Hz (usually a postfilter prior to further signal processing).

$$4kT = 1.6E - 21J \text{ at } T = 290^\circ K$$

Evaluating this expression up to the feedback pole frequency at 3.9MHz for the circuit of Figure 3, gives an equivalent input noise current of 3.4pA/√Hz. This is much higher than the 1.2fA/√Hz for just the op amp itself. This result is being dominated by the last term in the equivalent input noise expression. It is essential in this case to use a low voltage noise op amp like the OPA657. If lower transimpedance gain, wider bandwidth solutions are needed, consider the bipolar input OPA686 or OPA687. These parts offer comparable gain bandwidth products but much lower input noise voltage at the expense of higher input current noise.

LOW GAIN COMPENSATION

Where a low gain is desired, and inverting operation is acceptable, a new external compensation technique may be used to retain the full slew rate and noise benefits of the OPA657 while maintaining the increased loop gain and the associated improvement in distortion offered by the decoupled architecture. This technique shapes the loop gain for good stability while giving an easily controlled 2nd-order low-pass frequency response. Considering only the noise gain for the circuit of Figure 4, the low-frequency noise gain, (N_{G1}) will be set by the resistor ratios while the high frequency noise gain (N_{G2}) will be set by the capacitor ratios. The capacitor values set both the transition frequencies and the high-frequency noise gain. If this noise gain, determined by $N_{G2} = 1 + C_S/C_F$, is set to a value greater than the recommended minimum stable gain for the op amp and the noise gain pole, set by $1/R_F C_F$, is placed correctly, a very well controlled 2nd-order low-pass frequency response will result.

B. Datenblätter

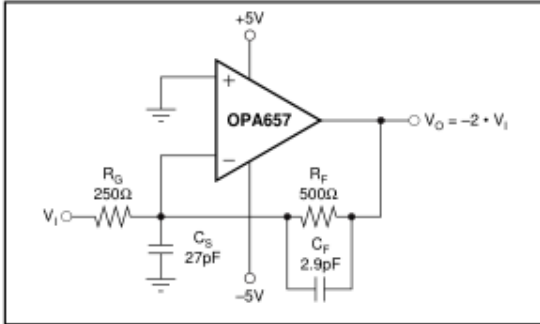


FIGURE 4. Broadband Low Gain Inverting External Compensation.

To choose the values for both C_S and C_F , two parameters and only three equations need to be solved. The first parameter is the target high-frequency noise gain NG_2 , which should be greater than the minimum stable gain for the OPA657. Here, a target NG_2 of 10.5 will be used. The second parameter is the desired low-frequency signal gain, which also sets the low-frequency noise gain NG_1 . To simplify this discussion, we will target a maximally flat 2nd-order low-pass Butterworth frequency response ($Q = 0.707$). The signal gain of -2 shown in Figure 4 will set the low frequency noise gain to $NG_1 = 1 + R_F/R_G$ ($= 3$ in this example). Then, using only these two gains and the GBP for the OPA657 (1600MHz), the key frequency in the compensation can be determined as:

$$Z_0 = \frac{GBP}{NG_1^2} \left[\left(1 - \frac{NG_1}{NG_2} \right) - \sqrt{1 - 2 \frac{NG_1}{NG_2}} \right]$$

Physically, this Z_0 (10.6MHz for the values shown above) is set by $1/(2\pi \cdot R_F(C_F + C_S))$ and is the frequency at which the rising portion of the noise gain would intersect unity gain if projected back to 0dB gain. The actual zero in the noise gain occurs at $NG_1 \cdot Z_0$ and the pole in the noise gain occurs at $NG_2 \cdot Z_0$. Since GBP is expressed in Hz, multiply Z_0 by 2π and use this to get C_F by solving:

$$C_F = \frac{1}{2\pi \cdot R_F \cdot Z_0 \cdot NG_2} \quad (= 2.86\text{pF})$$

Finally, since C_S and C_F set the high-frequency noise gain, determine C_S by [Using $NG_2 = 10.5$]:

$$C_S = (NG_2 - 1)C_F \quad (= 27.2\text{pF})$$

The resulting closed-loop bandwidth will be approximately equal to:

$$f_{-3dB} \cong \sqrt{Z_0 \cdot GBP} \quad (= 130\text{MHz})$$

For the values shown in Figure 4, the f_{-3dB} will be approximately 130MHz. This is less than that predicted by simply dividing the GBP product by NG_1 . The compensation network controls the bandwidth to a lower value while providing the full slew rate at the output and an exceptional distortion performance due to increased loop gain at frequencies below $NG_1 \cdot Z_0$. The capacitor values shown in Figure 4 are calculated for $NG_1 = 3$ and $NG_2 = 10.5$ with no adjustment for parasitics.

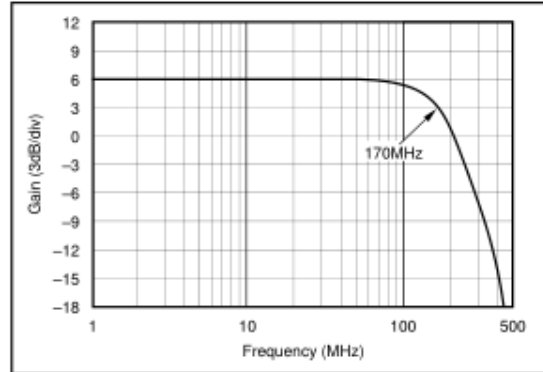


FIGURE 5. $G = -2$ Frequency Response with External Compensation.

Figure 5 shows the measured frequency response for the circuit of Figure 4. This is showing the expected gain of -2 with exceptional flatness through 70MHz and a -3dB bandwidth of 170MHz.

The real benefit to this compensation is to allow a high slew rate, exceptional DC precision op amp to provide a low overshoot, fast settling pulse response. For a 1V output step, the $700\text{V}/\mu\text{s}$ slew rate of the OPA657 will allow a rise time limited edge rate (2ns for a 170MHz bandwidth). While unity-gain stable op amps may offer comparable bandwidths, their lower slew rates will extend the settling time for larger steps. For instance, the OPA656 can also provide a 150MHz gain of -2 bandwidth implying a 2.3ns transition time. However, the lower slew rate of this unity gain stable amplifier ($290\text{V}/\mu\text{s}$) will limit a 1V step transition to 3.5ns and delay the settling time as the slewing transition is recovered. The combination of higher slew rate and exceptional DC precision for the OPA657 can yield one of the fastest, most precise, pulse amplifiers using the circuit of Figure 4.

An added benefit to the compensation of Figure 4 is to increase the loop gain above that achievable at comparable gains by internally compensated amplifiers. The circuit of Figure 4 will have lower harmonic distortion through 10MHz than the OPA656 operated at a gain of -2 .



Ultra-Wideband, Current-Feedback OPERATIONAL AMPLIFIER With Disable

FEATURES

- GAIN = +2 BANDWIDTH (1400MHz)
- GAIN = +8 BANDWIDTH (450MHz)
- OUTPUT VOLTAGE SWING: $\pm 4.2V$
- ULTRA-HIGH SLEW RATE: 4300V/ μs
- 3RD-ORDER INTERCEPT: > 40dBm (f < 50MHz)
- LOW POWER: 129mW
- LOW DISABLED POWER: 0.5mW
- PACKAGES: SO-8, MSOP-8, SOT23-6

APPLICATIONS

- VERY WIDEBAND ADC DRIVERS
- LOW-COST PRECISION IF AMPLIFIERS
- BROADBAND VIDEO LINE DRIVERS
- PORTABLE INSTRUMENTS
- ACTIVE FILTERS
- ARB WAVEFORM OUTPUT DRIVERS
- OPA685 PERFORMANCE UPGRADES

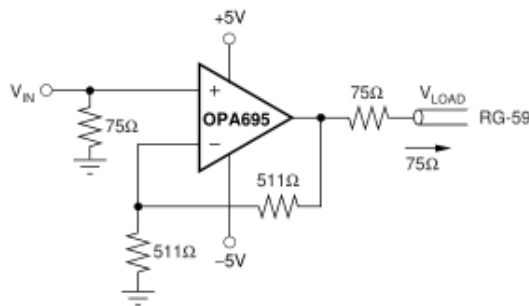
DESCRIPTION

The OPA695 is a very high bandwidth, current-feedback op amp that combines an exceptional 4300V/ μs slew rate and a low input voltage noise to deliver a precision, low-cost, high dynamic range Intermediate Frequency (IF) amplifier. Optimized for high gain operation, the OPA695 is ideally suited to buffering Surface Acoustic Wave (SAW) filters in an IF strip or delivering high output power at low distortion for cable-modem upstream line drivers. At lower gains, a higher bandwidth of 1400MHz is achievable, making the OPA695 an excellent video line driver for supporting high-resolution RGB applications.

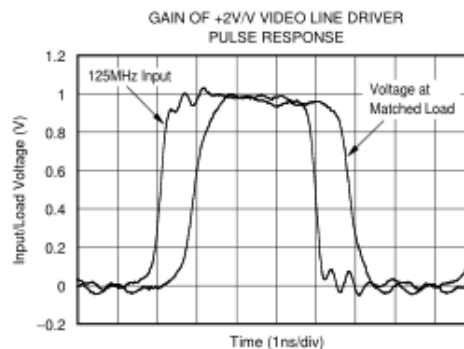
The OPA695 low 12.9mA supply current is precisely trimmed at +25°C. This trim, along with a low temperature drift, gives low system power over temperature. System power may be further reduced using the optional disable control pin. Leaving this pin open, or holding it HIGH, gives normal operation. If pulled LOW, the OPA695 supply current drops to less than 170 μA . This power-saving feature, along with exceptional single +5V operation and ultra-small SOT23-6 packaging, make the OPA695 ideal for portable applications.

OPA695 RELATED PRODUCTS

SINGLES	DUALS
OPA694	OPA2694
OPA691	OPA2691
OPA692	THS3202
OPA693	—



Gain 2V/V Video Line Driver



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 5V$

Boldface limits are tested at **+25°C**.

$R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, and $G = +8$. (see Figure 1 for AC performance only), unless otherwise noted.

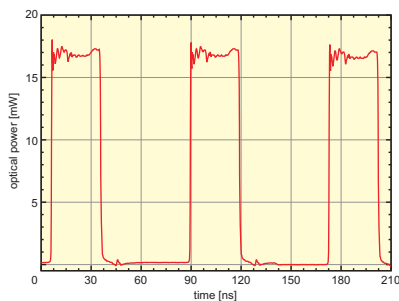
PARAMETER	CONDITIONS	OPA695ID, IDBV					UNITS	MIN/ MAX	TEST LEVEL ⁽¹⁾
		TYP	MIN/MAX OVER TEMPERATURE						
		+25°C	+25°C ⁽¹⁾	0°C to 70°C ⁽²⁾	-40°C to +85°C ⁽²⁾				
AC PERFORMANCE (see Figure 1)									
Small-Signal Bandwidth ($V_O = 0.5V_{PP}$)	$G = +1$, $R_F = 523\Omega$ $G = +2$, $R_F = 511\Omega$ $G = +8$, $R_F = 402\Omega$ $G = +16$, $R_F = 249\Omega$	1700 1400 450 350				MHz MHz MHz MHz	typ typ min typ	C C B C	
Bandwidth for 0.2dB Gain Flatness	$G = +2$, $V_O = 0.5V_{PP}$, $R_F = 523\Omega$	320				MHz	min	C	
Peaking at a Gain of +1	$R_F = 523\Omega$, $V_O = 0.5V_{PP}$	4.6	5.4	5.8	6.0	dB	max	B	
Large-Signal Bandwidth	$G = +8$, $V_O = 4V_{PP}$	450				MHz	typ	C	
Slew Rate	$G = -8$, $V_O = 4V$ Step $G = +8$, $V_O = 4V$ Step	4300 2900	3700 2600	3600 2500	3500 2400	V/ μ s V/ μ s	min min	B C	
Rise-and-Fall Time	$G = +8$, $V_O = 0.5V$ Step $G = +8$, $V_O = 4V$ Step	0.8 1.0				ns ns	typ typ	C C	
Settling Time to 0.02%	$G = +8$, $V_O = 2V$ Step	16				ns	typ	C	
0.1%	$G = +8$, $V_O = 2V$ Step	10				ns	typ	C	
Harmonic Distortion	$G = +8$, $f = 10\text{MHz}$, $V_O = 2V_{PP}$								
2nd-Harmonic	$R_L = 100\Omega$	-65	-62	-60	-59	dBc	max	B	
	$R_L \geq 500\Omega$	-78	-76	-74	-73	dBc	max	B	
3rd-Harmonic	$R_L = 100\Omega$	-86	-84	-75	-72	dBc	max	B	
	$R_L \geq 500\Omega$	-86	-82	-81	-80	dBc	max	B	
Input Voltage Noise	$f > 1\text{MHz}$	1.8	2	2.7	2.9	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	max	B	
Noninverting Input Current Noise	$f > 1\text{MHz}$	18	19	21	22	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	max	B	
Inverting Input Current Noise	$f > 1\text{MHz}$	22	24	26	27	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	max	B	
Differential Gain	$G = +2$, NTSC, $V_O = 1.4V_p$, $R_L = 150\Omega$	0.04				%	typ	C	
Differential Phase	$G = +2$, NTSC, $V_O = 1.4V_p$, $R_L = 150\Omega$	0.007				deg	typ	C	
DC PERFORMANCE⁽⁴⁾									
Open-Loop Transimpedance Gain (Z_{OL})	$V_O = 0V$, $R_L = 100\Omega$	85	45	43	41	k Ω	min	A	
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 0V$	± 0.3	± 3.0	± 3.5	± 4.0	mV	max	A	
Average Offset Voltage Drift	$V_{CM} = 0V$			± 10	± 15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	max	B	
Noninverting Input Bias Current	$V_{CM} = 0V$	+13	± 30	± 37	± 41	μA	max	A	
Average Noninverting Input Bias Current Drift	$V_{CM} = 0V$			+150	+180	nA/ $^\circ\text{C}$	max	B	
Inverting Input Bias Current	$V_{CM} = 0V$	± 20	± 60	± 66	± 70	μA	max	A	
Average Inverting Input Bias Current Drift	$V_{CM} = 0V$			± 120	± 160	nA/ $^\circ\text{C}$	max	B	
INPUT									
Common-Mode Input Range ⁽⁵⁾ (CMIR)	$V_{CM} = 0V$	± 3.3	± 3.1	± 3.0	± 3.0	V	min	A	
Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)	$V_{CM} = 0V$	56	51	50	50	dB	min	A	
Noninverting Input Impedance	Open-Loop	280 1.2				k Ω pF	typ	C	
Inverting Input Resistance (R_i)	Open-Loop	29				Ω	typ	C	
OUTPUT									
Voltage Output Swing	No Load 100 Ω Load	± 4.2 ± 3.9	± 4.0 ± 3.7	± 3.9 ± 3.7	± 3.9 ± 3.6	V V	min min	A A	
Current Output, Sourcing	$V_O = 0$	+120	+90	+80	+70	mA	min	A	
Current Output, Sinking	$V_O = 0$	-120	-90	-80	-70	mA	min	A	
Closed-Loop Output Impedance	$G = +8$, $f = 100\text{kHz}$	0.04				Ω	typ	C	
DISABLE (Disabled LOW)									
Power-Down Supply Current ($+V_{DD}$)	$V_{DIS} = 0$	-100	-170	-186	-192	μA	typ	A	
Disable Time	$V_{IN} = \pm 0.25V_{DC}$	1				μs	typ	C	
Enable Time	$V_{IN} = \pm 0.25V_{DC}$	25				ns	typ	C	
Off Isolation	$G = +8$, 10MHz	70				dB	typ	C	
Output Capacitance in Disable		4				pF	typ	C	
Turn On Glitch	$G = +2$, $R_L = 150\Omega$, $V_{IN} = 0$	± 100				mV	typ	C	
Turn Off Glitch	$G = +2$, $R_L = 150\Omega$, $V_{IN} = 0$	± 20				mV	typ	C	
Enable Voltage		3.3	3.5	3.6	3.7	V	min	A	
Disable Voltage		1.8	1.7	1.6	1.5	V	max	A	
Control Pin Input Bias Current ($\overline{\text{DIS}}$)	$V_{DIS} = 0$	75	130	143	145	μA	max	A	
POWER SUPPLY									
Specified Operating Voltage		± 5				V	typ	C	
Maximum Operating Voltage Range			± 6	± 6	± 6	V	max	A	
Max Quiescent Current	$V_S = \pm 5V$	12.9	13.3	13.7	14.1	mA	max	A	
Min Quiescent Current	$V_S = \pm 5V$	12.9	12.6	11.8	11.0	mA	min	A	
Power-Supply Rejection Ratio (-PSRR)	Input Referred	55	51	48	48	dB	typ	A	
TEMPERATURE RANGE									
Specification: ID, IDBV									
Thermal Resistance, θ_{JA}	Junction-to-Ambient	-40 to +85				$^\circ\text{C}$	typ	C	
D SO-8		125				$^\circ\text{C}/\text{W}$	typ	C	
DGK MSOP-8		135				$^\circ\text{C}/\text{W}$	typ	C	
DBV SOT23-6		150				$^\circ\text{C}/\text{W}$	typ	C	

- NOTES: (1) Junction temperature = ambient for +25°C specifications.
 (2) Junction temperature = ambient at low temperature limit; junction temperature = ambient +15°C at high temperature limit for over temperature specifications.
 (3) Test levels: (A) 100% tested at +25°C. Over temperature limits by characterization and simulation.
 (B) Limits set by characterization and simulation, (C) Typical value only for information.
 (4) Current is considered positive out-of-node. V_{CM} is the input common-mode voltage.
 (5) Tested < 3dB below minimum specified CMRR at \pm CMIR limits.

FSL 500



Fast Switched Diode Laser



- Pulse widths adjustable between 3 and 100 ns
- Ultra short rise / fall time down to 0.3 ns / 0.8 ns
- Wavelengths from 375 to 1550 nm
- Repetition rate from single shot to 12 MHz
- User-defined signal patterns via external triggering
- Completely switched off between pulses



Applications

- Time response characterization of optoelectronic devices
- Semiconductor device testing
- Printing industry (Computer-to-Plate technology CTP)
- Optical data storage
- Direct photo lithography

C. Matlab Programme

OptimalesFeedbackNWVarFg.m	...	C.1
OptimalesFeedbackNWVarGBP.m	...	C.2
RauschenVarFg.m	...	C.3
RauschenFgKonst.m	...	C.4
SNRiPVarFgVar.m	...	C.5
SNRiPVarFgKonst.m	...	C.6

C.1. OptimalesFeedbackNWVarFg.m

```
% Programm zur Berechnung des optimalen Feedback-Netzwerks für die Trans-
% impedanzstufe OPA657 mit dem Detektor S5973 (Si-(PIN)Photodiode)

clear all;
close all;
clc;

% Initialisierungen der Ausgabe
scrsz = get(0, 'screensize');
init = figure('Name', 'Optimales Feedback-Netzwerk OPA657', ...
    'NumberTitle', 'off', 'Position', [scrsz(1) scrsz(2)+70 scrsz(3) ...
    scrsz(4)-135]);

%% OPV Daten
% OPA657 Open Loop Gain, typischer Wert, [OPA657, OPA846, OPA847]
AOL_dB = [70, 90, 98];
AOL = zeros(1, length(AOL_dB));
for i = 1:length(AOL_dB)
    AOL(i) = 10^(AOL_dB(i)/20);
end
% Gain Bandwidth Product = Transitfrequenz, [OPA657, OPA846, OPA847]
GBP = [1.6E9, 1.75E9, 3.9E9];
% Cindiff = 0.7E-12; % Differential Input Capacitance
% Cincm = 4.5E-12; % Common-Mode Input Capacitance

%% Grenzfrequenzen
fg = [100E6, 150E6, 200E6, 250E6, 300E6, 350E6, 400E6];
omega_g = zeros(1, length(fg));
for i = 1 : length(fg)
    omega_g(i) = 2*pi*fg(i);
end

%% Photodiodendaten
% CJ = 2.5E-9; Sperrschichtkapazität
RD = 1E9; % Sperrwiderstand, angenommen (nicht in Datenblatt verfügbar)

%% Gesamte Eingangskapazität
CD = 0.1E-12; % CJ + Cindiff + Cincm;
CDmax = 10.01E-12; % CDmin = 4E-12
CDstep = 0.01E-12;
```

C. Matlab Programme

```
%% Initialisierung für das Feedback-Netzwerk
RF = 1000;
CF = 0.01E-12; % Minimale Streukapazität

%% Initialisierungen
count_f = 0;
freqcount = 999;
Mag = zeros(length(freqcount));
freq = zeros(length(freqcount));
m = 0;
RFO = RF;
CFO = CF;
CDO = CD;
DataOut = zeros((CDmax-CDO)/CDstep, 3);
count_fg = 0;

for count_fg = 1:length(fg)
    omega_t = 2*pi*GBP(1);
    %% Start der Berechnung des optimalen Feedback Zweiges
    while (CD <= CDmax)
        m = m + 1;
        for count_f = 1:freqcount
            ZFg = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
            ZDg = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);

            % Übertragungsfunktion des Operationsverstärkers (Uout/iph)
            Ug = abs(ZFg/(1+(1/AOL(1)+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)* ...
                (1+ZFg/ZDg)));

            % 3dB - Grenzfrequenz
            Mag_g = RF/sqrt(2);
            Mag_g1 = Mag_g - 0.02*Mag_g;
            Mag_g2 = Mag_g + 0.02*Mag_g;

            % Variation von RF bis Grenzfrequenz = fg
            while (Ug < Mag_g1 || Ug > Mag_g2)
                % Variation von RF bis
                %Übertragungsfunktion innerhalb eines +- 2%-Fensters um
                %die Grenzfrequenz
                ZFg = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
                ZDg = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);
                Ug = abs(ZFg/(1+(1/AOL(1)+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*...
                    (1+ZFg/ZDg)));
```

C. Matlab Programme

```
Mag_g = RF/sqrt(2);
Mag_g1 = Mag_g - 0.02*Mag_g;
Mag_g2 = Mag_g + 0.02*Mag_g;
count_f = 0; %#ok<FXSET>

if (Ug > Mag_g2)
    RF = RF + 0.01*RF;
elseif (Ug < Mag_g1)
    RF = RF - 0.01*RF;
end
end

count_f = count_f + 1; %#ok<FXSET>

% Berechnung von CF mit der Formel aus dem Datenblatt
CF = 1/(2*pi*RF*sqrt(GBP(1)/(4*pi*RF*CD)));
end

%% ----- Ende Berechnung des optimalen Feedback Zweiges -----

%% Speichern der Werte in Matrix
if (count_fg == 1)
    DataOut(m, 1)=CD/1E-12;
end
DataOut(m, 2 + 2*(count_fg-1))=RF/1E3;
DataOut(m, 3 + 2*(count_fg-1))=CF/1E-12;
count_f = 0; %#ok<NASGU>
CF = CF0;
CD = CD + CDstep;
RF = RF0;
end
m = 0;
CD = CD0;
RF = RF0;
count_f = 0;

%% Ausgabe
subplot(3,3,count_fg);
figure(init)
[AX,H1,H2] = plotyy(DataOut(:,1), DataOut(:,2 + 2*(count_fg-1)), ...
    DataOut(:,1), DataOut(:,3 + 2*(count_fg-1)), 'loglog');
set(get(AX(1), 'Ylabel'), 'String', 'RF [kOhm]');
set(AX(1), 'YColor', 'k');
```

C. Matlab Programme

```
set(AX(1),'XLim',[CD*1E12 CDmax*1E12]);
set(get(AX(2),'Ylabel'),'String','CF [pF]') ;
set(AX(2),'YColor','b');
set(AX(2),'XLim',[CD*1E12 CDmax*1E12]);
color = ['b', 'k', 'r', 'g', 'c', 'm', 'k', 'b'];
set(H1,'color', num2str(color(count_fg)))
set(H2,'color', num2str(color(count_fg+1)))
xlabel('CD [pF]');
title(['ZFopt für fg = ' num2str(fg(count_fg)/1E6, '%4.0f') ...
      ' [MHz]']);
legend('CF', 'RF')
grid on;
end

%% Ausgabe in File DataOut_x
save DataOut_0 DataOut
```

C.2. OptimalesFeedbackNWVarGBP.m

```
% Programm zur Berechnung des optimalen Feedback-Netzwerks für die Trans-
% impedanzstufe mit dem Detektor S5973 (Si-(PIN)Photodiode)
% Die Berechnung erfolgt für eine Grenzfrequenz und 3 verschiedene
% Operationsverstärker mit unterschiedlichem GBP

clear all;
close all;
clc;

% Initialisierungen der Ausgabe
scrsz = get(0, 'screensize');
init = figure('Name', 'Optimales Feedback-Netzwerk', 'NumberTitle',...
    'off', 'Position', [scrsz(1) scrsz(2)+70 scrsz(3) scrsz(4)-135]);
color = ['b', 'k', 'r'];
OPA = ['OPA657'; 'OPA846'; 'OPA847'];

%% OPV Daten
% OPA657 Open Loop Gain, typischer Wert, [OPA657, OPA846, OPA847]
AOL_dB = [70, 90, 98];
AOL = zeros(1, length(AOL_dB));
for i = 1:length(AOL_dB)
    AOL(i) = 10^(AOL_dB(i)/20);
```

C. Matlab Programme

```
end
% Gain Bandwidth Product = Transitfrequenz, [OPA657, OPA846, OPA847]
GBP = [1.6E9, 1.75E9, 3.9E9];

% Cindiff = 0.7E-12; % Differential Input Capacitance
% Cincm = 4.5E-12; % Common-Mode Input Capacitance

%% Grenzfrequenz
fg = input('Bitte geben Sie die gewünschte Grenzfrequenz (in MHz) ein: ')...
    *1E6;
omega_g = 2*pi*fg;

%% Photodiodendaten
% CJ = 0; % Sperrschichtkapazität
RD = 1E9; % Sperrwiderstand, angenommen (nicht in Datenblatt verfügbar)

%% Gesamte Eingangskapazität
CD = 1E-12; %CJ + Cindiff + Cincm;
CDO = CD;
CDmax = 10.01E-12; % CDmin = 4E-12
CDstep = 0.01E-12;

%% Initialisierung für das Feedback-Netzwerk
RF = 1000;
CF = 0.01E-12;

%% Amplitude im oberen Frequenzbereich (gain peaking)
% 1.0 = kein gain peaking, 1.41 = 3dB gain peaking
peak = 1.01;

%% Initialisierungen
count_f = 0;
freqcount = 999;
Mag = zeros(length(freqcount));
freq = zeros(length(freqcount));
m = 0;
RFO = RF;
CFO = CF;
DataOut = zeros((CDmax-CDO)/CDstep, 3);
count_GBP = 0;

for count_GBP = 1:length(AOL_dB)
    omega_t = 2*pi*GBP(count_GBP); %GBP = ft
```

C. Matlab Programme

```

%% Start der Berechnung des optimalen Feedback Zweiges
while (CD <= CDmax)
    m = m + 1;
    for count_f = 1:freqcount
        ZFg = RF/(1+1i*omega_g*CF*RF);
        ZDg = RD/(1+1i*omega_g*CD*RD);

        % Übertragungsfunktion des Operationsverstärkers (Uout/iph)
        Ug = abs(ZFg/(1+(1/AOL(count_GBP)+1i*omega_g/omega_t)*...
            (1+ZFg/ZDg)));

        % 3dB - Grenzfrequenz
        Mag_g = RF/sqrt(2);
        Mag_g1 = Mag_g - 0.02*Mag_g;
        Mag_g2 = Mag_g + 0.02*Mag_g;

        while (Ug < Mag_g1 || Ug > Mag_g2)
            ZFg = RF/(1+1i*omega_g*CF*RF);
            ZDg = RD/(1+1i*omega_g*CD*RD);
            Ug = abs(ZFg/(1+(1/AOL(count_GBP)+1i*omega_g/omega_t)*...
                (1+ZFg/ZDg)));
            Mag_g = RF/sqrt(2);
            Mag_g1 = Mag_g - 0.02*Mag_g;
            Mag_g2 = Mag_g + 0.02*Mag_g;
            count_f = 0;

            if (Ug > Mag_g2)
                RF = RF + 0.01*RF;
            elseif (Ug < Mag_g1)
                RF = RF - 0.01*RF;
            end
        end

        count_f = count_f + 1;

        % Berechnung von CF mit der Formel aus dem Datenblatt
        CF = 1/(2*pi*RF*sqrt(GBP(count_GBP)/(4*pi*RF*CD)));
    end
%% ----- Ende Berechnung des optimalen Feedback Zweiges -----

    if (count_GBP == 1)
        DataOut(m, 1)=CD/1E-12;
    end
end

```

C. Matlab Programme

```
DataOut(m, 2 + 2*(count_GBP-1))=RF/1E3;
DataOut(m, 3 + 2*(count_GBP-1))=CF/1E-12;

count_f = 0;
CF = CF0;
CD = CD + CDstep;
RF = RF0;
end
m = 0;
CD = CD0;
RF = RF0;
count_f = 0;

%% Ausgabe
figure(init)
[AX,H1,H2] = plotyy(DataOut(:,1), DataOut(:,2 + 2*(count_GBP-1)),...
    DataOut(:,1), DataOut(:,3 + 2*(count_GBP-1)), 'loglog');
set(get(AX(1),'Ylabel'),'String','RF [kOhm]');
set(AX(1),'YColor','k');
set(get(AX(2),'Ylabel'),'String','CF [pF]');
set(AX(2),'YColor','k');
axis('auto')
set(H1,'color', num2str(color(count_GBP)))
set(H2,'color', num2str(color(count_GBP)))
xlabel('CD [pF]');
title(['Optimales Feedback-Netzwerk      fg = ' num2str(fg/1E6,...
    '%4.0f') ' [MHz]']);
grid on;
hold on;
end
legend([num2str(OPA(3, :)) ': GBP = ' num2str(GBP(3)*1E-9) ' GHz'], ...
    [num2str(OPA(1, :)) ': GBP = ' num2str(GBP(1)*1E-9) ' GHz'], ...
    [num2str(OPA(2, :)) ': GBP = ' num2str(GBP(2)*1E-9) ' GHz'])

%% Speichern der Ergebnisse
% save DataOut_0 DataOut
```

C.3. RauschenVarFg.m

```
% Noise Berechnungen für eine Transimpedanzverstärkerstufe mit dem OPV
% OPA 657 und der Si-Photodiode S5973
% Berechnung der Rauschdichte der Schaltung für unterschiedliche
```

C. Matlab Programme

```
% Grenzfrequenzwn

clear all;
close all;
clc;

%% Initialisierungen der Ausgabe
scrsz = get(0, 'screensize');
init = figure('Name', 'Ausgangsrauschspannungsdichten', 'NumberTitle',...
    'off', 'Position', [scrsz(1) scrsz(2)+70 scrsz(3) scrsz(4)-135]);

%% Photodiodendaten
CJ = 2.5E-12; % Sperrschichtkapazität, VR ~ 3 V
RD = 1E9; % Sperrwiderstand, angenommen (nicht in Datenblatt verfügbar)
RS = 10;
iP = input('Photostrom [nA]: ')*1E-9; % Photostrom

%% OPV Daten (OPA657)
AOL_dB = 70; % Open Loop Gain, typischer Wert
GBP = 1.6E9; % Gain Bandwidth Product = Transitfrequenz
Ured = 4.8E-9; % Input Voltage Noise [nV/sqrt(Hz)] at f > 100kHz
Ired = 1.3E-15; % Input Current Noise [fA/sqrt(Hz)] at f > 100kHz
Cindiff = 0.7E-12; % Differential Input Capacitance
Cincm = 4.5E-12; % Common-Mode Input Capacitance
PSRRpos_dB = 80; % Power-Supply Rejection Ratio (+PSRR), typischer Wert
PSRRneg_dB = 68; % Power-Supply Rejection Ratio (-PSRR), typischer Wert
UrePd = 1E-9; % Rauschspannungsdichte der Spannungsversorgung (angenommen)

%% Anfangswerte für Feedback-Zweig
RF = 1000;
CF = 0.3E-12; % Minimale Streukapazität (0.3E-12)

%% Measurement Frequency
fg_uG = input('Untere Dekade (Exponent): '); % untere Frequenzgrenze
fg_oG = input('Obere Dekade (Exponent): '); % obere Frequenzgrenze
fg_step = 1000; % input('Anzahl der Stützpunkte (10 ... 10000): ');
fg = logspace(fg_uG, fg_oG, fg_step);
omega_g = 2*pi*fg;

%% Grundsätzliche Zusammenhänge
CD = CJ + Cindiff + Cincm; % Gesamte Eingangskapazität
AOL = 10^(AOL_dB/20);
PSRRpos = 10^(PSRRpos_dB/20);
```


C. Matlab Programme

```
PSRRneg = 10^(PSRRneg_dB/20);
omega_t = 2*pi*GBP;

%% Konstanten
k = 1.38E-23; % Boltzmann-Konstante
T = 298.15; % 25°C Raumtemperatur
q = 1.6022E-19; % Spezifische Ladung eines Elektrons

%% Initialisierungen
Mag = zeros(length(fg),1);
freq = zeros(length(fg),1);
CF0 = CF;
Tabelle = zeros([length(fg), 12]);
UraId = zeros([length(fg), 1]);
UraUd = zeros([length(fg), 1]);
UraRFd = zeros([length(fg), 1]);
Ura_PD_RDd = zeros([length(fg), 1]);
Ura_PD_SNd = zeros([length(fg), 1]);
UraRSd = zeros([length(fg), 1]);
UraPSRRposd = zeros([length(fg), 1]);
UraPSRRnegd = zeros([length(fg), 1]);
SNR_dB = zeros([length(fg), 1]);
SNR = zeros([length(fg), 1]);
numberOfPasses = 1000; % Anzahl der Durchläufe für die Optimierung von ZF

for count_fg = 1:length(fg)

%% ***** Start der Feedbackoptimierung *****
    for count_ZFopt = 1:numberOfPasses
        ZFg = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
        ZDg = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);

        %% Übertragungsfunktion des Operationsverstärkers
        Ug = abs(ZFg*ZDg/(ZDg+RS)/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
            omega_t)*(1+ZFg/(ZDg+RS))));

        %% 3dB - Grenzfrequenz
        Mag_g = RF/sqrt(2);
        Mag_g1 = Mag_g - 0.02*Mag_g;
        Mag_g2 = Mag_g + 0.02*Mag_g;

        %% Variation von RF bis Grenzfrequenz = fg
        while (Ug < Mag_g1 || Ug > Mag_g2)
```

C. Matlab Programme

```

ZFg = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
ZDg = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);
Ug = abs((ZFg*ZDg/(ZDg+RS))/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
    omega_t)*(1+ZFg/(ZDg+RS))));
Mag_g = RF/sqrt(2);
Mag_g1 = Mag_g - 0.02*Mag_g;
Mag_g2 = Mag_g + 0.02*Mag_g;
count_ZFopt = 1;    %#ok<*FXSET,*NASGU>

if (Ug > Mag_g2)
    RF = RF + 0.01*RF;
elseif (Ug < Mag_g1)
    RF = RF - 0.01*RF;
end
end

%% Berechnung von CF mit der Formel aus dem Datenblatt
CF = 1/(2*pi*RF*sqrt(GBP/(4*pi*RF*CD)));
end

%% ***** Ende der Feedbackoptimierung *****

%% ***** Beginn der Rauschberechnungen *****

ZF = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
ZD = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);
IrRF = sqrt(4*k*T/RF); % Rauschstrom des Feedbackwiderstandes (RF)
IrRS = sqrt(4*k*T/RS); % Rauschstrom des Serienwiderstandes (RS)

% Ausgangsrauschspannung aufgrund des Eingangsrauschstroms
UraId(count_fg) = Ired*abs(ZF/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
    omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund der Eingangsrauschspannung
UraUd(count_fg) = Ured*abs((1+ZF/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund des Widerstandsrauschens von RF
UraRFd(count_fg) = abs((IrRF*ZF)/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
    omega_t)));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund des Phodidiodenrauschens
IrPD_RDd = sqrt(4*k*T/RD); % Wärmerauschen des Sperrschichtwiderstandes
IrPD_SNd = sqrt(2*q*iP); % Schrotrauschen

```

C. Matlab Programme

```

Ura_PD_RDd(count_fg) = IrPD_RDd*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));
Ura_PD_SNd(count_fg) = IrPD_SNd*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund des Widerstandsrauschens von RS
UraRSd(count_fg) = abs((IrRS*ZF)/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
    omega_t)*(1+(ZD+RS)/(ZD*RS)*ZF)));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund der endlichen, positiven PSRR
UraPSRRposd(count_fg) = abs((UrePd/(PSRRpos*4E6/fg(count_fg)))*(1+ZF...
    /(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund der endlichen, negativen PSRR
UraPSRRnegd(count_fg) = abs((UrePd/(PSRRneg*4E6/fg(count_fg)))*(1+ZF...
    /(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));
%% ***** Ende der Rauschberechnungen *****

%% Speichern der Ergebnisse in Martrix
Tabelle(count_fg,1) = fg(count_fg);
%   Tabelle(count_fg,2) = SNR(count_fg);
%   Tabelle(count_fg,3) = SNR_dB(count_fg);
Tabelle(count_fg,4) = RF/1E3;
Tabelle(count_fg,5) = CF/1E-12;
Tabelle(count_fg,6) = UraId(count_fg);
Tabelle(count_fg,7) = UraUd(count_fg);
Tabelle(count_fg,8) = UraRFd(count_fg);
Tabelle(count_fg,9) = Ura_PD_RDd(count_fg);
Tabelle(count_fg,10) = Ura_PD_SNd(count_fg);
Tabelle(count_fg,11) = UraRSd(count_fg);
Tabelle(count_fg,12) = UraPSRRposd(count_fg);
Tabelle(count_fg,13) = UraPSRRnegd(count_fg);

count_ZFopt = 1;
CF = CF0;
end

%% Ausgabe
selectoutput = [6 7 8 9 10 11 12 13];
color_out = ['b', 'k', 'r', 'g', 'm', 'b', 'c', 'r'];
hi=zeros(length(selectoutput));
for i = 1:length(selectoutput)
    figure(init)

```

C. Matlab Programme

```

    hi(i) = loglog(Tabelle(:,1), Tabelle(:,selectoutput(i))*1E9);
    xlabel('Grenzfrequenz [Hz]')
    ylabel('Ausgangsrauschspannungsdichten [nV/sqrt(Hz)]')
    set(hi(i), 'color', num2str(color_out(i)));
    hold on
end

legend_handle = legend('UraId [nV/sqrt(Hz)]', 'UraUd [nV/sqrt(Hz)]',...
    'UraRfd [nV/sqrt(Hz)]', 'UraPDRDd [nV/sqrt(Hz)]', ...
    'UraPDSNd [nV/sqrt(Hz)]', 'UraRSd [nV/sqrt(Hz)]', ...
    'UraPSRRposd [nV/sqrt(Hz)]', 'UraPSRRnegd [nV/sqrt(Hz)]');
set(legend_handle, 'Location', 'Best')

% Setzen der Marker für die unterschiedlichen Plots
if nargin<2, n=5; end % default number of markers
if nargin<1, error('Supply an input handle as input argument. '), end
figure(get(get(hi(1), 'parent'), 'parent')) % plot in the figure of the handle
subplot(get(hi(1), 'parent')) % plot in the subplot of the handle
hold on % do not overwrite the current plot
markers = {'o', 's', 'd', '^', 'v', '*', '+', '.', 'x', '>', '<', 'p', 'h'};
ho = hi; % initialize output handle
for i = 1:length(hi)
    x = get(hi(i), 'xdata'); % get the independent variable
    y = get(hi(i), 'ydata'); % get the dependent variable data
    s = linspace(1,n,length(x)); % sampling independent variable
    sn = [1 (2:n-1)+randn(1,n-2)/n n]; % add some noise to avoid overlap
    xrs = interp1(s,x,sn,'nearest'); % downsample to n datapoints
    yrs = interp1(s,y,sn,'nearest'); % downsample to n datapoints
    plot(xrs,yrs,... % Plot the markers
        'Marker',markers{i},'LineStyle','None','Color',get(hi(i),'Color'));
    ho(i) = plot([0 1],[1 1]*NaN,... % Create the output handle
        'Marker',markers{i},...
        'LineStyle',get(hi(i),'LineStyle'),...
        'Color',get(hi(i),'Color'));
end
if nargout==0, clear ho, end

% Aufruf der Funktion "legendlinestyles" um Legende anzupassen (Marker
% einfügen).
% Siehe: http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22116-edit
% -linestyles-of-plot-legends/content/legendlinestyles_test.m
% Funktion Funktion "legendlinestyles.m" auf dieser Seite downloadbar.

```

C. Matlab Programme

```
legendlinestyles(legend_handle, markers);

%% Speichern der Ergebnisse in .mat-File
%% Speichern der Ergebnisse in .mat-File
% Savename = ['Tabelle_IP_' num2str(iP*1E9) 'n'];
% save (Savename, 'Tabelle')

%% Export mit besserer Funktion als Matlab Export
% set(gcf, 'Color', 'none');
% export_fig RauschenVarFg_1n.png -m1.5
```

C.4. RauschenFgKonst.m

```
% Noise Berechnungen für eine Transimpedanzverstärkerstufe mit dem OPV
% OPA 657 und der Si-Photodiode S5973
% Berechnung der Rauschspannungsdichten, der gesamten Rauschspannungsdichte
% und des Ausgangsrauschens für eine Grenzfrequenz

clear all;
close all;
clc;

%% Initialisierungen der Ausgabe
scrsz = get(0, 'screensize');
init = figure('Name', 'Ausgangsrauschspannungsdichten', 'NumberTitle', 'off',...
    'Position', [scrsz(1) scrsz(2)+70 scrsz(3) scrsz(4)-135]);

%% Photodiodendaten
CJ = 1.8E-12; % Sperrschichtkapazität, VR ~ 3 V
RD = 1E9; % Sperrwiderstand, angenommen (nicht in Datenblatt verfügbar)
RS = 10;

iP = input('Photostrom [nA]: ')*1E-9; % Photocurrent

%% OPV Daten (OPA657)
AOL_dB = 70; % Open Loop Gain, typischer Wert
GBP = 1.6E9; % Gain Bandwidth Product = Transitfrequenz
Ured = 4.8E-9; % Input Voltage Noise [nV/sqrt(Hz)] at f > 100kHz
Ired = 1.3E-15; % Input Current Noise [fA/sqrt(Hz)] at f > 100kHz
Cindiff = 0.7E-12; % Differential Input Capacitance
Cincm = 4.5E-12; % Common-Mode Input Capacitance
```

C. Matlab Programme

```
PSRRpos_dB = 80; % Power-Supply Rejection Ratio (+PSRR), typischer Wert
PSRRneg_dB = 68; % Power-Supply Rejection Ratio (-PSRR), typischer Wert
UrePd = 1E-9; % Rauschspannungsdichte der Spannungsversorgung (angenommen)

%% Anfangswerte für Feedback-Zweig
RF = 2150;
CF = 1E-12; % Minimale Streukapazität (0.3E-12)

%% Measurement Frequency
fg_uG = input('Untere Dekade (Exponent): '); % untere Frequenzgrenze
fg_oG = input('Obere Dekade (Exponent): '); % obere Frequenzgrenze
fg_step = 1000; %input('Anzahl der Stützpunkte (10 ... 10000): ');
fg = logspace(fg_uG, fg_oG, fg_step);
omega_g = 2*pi*fg;

%% Grundsätzliche Zusammenhänge
CD = CJ + Cindiff + Cincm; % Gesamte Eingangskapazität
AOL = 10^(AOL_dB/20);
PSRRpos = 10^(PSRRpos_dB/20);
PSRRneg = 10^(PSRRneg_dB/20);
omega_t = 2*pi*GBP;

%% Konstanten
k = 1.38E-23; % Boltzmann-Konstante
T = 298.15; % 25°C Raumtemperatur
q = 1.6022E-19; % Spezifische Ladung eines Elektrons

%% Initialisierungen
Mag = zeros(length(fg),1);
freq = zeros(length(fg),1);
CFO = CF;
Tabelle = zeros([length(fg), 12]);
UraId = zeros([length(fg), 1]);
UraUd = zeros([length(fg), 1]);
UraRFd = zeros([length(fg), 1]);
Ura_PD_RDd = zeros([length(fg), 1]);
Ura_PD_SNd = zeros([length(fg), 1]);
UraRSd = zeros([length(fg), 1]);
UraPSRRposd = zeros([length(fg), 1]);
UraPSRRnegd = zeros([length(fg), 1]);
Urad = zeros([length(fg), 1]);
Urad_squ = zeros([length(fg), 1]);
SNR_dB = zeros([length(fg), 1]);
```

C. Matlab Programme

```

SNR = zeros([length(fg), 1]);
numberOfPasses = 1000; % Anzahl der Durchläufe für die Optimierung von ZF

for count_fg = 1:length(fg)
%% ***** Beginn der Rauschberechnungen *****
    ZF = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
    ZD = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);
    IrRF = sqrt(4*k*T/RF); % Rauschstrom des Feedbackwiderstandes (RF)
    IrRS = sqrt(4*k*T/RS); % Rauschstrom des Serienwiderstandes (RS)

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Eingangsrauschstroms
    UraId(count_fg) = Ired*abs(ZF/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
        omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund der Eingangsrauschspannung
    UraUd(count_fg) = Ured*abs((1+ZF/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
        omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Widerstandsrauschens von RF
    UraRfd(count_fg) = abs((IrRF*ZF)/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
        omega_t)));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Phodiodenrauschens
    IrPD_RDd = sqrt(4*k*T/RD); % Wärmerauschen des Sperrschichtwiderstandes
    IrPD_SNd = sqrt(2*q*iP); % Shot Noise

    Ura_PD_RDd(count_fg) = IrPD_RDd*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
        omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));
    Ura_PD_SNd(count_fg) = IrPD_SNd*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
        omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Widerstandsrauschens von RS
    UraRSd(count_fg) = abs((IrRS*ZF)/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
        omega_t)*((1+(ZD+RS)/(ZD*RS))*ZF)));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund der endlichen, positiven PSRR
    UraPSRRposd(count_fg) = abs((UrePd/(PSRRpos*4E6/fg(count_fg)))*(1+ZF...
        /(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund der endlichen, negativen PSRR
    UraPSRRnegd(count_fg) = abs((UrePd/(PSRRneg*4E6/fg(count_fg)))*(1+ZF...
        /(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

```

C. Matlab Programme

```
% Gesamte RMS-Ausgangsrauschspannungsdichte
Urad(count_fg) = sqrt(UraId(count_fg)^2+UraUd(count_fg)^2+...
    UraRFd(count_fg)^2+Ura_PD_RDd(count_fg)^2+Ura_PD_SNd(count_fg)^2+...
    UraRSd(count_fg)^2+UraPSRRposd(count_fg)^2+UraPSRRnegd(count_fg)^2);
Urad_squ(count_fg) = UraId(count_fg)^2+UraUd(count_fg)^2+...
    UraRFd(count_fg)^2+Ura_PD_RDd(count_fg)^2+Ura_PD_SNd(count_fg)^2+...
    UraRSd(count_fg)^2+UraPSRRposd(count_fg)^2+UraPSRRnegd(count_fg)^2;
%% ***** Ende der Rauschberechnungen *****

%% Speichern der Ergebnisse in Martrix
Tabelle(count_fg,1) = fg(count_fg);
%   Tabelle(count_fg,2) = SNR(count_fg);
%   Tabelle(count_fg,3) = SNR_dB(count_fg);
Tabelle(count_fg,4) = RF/1E3;
Tabelle(count_fg,5) = CF/1E-12;
Tabelle(count_fg,6) = UraId(count_fg);
Tabelle(count_fg,7) = UraUd(count_fg);
Tabelle(count_fg,8) = UraRFd(count_fg);
Tabelle(count_fg,9) = Ura_PD_RDd(count_fg);
Tabelle(count_fg,10) = Ura_PD_SNd(count_fg);
Tabelle(count_fg,11) = UraRSd(count_fg);
Tabelle(count_fg,12) = UraPSRRposd(count_fg);
Tabelle(count_fg,13) = UraPSRRnegd(count_fg);
Tabelle(count_fg,14) = Urad_squ(count_fg);
Tabelle(count_fg,15) = Urad(count_fg);

count_ZFopt = 1;
CF = CF0;
end

%% Berechnung der Ausgangsrauschspannung
% Integral über gesamte Rauschspannungsdichte
Int_Urad = sqrt(trapz(Tabelle(:, 1), Tabelle(:, 14)));

%% Berechnung der Grenzfrequenz
f3dB=sqrt(GBP/(2*pi*RF*CD)); % Aus dem Datenblatt von OPA657

%% Ausgabe
selectoutput = [6 7 8 9 10 11 12 13 14];
color_out = ['b', 'k', 'r', 'g', 'm', 'b', 'c', 'r', 'k'];
hi=zeros(length(selectoutput));
for i = 1:length(selectoutput)
```


C. Matlab Programme

```

figure(init)
hi(i) = loglog(Tabelle(:,1), Tabelle(:,selectoutput(i))/1E-9);
xlabel('f [Hz]')
ylabel('Ausgangsrauschspannungsdichten [nV/sqrt(Hz)]')
set(hi(i), 'color', num2str(color_out(i)));
hold on
end

legend_handle = legend('UraId [nV/sqrt(Hz)]', 'UraUd [nV/sqrt(Hz)]', ...
    'UraRfd [nV/sqrt(Hz)]', 'UraPDRDd [nV/sqrt(Hz)]', ...
    'UraPDSNd [nV/sqrt(Hz)]', 'UraRSd [nV/sqrt(Hz)]', ...
    'UraPSRRposd [nV/sqrt(Hz)]', 'UraPSRRnegd [nV/sqrt(Hz)]', ...
    'Urad^2 [nV^2/Hz]');
set(legend_handle, 'Location', 'Best')

% Setzen der Marker für die unterschiedlichen Plots
% Siehe: http://www.mathworks.de/matlabcentral/fileexchange/23279-add-plot-markers-to-an-existing-plot/content/addmarkers.m
if nargin<2, n=5; end % default number of markers
if nargin<1, error('Supply an input handle as input argument. '), end
figure(get(get(hi(1), 'parent'), 'parent')) % plot in the figure of the handle
subplot(get(hi(1), 'parent')) % plot in the subplot of the handle
hold on % do not overwrite the current plot
markers = {'o', 's', 'd', '^', 'v', '*', '+', '.', 'x', '>', '<', 'p', 'h'};
ho = hi; % initialize output handle
for i = 1:length(hi)
    x = get(hi(i), 'xdata'); % get the independent variable
    y = get(hi(i), 'ydata'); % get the dependent variable data
    s = linspace(1,n,length(x)); % sampling independent variable
    sn = [1 (2:n-1)+randn(1,n-2)/n n]; % add some noise to avoid overlap
    xrs = interp1(s,x,sn,'nearest'); % downsample to n datapoints
    yrs = interp1(s,y,sn,'nearest'); % downsample to n datapoints
    plot(xrs,yrs,... % Plot the markers
        'Marker',markers{i}, 'LineStyle', 'None', 'Color', get(hi(i), 'Color'));
    ho(i) = plot([0 1],[1 1]*NaN,... % Create the output handle
        'Marker',markers{i},...
        'LineStyle',get(hi(i), 'LineStyle'),...
        'Color',get(hi(i), 'Color'));
end
if nargout==0, clear ho, end

% Aufruf der Funktion "legendlinestyles" um Legende anzupassen (Marker
% einfügen).

```

C. Matlab Programme

```
% Siehe: http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22116-edit
% -linestyles-of-plot-legends/content/legendlinestyles_test.m
% Funktion Funktion "legendlinestyles.m" auf dieser Seite downloadbar.

legendlinestyles(legend_handle, markers);

% Ausgabe des Integrationsergebnisses und der Einstellungen
title(['sqrt(Int(Urad^2)) = Ura = ' num2str(Int_Urad) ' V (BW = ' ...
      num2str((fg(length(fg))-fg(1))/1E6) ' MHz; iP = ' num2str(iP*1E9) ...
      ' nA) ' ' fg=' num2str(f3dB*1E-6) 'MHz'])

%% Speichern der Ergebnisse in .mat-File
% Savename = ['Tabelle_IP_' num2str(iP*1E9) 'n'];
% save (Savename, 'Tabelle')

%% Export mit besserer Funktion als Matlab Export
% set(gcf, 'Color', 'none');
% export_fig RauschenFgKonst_1n.png
```

C.5. SNRiPVarFgVar.m

```
% Noise Berechnungen für eine Transimpedanzverstärkerstufe mit dem OPV
% OPA 657 und der Si-Photodiode S5973
% Berechnet das SNR der gewählten Schaltung für verschiedene Photoströme.
% Jeder Punkt im Diagramm steht für das SNR bei dieser einen Grenzfrequenz

clear all;
close all;
clc;

%% Initialisierungen der Ausgabe
scrsz = get(0, 'screensize');
init = figure('Name', 'SNR mit ZFopt', 'NumberTitle', 'off', 'Position',...
             [scrsz(1) scrsz(2)+70 scrsz(3) scrsz(4)-135]);

%% Photodiodendaten
CJ = 1.8E-12; %Sperrschichtkapazität mit Vorspannung
RD = 1E9; % Sperrwiderstand, angenommen (nicht in Datenblatt verfügbar)
RS = 10;

% iP = input('Photostrom [nA]: ')*1E-9; % Photocurrent
```

C. Matlab Programme

```
iP = [1 10 100 1000]*1E-9;

%% OPV Daten (OPA657)
AOL_dB = 70; % Open Loop Gain, typischer Wert
GBP = 1.6E9; % Gain Bandwidth Product = Transitfrequenz
Ured = 4.8E-9; % Input Voltage Noise [nV/sqrt(Hz)] at f > 100kHz
Ired = 1.3E-15; % Input Current Noise [fA/sqrt(Hz)] at f > 100kHz
Cindiff = 0.7E-12; % Differential Input Capacitance
Cincm = 4.5E-12; % Common-Mode Input Capacitance
PSRRpos_dB = 80; % Power-Supply Rejection Ratio (+PSRR), typischer Wert
PSRRneg_dB = 68; % Power-Supply Rejection Ratio (-PSRR), typischer Wert
UrePd = 1E-9; % Rauschspannungsdichte der Spannungsversorgung (angenommen)

%% Anfangswerte für Feedback-Zweig
RF = 1000;
CF = 1E-12; % Minimale Streukapazität (0.3E-12)

%% Measurement Frequency
fg_uG = input('Untere Dekade (Exponent): '); % untere Frequenzgrenze
fg_oG = input('Obere Dekade (Exponent): '); % obere Frequenzgrenze
fg_step = 1000; % input('Anzahl der Stützpunkte (10 ... 10000): ');
fg = logspace(fg_uG, fg_oG, fg_step);
omega_g = 2*pi*fg;

%% Grundsätzliche Zusammenhänge
CD = CJ + Cindiff + Cincm; % Gesamte Eingangskapazität
AOL = 10^(AOL_dB/20);
PSRRpos = 10^(PSRRpos_dB/20);
PSRRneg = 10^(PSRRneg_dB/20);
omega_t = 2*pi*GBP; % GBP = ft

%% Konstanten
k = 1.38E-23; % Boltzmann-Konstante
T = 298.15; % 25°C Raumtemperatur
q = 1.6022E-19; % Spezifische Ladung eines Elektrons

%% Initialisierungen
Mag = zeros(length(fg),1);
freq = zeros(length(fg),1);
CFO = CF;
Tabelle = zeros([length(fg), 12]);
UraId = zeros([length(fg), 1]);
UraUd = zeros([length(fg), 1]);
```

C. Matlab Programme

```

UraRFd = zeros([length(fg), 1]);
Ura_PD_RDd = zeros([length(fg), 1]);
Ura_PD_SNd = zeros([length(fg), 1]);
UraRSd = zeros([length(fg), 1]);
UraPSRRposd = zeros([length(fg), 1]);
UraPSRRnegd = zeros([length(fg), 1]);
Urad = zeros([length(fg), 1]);
Urad_squ = zeros([length(fg), 1]);
SNR_dB = zeros([length(fg), 1]);
SNR = zeros([length(fg), 1]);
numberOfPasses = 1000; % Anzahl der Durchläufe für die Optimierung von ZF
Ura = 0;
hi = zeros(length(iP));

for iPcount = 1:length(iP)
    for count_fg = 1:length(fg)
        % Die Feedbackoptimierung ist gleich wie in den anderen Programmen
        % und wird hier deshalb ausgeblendet.
        %% ***** Start der Feedbackoptimierung *****
        for count_ZFopt = 1:numberOfPasses
            ZFg = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
            ZDg = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);

            %% Übertragungsfunktion des Operationsverstärkers
            Ug = abs(ZFg/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZFg/ZDg)));

            %% 3dB - Grenzfrequenz
            Mag_g = RF/sqrt(2);
            Mag_g1 = Mag_g - 0.02*Mag_g;
            Mag_g2 = Mag_g + 0.02*Mag_g;

            while (Ug < Mag_g1 || Ug > Mag_g2)
                ZFg = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
                ZDg = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);
                Ug = abs(ZFg/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZFg/ZDg)));
                Mag_g = RF/sqrt(2);
                Mag_g1 = Mag_g - 0.02*Mag_g;
                Mag_g2 = Mag_g + 0.02*Mag_g;
                count_ZFopt = 1;    %#ok<*FXSET,*NASGU>

            if (Ug > Mag_g2)
                RF = RF + 0.01*RF;
            elseif (Ug < Mag_g1)

```

C. Matlab Programme

```

        RF = RF - 0.01*RF;
    end
end

%% Berechnung von CF mit der Formel aus dem Datenblatt
CF = 1/(2*pi*RF*sqrt(GBP/(4*pi*RF*CD)));
end
%% ***** Ende der Feedbackoptimierung *****
for count_f = 1:length(fg)
    %% ***** Beginn der Rauschberechnungen *****
    ZF = RF/(1+1i*omega_g(count_f)*CF*RF);
    ZD = RD/(1+1i*omega_g(count_f)*CD*RD);
    IrRF = sqrt(4*k*T/RF);
    IrRS = sqrt(4*k*T/RS);
    % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Eingangsrauschstroms
    UraId(count_f) = Ired*abs(ZF/(1+(1/AOL+1i*...
        omega_g(count_f)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund der Eingangsrauschspannung
    UraUd(count_f) = Ured*abs((1+ZF/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
        omega_g(count_f)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Widerstandsrauschens
    % von RF
    UraRFd(count_f) = abs((IrRF*ZF)/(1+(1/AOL+1i*...
        omega_g(count_f)/omega_t)));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Phodiodenrauschens
    IrPD_RDd = sqrt(4*k*T/RD);
    IrPD_SNd = sqrt(2*q*iP(iPcount));

    Ura_PD_RDd(count_f) = IrPD_RDd*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+...
        (1/AOL+1i*omega_g(count_f)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));
    Ura_PD_SNd(count_f) = IrPD_SNd*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+...
        (1/AOL+1i*omega_g(count_f)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Widerstandsrauschens
    % von RS (Serienwiderstand der Diode)
    UraRSd(count_f) = abs((IrRS*ZF)/(1+(1/AOL+1i*...
        omega_g(count_f)/omega_t)*((1+(ZD+RS)/(ZD*RS))*ZF)));

    % Ausgangsrauschspannung aufgrund der endlichen,
    % positiven PSRR

```

C. Matlab Programme

```

UraPSRRposd(count_f) = abs((UrePd/(PSRRpos*4E6/...
    fg(count_f)))*(1+ZF/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_f)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund der endlichen,
% negativen PSRR
UraPSRRnegd(count_f) = abs((UrePd/(PSRRneg*4E6/...
    fg(count_f)))*(1+ZF/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_f)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

% Gesamte RMS-Ausgangsrauschspannungsdichte
Urad(count_f) = sqrt(UraId(count_f)^2+UraUd(count_f)^2+...
    UraRfd(count_f)^2+Ura_PD_RDd(count_f)^2+...
    Ura_PD_SNd(count_f)^2+UraRSd(count_f)^2+...
    UraPSRRposd(count_f)^2+UraPSRRnegd(count_f)^2);
Urad_squ(count_f) = UraId(count_f)^2+UraUd(count_f)^2+...
    UraRfd(count_f)^2+Ura_PD_RDd(count_f)^2+...
    Ura_PD_SNd(count_f)^2+UraRSd(count_f)^2+...
    UraPSRRposd(count_f)^2+UraPSRRnegd(count_f)^2;
end
%% ***** Ende der Rauschberechnungen *****

% Berechnung der Ausgangsrauschspannung, der Ausgangsspannung
% und des SNRs
ZF_Ua = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
ZD_Ua = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);
Ua = iP(iPcount)*abs((ZF_Ua*ZD_Ua/(ZD_Ua+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF_Ua/(ZD_Ua+RS))));
Ura = sqrt(trapz(fg , Urad_squ));
SNR_dB(count_fg) = 20*log10(Ua/Ura);
SNR(count_fg) = Ua/Ura;

%% Speichern der Ergebnisse in Martrix
Tabelle(count_fg,1) = fg(count_fg);
Tabelle(count_fg,2) = SNR(count_fg);
Tabelle(count_fg,3) = SNR_dB(count_fg);
Tabelle(count_fg,4) = RF/1E3;
Tabelle(count_fg,5) = CF/1E-12;
%
% Tabelle(count_fg,6) = UraId(count_fg);
%
% Tabelle(count_fg,7) = UraUd(count_fg);
%
% Tabelle(count_fg,8) = UraRfd(count_fg);
%
% Tabelle(count_fg,9) = Ura_PD_RDd(count_fg);
%
% Tabelle(count_fg,10) = Ura_PD_SNd(count_fg);

```

C. Matlab Programme

```
%
    Tabelle(count_fg,11) = UraRSd(count_fg);
%
    Tabelle(count_fg,12) = UraPSRRposd(count_fg);
%
    Tabelle(count_fg,13) = UraPSRRnegd(count_fg);
%
    Tabelle(count_fg,14) = Urad_squ(count_fg);
%
    Tabelle(count_fg,15) = Urad(count_fg);

    count_ZFopt = 1;
    CF = CF0;
    count_f = 0;

end

%% Ausgabe
color_out = ['b', 'k', 'r', 'g'];
if iPcount == 1
    figure(init)
end
hi(iPcount) = semilogx(Tabelle(:,1), Tabelle(:,3));
set(hi(iPcount), 'color', num2str(color_out(iPcount)));
hold on

    count_fg = 0;
end

%% Ausgabe 2
xlabel('Grenzfrequenz [Hz]')
ylabel('SNR [dB]')
legend_handle = legend('iP = 1nA', 'iP = 10nA', 'iP = 100nA', 'iP = 1uA');
set(legend_handle, 'Location', 'Best')

% Setzen der Marker für die unterschiedlichen Plots
% Siehe: http://www.mathworks.de/matlabcentral/fileexchange/23279-add-plot-markers-to-an-existing-plot/content/addmarkers.m
if nargin<2, n=5; end % default number of markers
if nargin<1, error('Supply an input handle as input argument. '), end
figure(get(get(hi(1), 'parent'), 'parent')) % plot in the figure of the handle
subplot(get(hi(1), 'parent')) % plot in the subplot of the handle
hold on % do not overwrite the current plot
markers = {'o', 's', 'd', '^', 'v', '*', '+', '.', 'x', '>', '<', 'p', 'h'};
ho = hi; % initialize output handle
for i = 1:length(hi)
    x = get(hi(i), 'xdata'); % get the independent variable
    y = get(hi(i), 'ydata'); % get the dependent variable data
end
```

C. Matlab Programme

```
s = linspace(1,n,length(x));           % sampling independent variable
sn = [1 (2:n-1)+randn(1,n-2)/n n];     % add some noise to avoid overlap
xrs = interp1(s,x,sn,'nearest');       % downsample to n datapoints
yrs = interp1(s,y,sn,'nearest');       % downsample to n datapoints
plot(xrs,yrs,...                       % Plot the markers
     'Marker',markers{i},'LineStyle','None','Color',get(hi(i),'Color'));
ho(i) = plot([0 1],[1 1]*NaN,...       % Create the output handle
            'Marker',markers{i},...
            'LineStyle',get(hi(i),'LineStyle'),...
            'Color',get(hi(i),'Color'));
end
if nargout==0, clear ho, end

% Aufruf der Funktion "legendlinestyles" um Legende anzupassen (Marker
% einfügen).
% Siehe: http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22116-edit-legendlinestyles-of-plot-legends/content/legendlinestyles\_test.m
% Funktion Funktion "legendlinestyles.m" auf dieser Seite downloadbar.

legendlinestyles(legend_handle, markers);

%% %% Ausgabe der Einstellungen
title(['CD = ' num2str(CD*1E12) ' pF'])

%% Speichern der Ergebnisse in .mat-File
% Savename = ['Tabelle_IP_' num2str(iP*1E9) 'n'];
% save (Savename, 'Tabelle')

%% Export mit besserer Funktion als Matlab Export
% set(gcf, 'Color', 'none');
% export_fig SNRiPVarFgVar.png -m1.5
```

C.6. SNRiPVarFgKonst.m

```
% Noise Berechnungen für eine Transimpedanzverstärkerstufe mit dem OPV
% OPA 657 und der Si-Photodiode S5973
% Berechnet das SNR der gewählten Schaltung für verschiedene Photoströme
% und eine einzustellende (durch Dimensionierung des Rückkoppelnetzwerks)
% Grenzfrequenz.

clear all;
close all;
clc; %Clear Command Window
```


C. Matlab Programme

```
%% Initialisierungen der Ausgabe
scrsz = get(0, 'screensize');
init = figure('Name', 'SNR mit ZFopt', 'NumberTitle', 'off', 'Position',...
    [scrsz(1) scrsz(2)+70 scrsz(3) scrsz(4)-135]);

%% Photodiodendaten
CJ = 1.5E-12;
RD = 1E9; % Sperrwiderstand, angenommen (nicht in Datenblatt verfügbar)
RS = 10;

% iP = input('Photostrom [nA]: ')*1E-9; % Photocurrent
iP = [1 10 100 1000]*1E-9;

%% OPV Daten (OPA657)
AOL_dB = 70; % Open Loop Gain, typischer Wert
GBP = 1.6E9; % Gain Bandwidth Product = Transitfrequenz
Ured = 4.8E-9; % Input Voltage Noise [nV/sqrt(Hz)] at f > 100kHz
Ired = 1.3E-15; % Input Current Noise [fA/sqrt(Hz)] at f > 100kHz
Cindiff = 0.7E-12; % Differential Input Capacitance
Cincm = 4.5E-12; % Common-Mode Input Capacitance
PSRRpos_dB = 80; % Power-Supply Rejection Ratio (+PSRR), typischer Wert
PSRRneg_dB = 68; % Power-Supply Rejection Ratio (-PSRR), typischer Wert
UrePd = 1E-9; % Rauschspannungsdichte der Spannungsversorgung (angenommen)

%% Anfangswerte für Feedback-Zweig
% RF = input('Feedback-Widerstand [kOhm]: ')*1E3;
% CF = input('Feedback-Kapazität [pF]: ')*1E-12;
RF = 2878.91288394410;
CF = 0.729451082744561E-12; % Minimale Streukapazität (0.3E-12)

%% Measurement Frequency
fg_uG = input('Untere Dekade (Exponent): '); % untere Frequenzgrenze
fg_oG = input('Obere Dekade (Exponent): '); % obere Frequenzgrenze
fg_step = 1000;%input('Anzahl der Stützpunkte (10 ... 10000): ');
fg = logspace(fg_uG, fg_oG, fg_step);
omega_g = 2*pi*fg;

%% Grundsätzliche Zusammenhänge
CD = CJ + Cindiff + Cincm; % Gesamte Eingangskapazität
AOL = 10^(AOL_dB/20);
PSRRpos = 10^(PSRRpos_dB/20);
PSRRneg = 10^(PSRRneg_dB/20);
```

C. Matlab Programme

```
omega_t = 2*pi*GBP; %GBP = ft

%% Konstanten
k = 1.38E-23; % Boltzmann-Konstante
T = 298.15; % 25°C Raumtemperatur
q = 1.6022E-19; % Spezifische Ladung eines Elektrons

%% Initialisierungen
Mag = zeros(length(fg),1);
freq = zeros(length(fg),1);
CFO = CF;
Tabelle = zeros([length(fg), 12]);
UraId = zeros([length(fg), 1]);
UraUd = zeros([length(fg), 1]);
UraRFd = zeros([length(fg), 1]);
Ura_PD_RDd = zeros([length(fg), 1]);
Ura_PD_SNd = zeros([length(fg), 1]);
UraRSd = zeros([length(fg), 1]);
UraPSRRposd = zeros([length(fg), 1]);
UraPSRRnegd = zeros([length(fg), 1]);
Urad = zeros([length(fg), 1]);
Urad_squ = zeros([length(fg), 1]);
SNR_dB = zeros([length(fg), 1]);
SNR = zeros([length(fg), 1]);
Ua = zeros([length(fg), 1]);
numberOfPasses = 1000; % Anzahl der Durchläufe für die Optimierung von ZF
hi = zeros([length(iP),1]);
Int_Urad = zeros([length(iP),1]);
Ura = 0;

for iPcount = 1:length(iP)
    for count_fg = 1:length(fg)
        %% ***** Beginn der Rauschberechnungen *****
        ZF = RF/(1+1i*omega_g(count_fg)*CF*RF);
        ZD = RD/(1+1i*omega_g(count_fg)*CD*RD);
        IrRF = sqrt(4*k*T/RF); % Rauschstrom des Feedbackwiderstandes (RF)
        IrRS = sqrt(4*k*T/RS); % Rauschstrom des Serienwiderstandes (RS)

        % Ausgangsrauschspannung aufgrund des Eingangsrauschstroms
        UraId(count_fg) = Ired*abs(ZF/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
            omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

        % Ausgangsrauschspannung aufgrund der Eingangsrauschspannung
```

C. Matlab Programme

```

UraUd(count_fg) = Ured*abs((1+ZF/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund des Widerstandsrauschens von RF
UraRFd(count_fg) = abs((IrRF*ZF)/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
    omega_t)));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund des Phodiodenrauschens
IrPD_RDd = sqrt(4*k*T/RD);
IrPD_SNd = sqrt(2*q*iP(iPcount));

Ura_PD_RDd(count_fg) = IrPD_RDd*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));
Ura_PD_SNd(count_fg) = IrPD_SNd*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund des Widerstandsrauschens von RS
UraRSd(count_fg) = abs((IrRS*ZF)/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/...
    omega_t)*((1+(ZD+RS)/(ZD*RS))*ZF)));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund der endlichen, positiven PSRR
UraPSRRposd(count_fg) = abs((UrePd/(PSRRpos*4E6/fg(count_fg)))*...
    (1+ZF/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+...
    ZF/(ZD+RS))));

% Ausgangsrauschspannung aufgrund der endlichen, negativen PSRR
UraPSRRnegd(count_fg) = abs((UrePd/(PSRRneg*4E6/fg(count_fg)))*...
    (1+ZF/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+...
    ZF/(ZD+RS))));

% Gesamte RMS-Ausgangsrauschspannungsdichte
Urad(count_fg) = sqrt(UraId(count_fg)^2+UraUd(count_fg)^2+...
    UraRFd(count_fg)^2+Ura_PD_RDd(count_fg)^2+...
    Ura_PD_SNd(count_fg)^2+UraRSd(count_fg)^2+...
    UraPSRRposd(count_fg)^2+UraPSRRnegd(count_fg)^2);
Urad_squ(count_fg) = UraId(count_fg)^2+UraUd(count_fg)^2+...
    UraRFd(count_fg)^2+Ura_PD_RDd(count_fg)^2+...
    Ura_PD_SNd(count_fg)^2+UraRSd(count_fg)^2+...
    UraPSRRposd(count_fg)^2+UraPSRRnegd(count_fg)^2;

% Berechnen der Ausgangsspannung des momentanen Photostroms
Ua(count_fg) = iP(iPcount)*abs((ZF*ZD/(ZD+RS))/(1+(1/AOL+1i*...
    omega_g(count_fg)/omega_t)*(1+ZF/(ZD+RS))));

```

C. Matlab Programme

```
end
%% ***** Ende der Rauschberechnungen *****

%% Berechnung der Ausgangsrauschspannung
% Integral über gesamte Rauschspannungsdichte
Int_Urad(iPcount) = sqrt(trapz(fg, Urad_squ));

%% SNR-Berechnung
SNR_dB(:, iPcount) = 20*log10(Ua./Int_Urad(iPcount));
SNR(:, iPcount) = Ua./Int_Urad(iPcount);

%% Ausgabe
color_out = ['b', 'k', 'r', 'g'];
if iPcount == 1
    figure(init)
end
hi(iPcount) = semilogx(fg, SNR_dB(:,iPcount));
set(hi(iPcount), 'color', num2str(color_out(iPcount)));
hold on

count_fg = 0;
end

%% Berechnung der Grenzfrequenz
f3dB=sqrt(GBP/(2*pi*RF*CD)); % Aus dem Datenblatt von OPA657

%% Ausgabe 2
xlabel('Frequenz [Hz]')
ylabel('SNR [dB]')
legend_handle = legend('iP = 1nA', 'iP = 10nA', 'iP = 100nA', 'iP = 1uA');
set(legend_handle, 'Location', 'Best')

% Setzen der Marker für die unterschiedlichen Plots
% Siehe: http://www.mathworks.de/matlabcentral/fileexchange/23279-add-plot-markers-to-an-existing-plot/content/addmarkers.m
if nargin<2, n=5; end % default number of markers
if nargin<1, error('Supply an input handle as input argument. '), end
figure(get(get(hi(1), 'parent'), 'parent')) % plot in the figure of the handle
subplot(get(hi(1), 'parent')) % plot in the subplot of the handle
hold on % do not overwrite the current plot
markers = {'o', 's', 'd', '^', 'v', '*', '+', '.', 'x', '>', '<', 'p', 'h'};
ho = hi; % initialize output handle
for i = 1:length(hi)
```

C. Matlab Programme

```
x = get(hi(i),'xdata');           % get the independent variable
y = get(hi(i),'ydata');           % get the dependent variable data
s = linspace(1,n,length(x));      % sampling independent variable
sn = [1 (2:n-1)+randn(1,n-2)/n n]; % add some noise to avoid overlap
xrs = interp1(s,x,sn,'nearest');   % downsample to n datapoints
yrs = interp1(s,y,sn,'nearest');   % downsample to n datapoints
plot(xrs,yrs,...                  % Plot the markers
     'Marker',markers{i},'LineStyle','None','Color',get(hi(i),'Color'));
ho(i) = plot([0 1],[1 1]*NaN,...   % Create the output handle
            'Marker',markers{i},...
            'LineStyle',get(hi(i),'LineStyle'),...
            'Color',get(hi(i),'Color'));
end
if nargout==0, clear ho, end

% Aufruf der Funktion "legendlinestyles" um Legende anzupassen (Marker
% einfügen).
% Siehe: http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22116-edit-linestyles-of-plot-legends/content/legendlinestyles\_test.m
% Funktion Funktion "legendlinestyles.m" auf dieser Seite downloadbar.

legendlinestyles(legend_handle, markers);

%% Ausgabe der Einstellungen
title(['BW = ' num2str((fg(length(fg))-fg(1))/1E6) ' MHz  RF = ' ...
      num2str(RF/1E3) ' kOhm  CF = ' num2str(CF*1E12) ' pF  CD = ' ...
      num2str(CD*1E12) ' pF  fg = ' num2str(f3dB*1E-6) ' MHz'])

%% Speichern der Ergebnisse in .mat-File
% Savename = ['Tabelle_IP_' num2str(iP*1E9) 'n'];
% save (Savename, 'Tabelle')

%% Export mit besserer Funktion als Matlab Export
% set(gcf, 'Color', 'none');
% export_fig SNRiPVarFgKonst.png -m1.5
```