

Hochempfindlicher APD-Detektor zur Positionsbestimmung in der Satellitenverfolgung

DIPLOMARBEIT

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.)

unter der Leitung von

Univ.-Prof. Dr.sc.techn. Georg Schitter
Dipl.-Ing. Andreas Sinn

eingereicht an der

Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik

von

Dominik Behavy-Otto, BSc.
Matrikelnummer: 00925487

Wien, im Dezember 2021

Advanced Mechatronic Systems Group

Gußhausstraße 27-29, A-1040 Wien, Internet: <http://www.acin.tuwien.ac.at>



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Danksagung

Zu Beginn dieser Arbeit möchte ich herzlich allen Personen danke sagen, die Anteil an dem Gelingen meines Studiums haben.

Als Erstes bedanke ich mich bei Univ.-Prof. Dr.sc.techn. Georg Schitter für die Möglichkeit meine Diplomarbeit in diesem angenehmen Umfeld durchführen zu dürfen, die Zurverfügungstellung des Arbeitsplatzes und der Infrastruktur. Ein großer Dank gilt auch meinem Betreuer Dipl.-Ing. Andreas Sinn, der mir immer mit Rat und Tat zur Seite gestanden ist und für jedes Problem eine Lösung in der Hinterhand hat. An dieser Stelle möchte ich mich auch für die Flexibilität des gesamten Instituts bedanken, das mir für zu Hause u. a. Messgeräte zur Verfügung gestellt hat, während der Zugang zur Universität aufgrund der COVID-19 Pandemie gesperrt war. Danke auch an Dipl.-Ing. Andreas Gruber, BSc. für die Vorarbeit, die eine gute Grundlage für einige Schaltungsteile und Messungen in dieser Arbeit ist. Herzlich möchte ich mich bei meinen Eltern Elisabeth und Peter, sowie meinen Geschwistern Sabrina und Daniel bedanken, die mich mein ganzes Leben lang immer unterstützt und motiviert haben.

Wichtig auf meinem Weg waren und sind auch meine Arbeitskollegen Ernst Primas und Thomas Treiss, die mir im beruflichen Umfeld die nötige Flexibilität gegeben haben, parallel zum Beruf das Studium zu absolvieren. Durch den privaten Ausgleich sind meine Freunde und Bandkollegen Roman Miksch und Georg Pangratz wesentlich an meinem Erfolg beteiligt. Außerdem auch einen herzlichen Dank an einen meiner ältesten Freunde Alexander Spindler, der immer für ein inspirierendes Gespräch zur Verfügung steht. Besonders hervorheben möchte ich auch Patrik Prager, der mich vom ersten Tag an durch das Studium begleitet hat und sowohl privat als auch universitär immer ein Freund ist, auf den man sich verlassen kann. Last but not least selbstverständlich ein großes Dankeschön an meine Frau Kathi, die von Anfang an mit Verständnis, Unterstützung, mit motivierenden und bei Bedarf auch aufmunternden Worten den Weg durch das Studium gemeinsam mit mir gegangen ist.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Kurzfassung

Um Satelliten und Weltraumschrott im Erdorbit, aber auch Sterne beobachten zu können, ist eine präzise Positionsbestimmung dieser erforderlich. Vor allem für die optische Kommunikation ist eine präzise Nachführung des Teleskopsystems notwendig, um den Datenstrom kontinuierlich aufrecht zu erhalten. Hierfür werden oft Positionssensoren wie Kameras oder Q-PDs verwendet, um Abweichungen in Echtzeit zu erfassen. Ein Problem ist dabei, dass sich verschiedene Objekte in ihrer abgestrahlten Lichtintensität deutlich unterscheiden und zusätzlich, durch die Änderung der Übertragungsdistanz, variierende Signalstärken am Sensor auftreffen. Dies führt zu unterschiedlichem SNR, was die Nachführgenauigkeit negativ beeinflusst. Es ist also ein ausreichend schneller Sensor erforderlich, um die Position von unterschiedlich lichtschwachen Objekten präzise bestimmen zu können.

Diese Diplomarbeit beschäftigt sich mit der Analyse der Machbarkeit eines Detektors auf Basis einer Avalanche Q-PD, da diese es erlaubt, durch gezieltes Anpassen der Vorspannung Intensitätsschwankungen auszugleichen. Dazu wird die Vorspannung auf Basis der Summenausgangsspannung der Q-APD über einen Regler angepasst, so dass diese im Mittel konstant bleibt. Die Positionssignale können dann einem, nachgelagerten Regler zur Verfügung gestellt werden, um einem Objekt zu folgen. Das Verhalten der Q-APD inklusive Schaltung wird bei unterschiedlichen Temperaturen und Vorspannungen analysiert, um die Eignung dieses Aufbaus als Positionsdetektor festzustellen.

Diese Arbeit zeigt, dass es mit dem vorgeschlagenen Detektor möglich ist, reproduzierbare Aussagen über die Position eines Objektes zu treffen. Als Referenz für die Evaluierung im Labor werden die Eigenschaften eines Satelliten gewählt, der sich in 30 s vom Horizont zum Zenit bewegt, was eine Bandbreite von 300 MHz erfordert. Die erwartete Lichtleistung am Sensor bewegt sich im Bereich von 10 nW. Es werden eine Positionsunsicherheit von 5 μ rad erreicht und gleichzeitig die mittleren Intensitätsvariationen bis zu einer Bandbreite von 400 MHz um einen Faktor 10 von einem RMS-Fehler in der Höhe von 25 % auf unter 2 % reduziert.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Abstract

For observation of satellites and space debris in Earth orbit but also stars, a precise knowledge of their position is necessary. Especially with regard to optical satellite communication, accurate and real-time tracking of the receiving and sending telescope is required to maintain the data-stream. Position sensors such as cameras or quad-photodiodes (QPDs) are typically used to determine the deviations in real-time and enable their compensation. One of the challenges is the variation of the mean received intensity due to different satellite terminals and object types, as well as due to the changing distance between ground station and object. This causes varying signal-to noise ratios (SNR), which negatively effect the tracking performance of the telescope system. Therefore, a real-time position sensor, which is insensitive to intensity variations but operable at very low light levels, is required. This thesis deals with the development and analysis of a Quad-APD based position sensor since the gain of this component can be modified by applying different reverse bias voltages. Therewith, it is possible to compensate varying intensities and to obtain a constant sum output voltage. A feedback controller is implemented, which tracks the mean sum output voltage and adjusts the bias voltage accordingly. The position output signals may be used by a feedback controller, in order to track the object of interest precisely. To determine the suitability of a Quad-APD as a position detector, the behaviour at different reverse biases and temperatures is investigated.

The developed detector module is evaluated in a laboratory environment. The requirements used as a reference for the measurements are derived from a satellite which moves within 30 s from horizon to zenith resulting in a bandwidth of 300 mHz. The intensity arriving at the detector is located in the range of 10 nW. For this case a position uncertainty of 5 μ rad is determined and intensity variations with a bandwidth of 400 mHz are reduced from an RMS-error of 25 % to 2 %.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	x
Tabellenverzeichnis	xv
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	2
1.2 Zielsetzung	6
1.3 Gliederung	7
2 Stand der Technik	9
2.1 Positionsbestimmung von Objekten im Orbit	9
2.1.1 Satellite-Laser-Ranging und -Tracking	9
2.1.2 Radar-Tracking	11
2.1.3 Satelliten-/Weltraumschrottkarten	12
2.2 Avalanche Photodioden (APDs) zur Photonendetektion	13
2.2.1 Aufbau und Betrieb von APDs	13
2.2.2 Wesentliche Parameter von APDs	14
2.2.2.1 Verstärkung M	14
2.2.2.2 Rauschverhalten SNR_{APD}	16
2.2.2.3 Durchbruchspannung U_{BR}	17
2.2.3 Einsatz von APDs als Photonendetektor	17
2.2.4 Quadrant Avalanche Photodiode (Q-APD)	18
2.3 Temperaturregelung mittels Peltierelement	19
2.4 Forschungsfragen und Ziele	21
3 Detektor-Konzept	23
3.1 Q-APD-Detektor - Gesamtsystem	23
3.2 Kühlung mittels Peltierelement	25

3.2.1	Temperaturregelung	26
3.3	Operationsverstärker (OPV)-Kaskade	29
3.3.1	1. Stufe	31
3.3.2	2. Stufe	32
3.3.3	3. Stufe	33
3.4	Q-APD	34
3.5	Vorspannungsquelle	35
4	Implementierung eines Quadranten mittels APD	37
4.1	Allgemeine Komponenten	37
4.1.1	Spannungsversorgung	38
4.1.2	Mikroprozessor	39
4.2	Kühlung	40
4.2.1	Aufbau der Steuerschaltung	40
4.2.2	Temperaturregelung	41
4.2.2.1	Identifikation des thermischen Teilsystems	41
4.2.2.2	Temperaturreglerentwurf	42
4.2.2.3	Implementierung des Temperaturreglers	44
4.3	Verstärkerstufen	46
4.3.1	Dimensionierung und Aufbau	46
4.3.1.1	1. Stufe	46
4.3.1.2	2. Stufe	48
4.3.1.3	3. Stufe	50
4.3.2	Charakterisierung der gesamten OPV-Kaskade	50
4.3.2.1	Frequenzverhalten (Bode-Diagramm)	50
4.3.2.2	Rauschverhalten (PSD)	52
4.4	APD	54
4.4.1	Nahbereich der APD	54
4.4.1.1	Abdeckung für APD	55
4.4.2	Charakterisierung der APD	57
4.4.2.1	Verstärkung	57
4.4.2.2	Dunkelstrom	59
4.5	Vorspannungsquelle	60
4.5.1	Schaltungsdesign und Kalibrierung	60
4.5.2	Identifikation Vorspannungsquelle	61
4.5.3	Identifikation und Reduktion der Totzeit	63
4.5.4	Ausgangsspannungsregelung	67
4.6	Abschließende Bemerkungen	71

5	Implementierung mit Q-APD	73
5.1	Allgemeine Komponenten	73
5.2	Kühlung	74
5.2.1	Anpassung des Regelkonzeptes	74
5.2.1.1	Regelbandbreite	75
5.2.1.2	Vorsteuerung	75
5.2.1.3	Filterung des Messsignals	75
5.2.1.4	Auflösungserhöhung durch Überabtastung	76
5.2.1.5	Analyse PWM-Frequenz und Medianfilterung	77
5.3	Verstärkerstufen	84
5.3.1	Frequenzverhalten (Bode-Diagramm)	84
5.3.1.1	Messungen mit einem Eingang	84
5.3.1.2	Messung mit zwei Eingängen	85
5.3.1.3	Messung mit vier Eingängen	85
5.3.1.4	Ermittlung der Übertragungsfunktion	87
5.3.1.5	Unterdrückung sich zu null summierender Eingänge	87
5.3.2	Rauschverhalten PSD	88
5.4	Q-APD	89
5.4.1	Nahbereich der Q-APD	90
5.4.1.1	Abdeckung für Q-APD und Montagesystem für Laserdiode	90
5.4.2	Charakterisierung der Q-APD	91
5.4.2.1	Charakterisierung der Laserquelle	91
5.4.2.2	Verstärkung	92
5.4.2.3	Dunkelstrom	93
5.4.2.4	S-Kurve	94
5.5	Vorspannungsquelle	96
5.5.1	Schaltungsdesign und Kalibrierung	96
5.5.2	Identifikation der Vorspannungsquelle	97
5.5.3	Ausgangsspannungsregelung	98
5.6	Abschließende Bemerkungen	102
6	Schlussfolgerungen und Ausblick	103
6.1	Schlussfolgerungen	103
6.2	Ausblick	105
A	Schaltpläne und Programmcode	107
Literatur		113

Abbildungsverzeichnis

1.1	Monatlicher Anstieg der Objekte im Orbit, erhoben vom U.S. Space Surveillance Network (SSN) [1, Fig. 1].	1
1.2	Prinzipielle Darstellung der Aufgabenstellung.	3
1.3	Prinzipiskizze des Q-APD-Detektorkonzepts. Es gilt $j \in \mathcal{Z}_1$	6
2.1	Grundsätzliches Prinzip des Laser-Ranging.	11
2.2	Aufbau eines Two-line Element Set Coordinate System (TLE)-Datensatzes am Beispiel der Internationale Raumstation (ISS) [22, Fig. 1].	13
2.3	a) Aufbau einer APD und b) zugehörige elektrische Feldverteilung [26, Fig. 13.8].	15
2.4	Funktion der Verstärkung M einer APD als Funktion der Vorspannung U_V [29].	15
2.5	SNR_{APD} als Funktion der Verstärkung M . Die verwendeten Werte sind in Tabelle 2.1 angeführt.	17
2.6	Verstärkung M einer Hamamatsu S5343 als Funktion der Vorspannung U_V . Die unterschiedlichen Kurven zeigen das Verhalten bei unterschiedlichen Temperaturen [33, Fig. 3-3].	18
2.7	Grundsätzlicher Aufbau einer Q-APD mit leicht exzentrische einfallendem Photonenstrahl.	19
2.8	Schema eines Thermopaars zur Veranschaulichung des Peltier-Effekts [39, Fig. 1].	20
3.1	Q-APD-Detektorkonzept mit gegenseitiger Wechselwirkung der einzelnen Komponenten.	24
3.2	Kühlung und Temperaturregelung im Umfeld des gesamten Detektors. Der rot markierte Bereich ist thermisch gekoppelt und gegen die restliche Platine thermisch abgeschirmt.	26

3.3	Spannungsversorgung des Peltierelements mit Ansteuerung via Pulsweitenmodulation (PWM).	27
3.4	Verlauf des Stromes I_{PWM} und der Leistung P_{PWM} zur Versorgung des Peltierelements bei unterschiedlichen Werten des Duty Cycles D	28
3.5	Schematische Darstellung der einzelnen OPV-Stufen zur analogen Berechnung der Teilspannungen. Die Strom- bzw. Spannungsniveaus sind als Effektivwert (RMS-Wert) angegeben.	30
3.6	1. OPV-Stufe. Ausführung als Transimpedanzverstärker (TIA).	32
3.7	2. OPV-Stufe. Ausführung als Summierverstärker anhand des Beispiels zur Berechnung der Summe aus $U_{\text{OPV},1}^{\text{A}}$ und $U_{\text{OPV},1}^{\text{B}}$	32
3.8	3. OPV-Stufe. Ausführung als Subtrahierverstärker anhand der Berechnung von U_y	33
3.9	3. OPV-Stufe. Ausführung als Summierverstärker zur Berechnung der Summenspannung U_{OPV}^{Σ} aus $U_{\text{OPV},2}^{\text{AB}}$ und $U_{\text{OPV},2}^{\text{CD}}$	34
3.10	Foto einer Q-APD [43].	35
4.1	Foto des Kühlmoduls, bestehend aus Peltierelement, Wasserpumpe und Kühlgerippe mit Lüftern.	40
4.2	Regelkreis des Temperaturreglers.	41
4.3	Messung der Sprungantwort des thermischen Teilsystems über den gesamten Stellbereich mit $T_{\text{step}} = 300$ s.	43
4.4	Messung der Sprungantwort des thermischen Teilsystems mit $T_{\text{step}} = 300$ s für einen Duty Cycle-Sprung von 0 % auf 10 %.	44
4.5	Flussdiagramm des am Mikroprozessor der APD-Platine implementierten Temperaturreglers.	45
4.6	1. OPV-Stufe. Ausführung als TIA mit zusätzlichem Kondensator C_1^0 (rot) zur Stabilisierung sowie die Messbeschaltung (blau).	47
4.7	Gemessenes Bode-Diagramm der Strom-Spannungsverstärkung $G_{\text{IU},1}$ der 1. OPV-Stufe von I_1 zu $U_{\text{OPV},1}^0$	48
4.8	Ausführung der 2. OPV-Stufe als Summierverstärker mit einem Signal- und einem Referenzspannungseingang.	49
4.9	Gemessenes Bode-Diagramm der gesamten OPV-Kaskade G_{OPV} von U_1 zu U_y bei unterschiedlichen Temperaturen von U_1 zu U_y	51
4.10	Power-Spectral-Density, Spektrale Leistungsdichte (PSD) der gesamten OPV-Kaskade bei $T = 15$ °C mit aktiver Pumpe/Lüfter und aktiver PWM.	52
4.11	PSD der gesamten OPV-Kaskade bei unterschiedlichen Temperaturen mit deaktivierter Pumpe/Lüfter und deaktivierter PWM.	53

4.12	Bereich der APD (orange) mit einem Teil der Vorspannungsquelle (grün), dem Temperatursensor (rot) und der 1. OPV-Stufe (blau) mit Wärmeabschirmung (gelb). Die Wärmeleitung von dem auf der Unterseite befestigten Peltierelement zu den Durchkontaktierungen wird mit Wärmeleitpaste erhöht.	54
4.13	Schaltung für passives Quenching der APD.	56
4.14	Abdeckung der APD.	56
4.15	Messung der auf 20 °C/90 V normierten Verstärkung der APD bei variabler Vorspannung und Temperatur. Mit durchgezogenen Linien ist die Verstärkung von $U_{LED} \rightarrow U_y$ und strichliert jene von $U_{LED} \rightarrow U_{OPV,1}^0$ dargestellt.	58
4.16	Dunkelstrom der APD bei variabler Vorspannung und Temperatur.	59
4.17	Beschaltung des Vorspannungschips MAX1932 [38, 52].	60
4.18	Ausgang der Vorspannungsquelle mit und ohne Kalibrierung.	61
4.19	Gegenüberstellung der Sprungantworten der normierten Vorspannung u_{vor} vor und nach der Optimierung.	62
4.20	Vergleich der gemessenen und modellierten Sprungantwort der Vorspannungsquelle am Ausgang der Spannungsteilers.	63
4.21	Darstellung der einzelnen Komponenten, aus denen sich die Totzeit der Vorspannungsquelle zusammensetzt.	64
4.22	Dauer der Serial Peripheral Interface (SPI)-Kommunikation in Abhängigkeit von der Dauer der Wartezeit $T_{SPI, delay}$. Das Minimum liegt bei 3 μ s.	65
4.23	Auflistung der einzelnen Komponenten der Totzeit der Hochspannungsquelle vor und nach der Optimierung.	65
4.24	Regelkreis des Ausgangsspannungsreglers.	67
4.25	Vergleich Ausgangsspannung der 3. OPV-Stufe U_y mit und ohne Ausgangsspannungsregler bei variabler Intensität mit einer eingebrachten Störung $U_{LED} = 2.43 \text{ V} + 300 \text{ mVpp} \cdot \sin(2\pi \cdot 300 \text{ mHz})$	69
4.26	Relativer RMS-Fehler der Ausgangsspannung durch den Ausgangsspannungsregler abhängig von Frequenz und Amplitude der Eingangsintensität für $U_{y, soll} = 2.5 \text{ V}$ sowie die Verbesserung gegenüber dem Verhalten ohne Regler.	70
5.1	Q-APD-Platine mit den herausgeführten Analog/Digital-Wandler (ADC)-Pins (orange), den Signalausgängen (gelb), den Montagelöchern für die Abdeckung (rot), den beiden OPV-Stufen 2 (rosa) und 3 (grau) sowie der Vorspannungsquelle (hellrot), dem Bereich um die Q-APD (grün) und die Spannungsversorgung (blau).	74
5.2	Flussdiagramm des am Mikroprozessor der Q-APD-Platine implementierten Temperaturreglers.	79

5.3	Adaptierte Regelkreis des Temperaturreglers.	80
5.4	Vergleich Temperaturfehler des Temperaturreglers mit und ohne Überabtastung.	80
5.5	Messaufbau zur Einbringung einer Wärmestörung mittels Halogenleuchte.	81
5.6	Vergleich der Temperaturregler für $\theta_{\text{soll}} = 0^\circ\text{C}$	81
5.7	Vergleich der Temperaturregler für $\theta_{\text{soll}} = 10^\circ\text{C}$	82
5.8	Vergleich der Normalverteilungen der Temperaturregler mit unterschiedlichen PWM-Frequenzen, Solltemperaturen und mit/ohne Medianfilter.	83
5.9	Vergleich der Normalverteilungen der Temperaturregler mit unterschiedlichen PWM-Frequenzen und mit/ohne Medianfilter. Das Verhalten für die Solltemperaturen $\theta_{\text{soll}} = 10^\circ\text{C}$ und $\theta_{\text{soll}} = 0^\circ\text{C}$ ist zusammengefasst.	83
5.10	Gemessenes Bode-Diagramm der gesamten OPV-Kaskade des Ausgangs U_y mit zwei Eingängen U_1^A und U_1^B bei unterschiedlichen Temperaturen (strichlierten Linien). Mit durchgezogenen Linien ist U_{OPV}^Σ mit zwei Eingängen U_1^A und U_1^B dargestellt.	86
5.11	Gemessenes Bode-Diagramm der gesamten OPV-Kaskade des Ausgangs U_{OPV}^Σ mit vier Eingängen bei unterschiedlichen Temperaturen.	86
5.12	Gemessenes Bode-Diagramm der gesamten OPV-Kaskade der Ausgänge U_x und U_y . Es sind alle vier Eingänge so beschaltet, dass der Ausgang 0 sein sollte.	88
5.13	PSD der drei Ausgänge der gesamten OPV-Kaskade mit deaktivierter Pumpe/Lüfter und deaktivierter PWM.	89
5.14	Bereich der Q-APD (orange) mit dem Temperatursensor (rot), den 4 OPVs der 1. Stufe (blau) und Wärmeabschirmung (gelb).	90
5.15	Abdeckung und Montagesystem der Q-APD.	91
5.16	Laserleistung als Funktion der Lasermodulationsspannung.	92
5.17	Messung der auf $20^\circ\text{C}/90\text{V}$ normierten Verstärkung der Q-APD bei variabler Vorspannung und Temperatur.	93
5.18	Dunkelstrom der Q-APD in Abhängigkeit von der Vorspannung U_{vor} und der Temperatur θ_{soll} mit und ohne Kompensation.	94
5.19	Gemessene S-Kurve mit Bewegung des Lasers in x-Richtung (blau) und in y-Richtung (rot) mit $i \in \{x, y\}$	95
5.20	Schaltungskonzept der Erzeugung der negativen Vorspannung.	96
5.21	Vergleich der Sprungantwort der Vorspannung zwischen APD und Q-APD vor und nach dem Spannungsteiler.	97
5.22	Auflistung der einzelnen Komponenten der Totzeit der Hochspannungsquelle vor und nach der Optimierung.	98

5.23 Vergleich der mediangefilterten Ausgangsspannung der 3. OPV-Stufe U_{OPV}^{Σ} mit und ohne Ausgangsspannungsregler bei variabler Intensität. 100

5.24 Prinzipskizze zur Berechnung der Intensitätsschwankung bei einer Satellitenbewegung von Horizont (10°) und Zenit (80°) [55]. 101

5.25 Relativer RMS-Fehler der Ausgangsspannung durch den Ausgangsspannungsregler abhängig von der Frequenz für $U_{OPV,soll}^{\Sigma} = 1\text{ V}$ sowie die Verbesserung gegenüber dem Verhalten ohne Regler. 101

A.1 Schaltplan der APD-Spannungsversorgung. 107

A.2 Schaltplan der APD-Vorspannungsquelle. 108

A.3 Schaltplan der OPV-Kaskade der APD-Platine. 108

A.4 Schaltplan der Q-APD-Spannungsversorgung. 109

A.5 Schaltplan der Q-APD-Vorspannungsquelle. 109

A.6 Schaltplan des Mikroprozessors auf der Q-APD-Platine. 110

A.7 Schaltplan der 1. OPV-Stufe der Q-APD-Platine. 110

A.8 Schaltplan der 2. OPV-Stufe der Q-APD-Platine. 111

A.9 Schaltplan der 3. OPV-Stufe der Q-APD-Platine. 111



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Tabellenverzeichnis

2.1	Verwendete Werte zur Berechnung von Abbildung 2.5 gemäß [30]. . .	17
4.1	Erforderliche Spannungsniveaus der einzelnen Module.	38
4.2	Erforderliche Hardwarekomponenten des Mikroprozessors.	39
4.3	Parameter der Dynamik des thermischen Teilsystems.	42
4.4	Parameter des Temperaturreglers für die Q-APD-Platine.	43
4.5	Parameter der Übertragungsfunktion der 1. OPV-Stufe.	48
4.6	Gewählte Bauteilwerte für Abbildung 4.8.	50
4.7	Parameter der Übertragungsfunktion gemäß Gleichung (4.19) der OPV-Kaskade.	52
4.8	Parameter der Verstärkung der APD für $\theta = 20^\circ\text{C}$	58
4.9	Parameter der Dynamik der Vorspannungsquelle.	62
4.10	Anteile der einzelnen Komponenten an der Totzeit der Vorspannung vor und nach der Optimierung.	66
4.11	Parameter des Ausgangsspannungsreglers gemäß Gleichung (4.27). . .	67
5.1	Parameter des Temperaturreglers für die Q-APD-Platine.	75
5.2	Vergleich der Normalverteilungsparameter der Temperaturregler aus Abbildung 5.8.	78
5.3	Vergleich der Normalverteilungsparameter der Temperaturregler mit Summe aus verschiedenen Solltemperaturen aus Abbildung 5.9. . .	78
5.4	Parameter der Übertragungsfunktionen der OPV-Kaskade für die Q-APD-Platine mit $k \in \{x, y, \Sigma\}$	87
5.5	Konstellationen, an denen sich U_x bzw. U_y zu 0 ergeben.	88
5.6	Parameter der Verstärkung der Q-APD für $\theta = 20^\circ\text{C}$	93
5.7	Anteile der einzelnen Komponenten an der Totzeit der Vorspannung der Q-APD-Platine.	98
5.8	Parameter des Ausgangsspannungsreglers analog zu Gleichung (4.27). .	99



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

KAPITEL 1

Einleitung

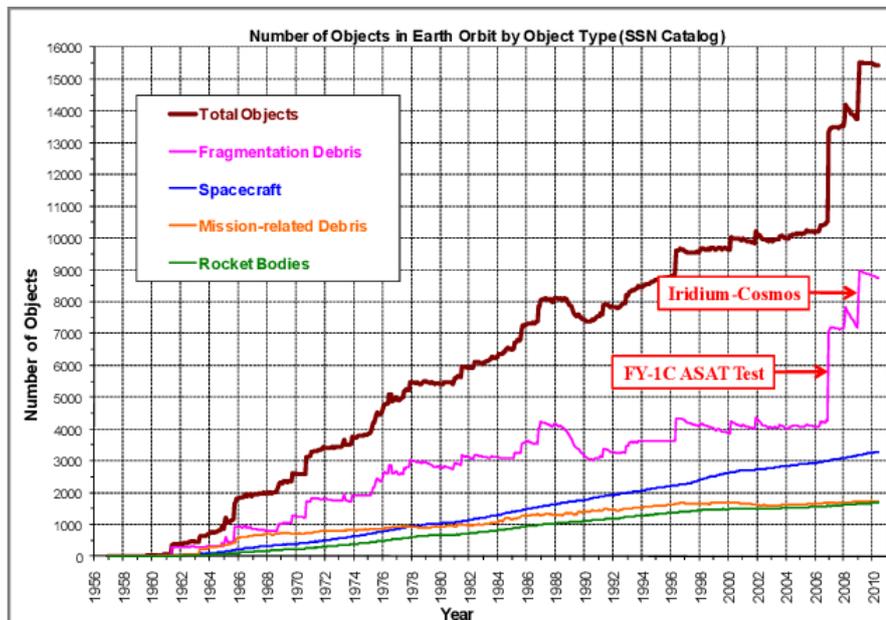


Abbildung 1.1: Monatlicher Anstieg der Objekte im Orbit, erhoben vom U.S. Space Surveillance Network (SSN) [1, Fig. 1].

In den letzten Jahren ist die Anzahl der künstlichen Objekte in der Erdumlaufbahn rasant angestiegen [1]. Nicht nur durch neu gestartete Satelliten, sondern vor allem auch auf Grund der bestehenden Weltraumschrottoobjekte, erhöht sich die Anzahl der Gesamtobjekte im Orbit. Dies ist in Abbildung 1.1 dargestellt, und zeigt auch

anhand der beiden Sprünge, die auf den Abschuss eines Satelliten (FY-1C ASAT Test) im Jahr 2007, bzw. auf die Kollision zweier Objekte (Iridium 33 und Kosmos 2251) im Jahr 2009 zurückzuführen sind, wie wichtig die Kollisionsvermeidung von Objekten im Orbit ist. Erst durch eine möglichst exakte Bahnbestimmung der einzelnen Objekte können Ausweichmanöver geplant und durchgeführt werden.

Weiters ist es auch für die optische Kommunikation zwischen bodengestützten Stationen und Satelliten im Orbit unerlässlich, dass deren Positionen präzise bestimmt und somit die optische Kommunikationsverbindung zuverlässig hergestellt werden kann. Dazu ist eine exakte Satellitenverfolgung erforderlich.

Es zeigt sich also, dass die präzise Bahnbestimmung und Nachführung von Objekten im Orbit eine unverzichtbare Anwendung für Satellitenbetreiber und auch generell für Raumfahrtmissionen aller Art ist.

1.1 Motivation

Die Positionsüberprüfung und Kollisionsvorhersage von Satelliten und Weltraumschrott erfolgt derzeit mittels Satellitenkarten wie [2, 3]. Dazu werden in regelmäßigen Abständen Messungen der Satellitenpositionen durchgeführt und in diese Satellitenkarten eingetragen. Damit können Genauigkeiten in der Größenordnung von $\approx 30 \mu\text{rad}$ erreicht werden [4, 5]. Da es sich bei diesen Eintragungen um Momentaufnahmen handelt, kann die tatsächliche aktuelle Position nur approximiert werden, was dazu führt, dass die Genauigkeit immer weiter abnimmt, je länger der Zeitpunkt der letzten Messung zurückliegt. Außerdem zeigt sich, dass sich derartige Satellitenkarten nicht für alle Objekte eignen. Helle Objekte, wie Sterne oder eben auch Satelliten, die Sonnenlicht reflektieren, können so gut beobachtet werden. Dunkle und schwach reflektierende Objekte, dazu zählen Weltraumschrott oder auch Asteroiden, sind entsprechend schwieriger zu erfassen und benötigen daher spezielle Systeme, wie bspw. die Satellite-Laser-Ranging (SLR)-Station der TU Graz, Österreich [6] um deren Orbit kartografieren zu können.

Auch in der optischen Kommunikation werden hohe Anforderung an derartige Satellitenkarten, aber auch an die Teleskopmontierung und die atmosphärischen Eigenschaften gestellt. Die Messung der Positionsabweichungen in Echtzeit bei gleichzeitig nur geringen Signalleistungen ermöglicht eine Echtzeitkompensation. Dadurch werden Unsicherheiten deutlich reduziert und damit die Stabilität der Verbindung erhöht. Ein Aufrechterhalten der Kommunikation wird dadurch zuverlässig möglich.

Ganz generell stellt sich nun also das Problem, dass durch die Bewegung eines Objektes und der damit verbundenen Änderung des Abstands zwischen Objekt und Beobachter, aufgrund der Divergenz des vom Objekt ausgesendeten bzw. reflektierten Lichtstrahls, unterschiedliche Lichtintensitäten auf den Detektor treffen.

Deswegen, und auch auf Grund unterschiedlicher Sendeleistungen der Satellitenterminals, ist eine Auslegung des Positionssensors auf einen scharf abgegrenzten Empfangsbereich schwierig. Auch im Bereich des SLR, also der Positionsbestimmung eines Satelliten durch kurze Laserimpulse, ist eine Nachführung von Vorteil, wobei sich hierbei Intensitätsunterschiede noch stärker auswirken, da nur noch einige wenige Photonen auf den Detektor treffen. Zusätzlich kommt es aufgrund der Erdatmosphäre und Vibrationen der erdgebundenen Empfangsstationen zu Störungen, die die Genauigkeit der Positionsmessung bzw. die Performanz der optischen Kommunikation negativ beeinflussen. In Abbildung 1.2 ist diese Problematik schematisch veranschaulicht.

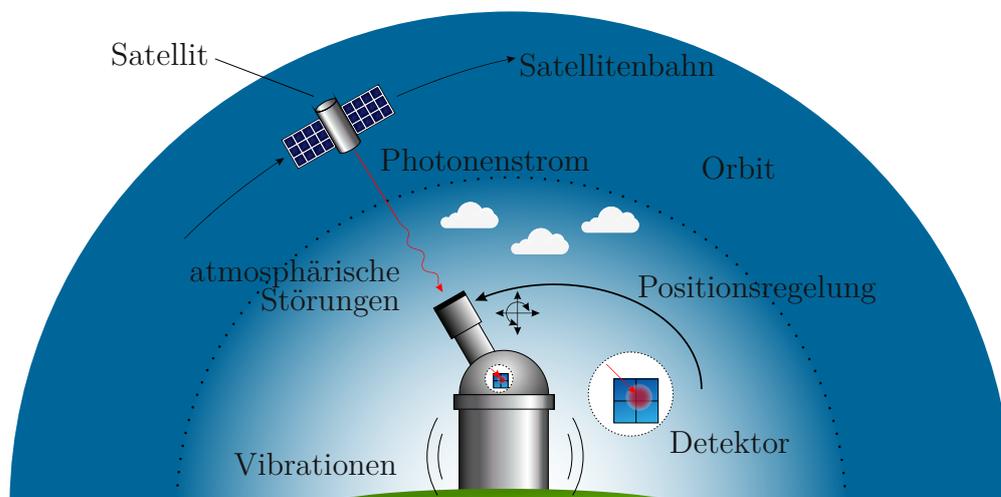


Abbildung 1.2: Prinzipielle Darstellung der Aufgabenstellung.

Für die erwähnten Anwendungen wurden hochperformante Teleskopsysteme entwickelt, die mit Hilfe von geeigneten Positionssensoren in der Lage sind, Satelliten und Objekte im Orbit zu erfassen und zu verfolgen. Zu diesen Zweck werden für den jeweiligen konkreten Einsatzzweck speziell entwickelte und optimierte Sensoren bspw. Kamerasysteme [7] aber auch Systeme mit Quadrant Photodioden (Q-PDs) [8] eingesetzt. Geeignete Sensoren für atmosphärische Störungen und Vibrationen, wie bspw. Q-PDs, Shack-Hartmann-Wellenfrontsensoren oder auch Focal Plane Arrays, sind ebenfalls bereits vorhanden. Das Problem hierbei ist jedoch, dass je nach Anwendungsfall unterschiedliche spezielle Kompensationssysteme eingesetzt werden müssen. Weiters wird bei vielen dieser Sensoren ein Teil der einfallenden, mitunter ohnehin schon geringen, Lichtintensität zur Messung verwendet, und steht somit nicht mehr dem eigentlichen Zweck, wie bspw. der optischen Kommunikation, zur Verfügung.

Die Entwicklung und Optimierung von Sensoren zur Positionserfassung vor allem bei unterschiedlichen Lichtintensitäten stellt nach wie vor ein wichtiges Forschungsgebiet dar. Je nach Objekt muss das System im Moment adaptiert oder mit einem anderen Sensor ausgestattet werden, was zu Standzeiten und damit einerseits zu Verlust wertvoller Beobachtungszeit und andererseits in kommerziellen Anwendungen zu Kosten führt.

Aus diesem Grund wird im Rahmen dieser Arbeit ein Detektor auf Basis von Avalanche Photodioden (APDs) entwickelt, mit dem es möglich sein soll, die Position von Objekten im Orbit mit hoher Genauigkeit und über einen weiten Lichtintensitätsbereich zu bestimmen. APDs sind spezielle Dioden, die in Sperrichtung mit einer hohen Vorspannung im Bereich von 100 V betrieben werden und dazu dienen, einen einfallenden Photonenstrom in einen elektrischen Strom umzuwandeln. Durch die Vorspannung kann die Photonenstrom-Strom-Verstärkung angepasst, und so auf unterschiedliche Lichtleistungen reagiert werden. Damit soll der Detektor ohne Umbauten für geringe, als auch für hohe Lichtleistungen einsetzbar sein, um sowohl helle Objekte wie bspw. aktive Satelliten als auch passive Objekte wie Weltraumschrott erfassen zu können. Die Messsignale eines vierfachen Quadrant Avalanche Photodiode (Q-APD)-Detektors können in weiterer Folge zu einer Tip/Tilt-Kompensation eingesetzt werden, um Vibrationen in der Umgebung des Teleskops, als auch atmosphärische Störungen niedriger Ordnung, ausgleichen zu können.

Mit einem derartigen Detektor kann nicht nur die Positionsbestimmung von Objekten realisiert werden, sondern durch geschickte Analyse der gelieferten Daten kann der Detektor auch bei der Identifikation des betrachteten Objekts behilflich sein. Auf Basis des einfallenden Photonenstromes wird die Verstärkung eingestellt. Wird nun ein rotierendes Objekt betrachtet, so wird sich, abhängig von der Reflexivität der einzelnen Seiten des Objektes, der Photonenstrom mit der Zeit ändern. Dieser Zeitverlauf kann erfasst und zur Analyse der Form bzw. Oberflächeneigenschaften des Objektes herangezogen werden. Unter Zuhilfenahme von absoluter Helligkeit und Querschnitt kann nun darauf geschlossen werden, um welches Objekt es sich handelt [9]. In Abbildung 1.3 ist der prinzipielle Systemaufbau dargestellt. Ein Objekt im Orbit, das Licht bspw. der Sonne reflektiert, fungiert als Lichtquelle. Dieser Photonenstrom trifft, beeinflusst durch atmosphärische Störungen, auf ein (durch Vibrationen gestörtes) Teleskop und wird dort auf den Q-APDs-Detektor umgelenkt. Q-APD bedeutet, dass vier APDs zu einem Sensor zusammengeschaltet sind. Dieser Detektor generiert einen elektrischen Strom, aus dem nun zwei Dinge berechnet werden können.

Erstens wird die Summe der einzelnen Ausgangs-Photoströme I_{APD}^j der vier APDs A, B, C, D

$$I_{\text{APD}}^{\Sigma} = \sum_{j \in \mathcal{Z}_1} I_{\text{APD}}^j, \quad j \in \mathcal{Z}_1 = \{A, B, C, D\} \quad (1.1)$$

betrachtet. Dieser Wert hängt direkt vom einfallenden, variablen, Photonenstrom, also von der Helligkeit des beobachteten Objekts, ab. Der Photonenstrom kann je nach beobachteten Objekt stark unterschiedliche Werte annehmen. Außerdem kommt es bei der Verfolgung eines Objektes, bspw. in der Satellitenkommunikation, bei der Bewegung im Orbit zu zeitlichen Schwankungen der mittleren Intensität. Für die Systeme, die die Photoströme weiterverarbeiten ist ein definierter Spannungsbereich mit annähernd konstantem Signal to Noise Ratio, Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) wichtig um Bewegungen richtig interpretieren zu können. Aus diesem Grund ist das Ziel, mithilfe einer automatischen Nachführung der einstellbaren Photonenstrom-Strom-Verstärkung, den Wert des Stromes I_{APD}^{Σ} auf einen fixen Nennwert zu halten. Die Abweichung kann durch geeignete Anpassung der angelegten Vorspannung kompensiert werden. Durch diese automatische Nachführung der Verstärkung ist es möglich, mit einem einzigen Detektor ohne Adaptierungen Objekte unterschiedlicher Helligkeit zu detektieren. So können sowohl helle, dunkle und auch in ihrer Helligkeit variierende Objekte, verlässlich detektiert und verfolgt werden.

Die Positionsermittlung erfolgt durch Betrachtung der vier einzelnen Photoströme der vier APDs, aus denen die Q-APD besteht. Abhängig davon, wo der Photonenstrom auf die Q-APD trifft, werden unterschiedliche Werte für die einzelnen Photoströme gemessen. Je nachdem, in welchem Verhältnis diese Ströme zueinander stehen, kann daraus die Position des Photonenstroms auf dem Detektor berechnet werden. In weiterer Folge kann anhand dieses Ergebnisses die Position des Objektes im Blickfeld des Teleskops und mit weiteren Berechnungen das Objekt im Orbit lokalisiert werden. Diese Information kann nun dazu verwendet werden, um das Teleskop so nachzuführen, dass das Objekt stets im Mittelpunkt des Blickfeldes verbleibt.

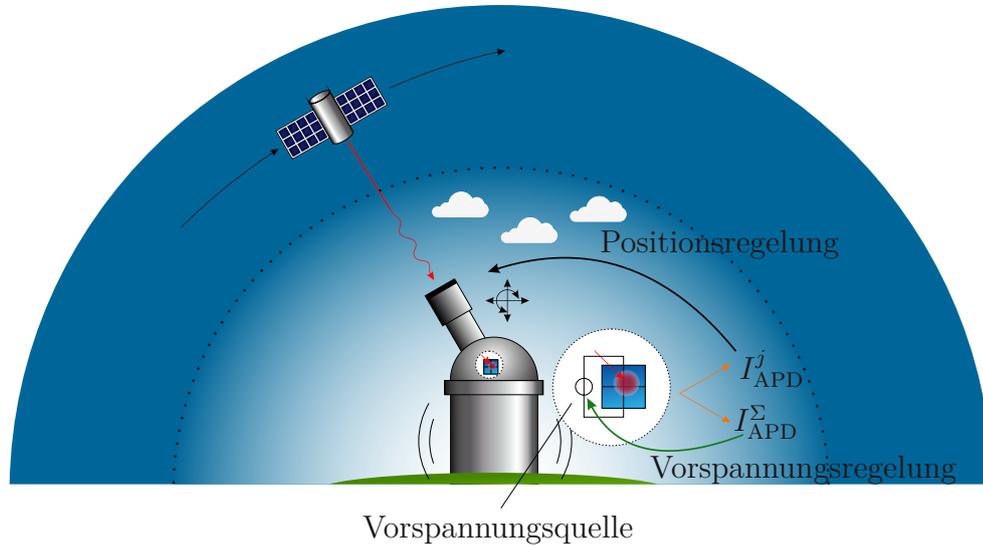


Abbildung 1.3: Prinzipskizze des Q-APD-Detektorkonzepts. Es gilt $j \in \mathcal{Z}_1$.

1.2 Zielsetzung

Wie in der Motivation beschrieben, soll ein Detektor auf Basis von APDs zur Positionsbestimmung von Satelliten erstellt werden. Diese Positionsbestimmung soll mit einer definierten Genauigkeit und Bandbreite möglich sein, sodass eine Verfolgung des Objektes mit dem Teleskop möglich ist. Weiters soll der APD-Detektor sowohl für helle, als auch für dunkle Objekte einsetzbar sein.

Folgende Anforderungen werden für diese Diplomarbeit definiert:

- Genauigkeit der Positionsbestimmung von $< 15 \mu\text{rad}$
- Bandbreite der Positionsbestimmung mit $> 50 \text{ kHz}$
- Erfassung von geringen Lichtleistungen im Bereich von 10 bis 200 nW

Um diese Ziele zu erreichen, werden folgende Schritte durchgeführt:

1. Erstellung des Detektor-Konzepts
2. Festlegung und Identifizierung der Kühlmethode

3. Entwurf und Implementierung der Temperaturregelung
4. Aufbau und Inbetriebnahme der Vorspannungsquelle
5. Aufbau und Inbetriebnahme der Q-APD-Ausleseschaltung
6. Entwurf und Implementierung der Vorspannungsregelung

1.3 Gliederung

Kapitel 2 gibt einen Überblick, wie die Positionsbestimmung von Objekten im Orbit zur Zeit durchgeführt wird. Außerdem werden aktuelle Herangehensweisen zum Design von derartigen Detektoren diskutiert. Es werden die Ergebnisse der Literaturrecherche bezüglich der Entwurfsmethoden zur Verwendung von APDs in Anwendungen der Photonenerkennung von schwachen bzw. schwankenden Lichtquellen präsentiert. Weiters werden aktuelle Sichtweisen in der Literatur zur Temperaturregelung aufgezeigt. In Kapitel 3 werden das grundsätzliche Detektor-Konzept, die wesentlichen Komponenten und die Anforderungen an die einzelnen Komponenten präsentiert. Nachdem die Vorgaben definiert sind, wird in Kapitel 4 die Umsetzung dieser Vorgaben im Rahmen der praktischen Implementierung eines Quadranten mit einer APD behandelt. Die daraus gewonnen Erkenntnisse werden in Kapitel 5 auf eine Q-APD erweitert. Zum Abschluss gibt es in Kapitel 6 eine Zusammenfassung sowie Schlussfolgerungen, die aus dieser Arbeit abgeleitet werden können. Es folgt ein Ausblick, welche Potentiale diese Diplomarbeit für zukünftige Betrachtungen liefern kann. Wo gibt es noch Verbesserungspotential bzw. welche Punkte wurden im Rahmen dieser Arbeit nicht behandelt, bieten aber noch interessante Forschungsfragen.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Diese Kapitel gibt einen Literaturüberblick, über den Stand der Technik der wesentlichen Punkte dieser Arbeit. Im ersten Teil wird betrachtet, wie die Positionsbestimmung von Objekten im Orbit aktuell durchgeführt wird. Weiters wird die grundsätzliche Funktionsweise von APDs erläutert und diskutiert welche Ansätze es zum Einsatz von APDs zur Photonendetektion gibt. Außerdem wird behandelt, wie mittels Peltierelementen die Temperaturregelung realisiert werden kann und welche Vor- bzw. Nachteile diese Methode hat. Abschließend werden die unterschiedlichen Ansätze miteinander verglichen und darauf aufbauend die Forschungsfragen für diese Arbeit formuliert.

2.1 Positionsbestimmung von Objekten im Orbit

Wie schon in Kapitel 1 beschrieben, ist es für Betreiber von Satelliten von essentieller Bedeutung, zu wissen, wo sich ihre Satelliten bzw. auch ganz generell Objekte im Orbit befinden. Dazu gibt es in der Literatur verschiedene Möglichkeiten, die im Folgenden vorgestellt werden.

2.1.1 Satellite-Laser-Ranging und -Tracking

Eine gute Erklärung über die Funktionsweise von *SLR* liefert [10]. Beim SLR wird von einer Bodenstation auf dem Erdboden ein kurzer Laserimpuls ausgesendet. Gleichzeitig wird ein Zeitintervall-Zähler gestartet. Der Laserimpuls wird anschließend von einem Satelliten reflektiert und von einer Empfangseinrichtung auf der Bodenstation wieder eingefangen und als Stop-Signal für den Zähler interpretiert.

Dieser Vorgang ist in Abbildung 2.1 veranschaulicht. Auf Basis dieses Zeitintervalls Δt_{LR} und der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_{LR} des Laserimpulses kann der Abstand d_{LR} zwischen Bodenstation und Satellit (zumindest für die erste, näherungsweise Betrachtung) ermittelt werden

$$d_{\text{LR}} = \frac{\Delta t_{\text{LR}}}{2} c_{\text{LR}} . \quad (2.1)$$

Aus der bekannten Abstrahlrichtung des Laserimpulses und der Ausrichtung der Empfangsvorrichtung kann nun auf die Position des Objektes im Orbit geschlossen werden. Wichtig ist hierbei, dass der Satellit über *Retroreflektoren* verfügen muss, sodass sichergestellt ist, dass der Laserimpuls wieder in genau jene Richtung reflektiert wird, aus der er gekommen ist. Aus diesem Grund werden gezielt Satelliten mit Retroreflektoren konstruiert, um eine definierte Rückstrahlcharakteristik zu gewährleisten. Da nur ein Ausschnitt des abgestrahlten Laserimpulses reflektiert wird, treten hier trotzdem geringe Lichtintensitäten am Empfänger auf. Weiters ist die Berechnung nicht so einfach, wie in Gleichung (2.1) beschrieben. Es müssen komplexe Verfahren zur Berücksichtigung von verschiedenen Ungenauigkeiten in der Laufzeitmessung angewendet werden. Dazu zählen bspw. atmosphärische Verzögerungen, die die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Laserimpulses variieren lassen. Zusätzlich stellen auch Brechung und Reflexion an atmosphärischen Schichten eine erhebliche Fehlerquelle dar. Die Effekte der Brechung können über Korrekturterme berücksichtigt werden. Reflexionen äußern sich als Totzeit [10]. Die Kompensation beruht darauf, dass der Empfänger nur in einem kurzen Zeitintervall ausgewertet wird, in dem der Laserimpuls, auf Basis der grob bekannten Entfernung, eintreffen sollte [6]. Außerdem muss berücksichtigt werden, dass der Punkt, an dem der Laserimpuls auf den Satelliten auftrifft, nicht genau definiert ist. Im Idealfall wäre dies genau der Mittelpunkt (genauer: Massenmittelpunkt). In der Realität ergibt sich allerdings das Problem, dass es sich erstens nicht um einen definierten, sondern um einen beliebigen Punkt auf der Oberfläche des Satelliten handelt. Zweitens kommt es aufgrund der Entfernung zwischen Sender, Satellit und Empfänger zu einer Aufweitung des Laserstrahls. Dadurch wird der Laserstrahl am Satelliten an mehreren Punkten reflektiert, sodass beim Empfänger am Erdboden schließlich eine Überlagerung von mehreren Reflexionen eintritt. Diese und noch weitere Korrekturen werden ebenfalls in [10] erläutert und mathematische Korrekturformeln vorgestellt. Beim *Laser-Tracking* wird die Information des Laser-Ranging dazu verwendet, um Satelliten oder auch Weltraumschrott über einen gewissen Zeitraum zu verfolgen und wiederkehrend die Position zu bestimmen. Dekorsy verwendet in seiner Arbeit [11] eine Kombination aus Laser-Ranging und Laser-Tracking, um Weltraumschrott im Orbit erst zu finden und um diesen anschließend zu verfolgen. In weiterer Folge werden Abschätzungen über die zu erwartende Bewegungs-Trajektorie der einzelnen Objekte angestellt.

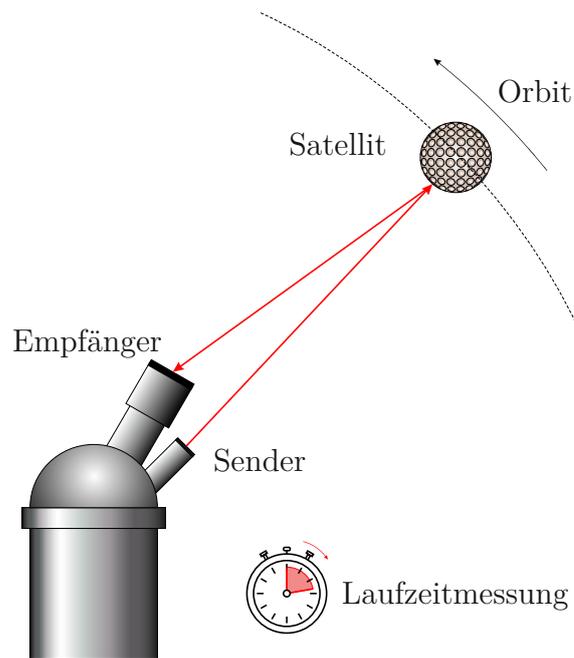


Abbildung 2.1: Grundsätzliches Prinzip des Laser-Ranging.

2.1.2 Radar-Tracking

Eine weitere Möglichkeit um Objekte im Orbit zu verfolgen ist der Einsatz von Radar. Ein Beispiel dafür ist das Tracking and Imaging Radar (TIRA) des Fraunhofer FHR [12] in Deutschland. Es wird für Hochpräzisionsmessungen im Orbit aber auch für Hochpräzisionsbildgebung eingesetzt. Weiters wird es auch zur Hochpräzisionsmessung von Weltraumschrott eingesetzt. Gemäß Europäische Weltraumagentur (ESA) [13] werden sog. *beam park Experimente* durchgeführt. Dabei wird der Radarstrahl für 24 Stunden auf eine fixierte Position gerichtet. Dadurch werden 360° eines schmalen Streifens des Himmels während einer vollen Umdrehung der Erde aufgenommen. Sämtliche Objekte über einer gewissen Mindestgröße, die sich währenddessen durch den Strahl bewegen, werden erkannt. Bei derartigen Experimenten kann TIRA Weltraumschrott einerseits erkennen und andererseits auch zumindest grobe Informationen über die Umlaufbahn geben. Erkannt werden dabei Objekte mit Durchmessern ab 2 cm [12]. Ähnliche Anlagen gibt es u. a. auch in Tromø, Norwegen (EISCAT Netzwerk) [14] bzw. in Teneriffa, Spanien (OGS) am Teide Observatorium [15, 16].

Im Auftrag der United States Air Force (USAF) wurde im März 2020 das *Space Fence* in Betrieb genommen [17]. Dieses auf dem Kwajalein Atoll (Teil der Marshall Inseln) errichtete Radar-System soll mehr Objekte, mit höherer zeitlicher und

räumlicher Genauigkeit als der Vorgänger, das *Air Force Space Surveillance System*, erfassen. Für die Zukunft ist eine Erweiterung um ein zusätzliches Teleskop in Australien geplant. Das System verwendet Hochenergieverstärker aus Galliumnitrid.

2.1.3 Satelliten-/Weltraumschrottkarten

Zur groben Bestimmung der Position von Satelliten können Satellitenkarten herangezogen werden. Dies sind Tabellen oder Datenbanken, in denen Eigenschaften wie Name, Größe, Masse und vor allem die Umlaufbahn der Satelliten um die Erde verzeichnet sind. Eine davon wird von der *Union of Concerned Scientists* [3] betrieben. Diese Datenbank listet derzeit mehr als 2000 aktive Satelliten im Erdorbit auf und wird dreimal jährlich aktualisiert.

Weitere Daten finden sich auf den beiden Webseiten www.space-track.org [18] und www.celestrak.com [19]. Dort sind u. a. Daten des North American Aerospace Defense Command (NORAD), also dem Zusammenschluss der USA und Kanada zur Überwachung des Weltraums. Diese Daten sind öffentlich zugänglich und enthalten Bahnen von Satelliten, Weltraumschrott und diversen anderen Objekten im Orbit. Die auf den beiden Webseiten zur Verfügung gestellten Daten liegen im Two-line Element Set Coordinate System (TLE)-Format vor. Dieses Format wurde von der National Aeronautics and Space Administration (NASA) definiert. Der Aufbau des Datensatzes ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Wie der Name sagt besteht das Format aus 2 bis 3 Zeilen an Werten, wobei die erste Zeile weggelassen werden kann, da sie nur den Namen des betrachteten Objektes beinhalten. Dieser findet sich codiert in den anderen beiden Zeilen wieder. TLE dient dazu, um eine verlässliche Datenquelle zur Bahnberechnung für die Zukunft aber auch für die Vergangenheit von Objekten im Orbit zu schaffen. Die Berechnung wird mit dem mathematischen Modell Simplified General Perturbations (SGP) (SGP4 und SGP8) für erdnahe Objekte und mit Simplified Deep Space Perturbations (SDP) (SDP4 und SDP8) für weitere im Weltraum entfernte Objekte durchgeführt [20]. Vallado et al. beschäftigen sich in ihrem Artikel unter anderem mit der Genauigkeit der SGP/SDP-Berechnungen auf Basis von TLE-Daten [5]. Es zeigt sich, dass je nach Anwendungsfall und Anzahl der Manöver der Objekte Genauigkeiten im Bereich von < 10 m erreichen lassen. So untersucht bspw. Boyce [4] in seiner Arbeit die Genauigkeit anhand von nicht manövrierenden Iridium Satelliten. Diese zur Satellitentelefonie installierten Satelliten befinden sich typischerweise auf einer Umlaufbahn in der Höhe von 780 km [21]. Mit TLE-Daten konnten hier Genauigkeiten von 50 – 100 m erreicht werden. Von der Erde aus beobachtet ergibt das eine Winkelabweichung im Bereich von 64 bis 128 μ rad.

Eine auf Basis von *Laser-Ranging* erstellte Datenbank wird vom International Laser Ranging Service (ILRS) [23] auf deren Homepage ilrs.gsfc.nasa.gov [24] zur

ISS (ZARYA)						
1	25544U	98067A	04236.56031392	.00020137	00000-0	16538-3 0 9993
2	25544	51.6335	344.7760	0007976	126.2523	325.9359 15.70406856328903

123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890	reference number line					
1	2	3	4	5	6	7

Abbildung 2.2: Aufbau eines TLE-Datensatzes am Beispiel der Internationale Raumstation (ISS) [22, Fig. 1].

Verfügung gestellt. Die dort dargestellten Daten werden von gut 40 Bodenstationen erhoben. Ziel des ILRS ist es zentimetergenaue Satellitenpositionsdaten, aber auch weitere Werte wie bspw. Daten zum Gravitationsfeld der Erde zu erheben und Forschern zur Verfügung zu stellen. Diese Daten liegen im Consolidated Laser Target Prediction Format (CPF) vor. Sie beinhalten Tabellen mit täglich aktualisierten Werten der x -, y - und z -Positionen der beobachteten Objekte. Diese ermöglichen präzise Vorausberechnungen der zukünftigen Bahnen bzw. Positionen. Die genaue Definition des Formats und wie die Berechnungen angestellt werden finden sich in der Dokumentation des CPF [25].

Eine andere Quelle um die Position von Weltraumschrott zu erfahren, wird von der ESA auf der Webseite [2] zur Verfügung gestellt. Dort gibt es für registrierte Nutzer die Möglichkeit Software-Pakete wie *MASTER* (Meteoroid and Space Debris Terrestrial Environment Reference), *DRAMA* (Debris Risk Assessment and Mitigation Analysis) und *DISCOSweb* (Database and Information System Characterising Objects in Space) zu beziehen. Mit diesen Programmen ist es möglich, für geplante Weltraummissionen die Wahrscheinlichkeit von Kollisionen mit Weltraumschrott oder anderen Objekten im Orbit und, wenn erforderlich, auch entsprechende Ausweichmanöver zu berechnen.

Zusammenfassend zeigt sich, dass das Weltraumkartenmaterial meist ausreichend ist, um Objekte zu finden und zu verfolgen. Für Echtzeitkompensation von Bewegungen sind sie aufgrund eingeschränkter Genauigkeit und vor allem der stochastischen Natur der Störeinflüsse nicht geeignet.

2.2 APDs zur Photonendetektion

2.2.1 Aufbau und Betrieb von APDs

APDs sind Dioden, die typischerweise aus Silizium oder Germanium hergestellt werden. Es handelt sich dabei um PIN Photodioden, die über eine zusätzliche p-Schicht verfügen [26]. Insgesamt ist der Betrieb von APDs in drei verschiedenen Betriebsmodi möglich:

- Photovoltaik Betrieb
- Linearer Betrieb
- Geiger-Modus

Beim herkömmlichen *Photovoltaik Betrieb* wird die APD in Durchlassrichtung eingebaut und abhängig vom einfallenden Photonenstrom wird ein Photostrom erzeugt.

Im *Linearen Betrieb* wird die APD in Sperrrichtung eingebaut und mit einer Vorspannung versorgt. Dadurch kann eine höhere, aber weiterhin lineare Photonenstrom-Photostrom-Verstärkung erreicht werden. Diese kann mit der Vorspannung skaliert werden.

Im *Geiger-Modus* wird der Effekt der Lawinen-Multiplikation ausgenutzt. Hierbei kann ein einziges Photon den Lawinen-Effekt auslösen und damit einen nennenswerten Photostrom erzeugen. Wie in [26] beschrieben werden die einfallenden Photonen in der intrinsischen Region absorbiert und erzeugen in der Multiplikations-Schicht Elektronen-Loch-Paare. Die Löcher bewegen sich anschließend in Richtung p-Schicht und die Elektronen Richtung n-Schicht. Die Elektronen passieren bevor sie die n-Schicht erreichen die p-Multiplikations-Schicht. Dort erzeugen die Elektronen nun durch den Kollisions-Ionisations-Prozess neue Elektronen-Loch-Paare. Diese erzeugen nun wiederum weitere Elektronen-Loch-Paare, was *Lawinen Multiplikation* genannt wird. Um diesen Effekt hervorzurufen, müssen die Elektronen allerdings stark genug beschleunigt werden, was durch die in Sperrrichtung angelegte, hohe Vorspannung erreicht wird. Der entsprechende Aufbau sowie die Feldverteilung innerhalb der APD ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Für diesen Betriebsmodus müssen Schutzschaltungen vorgesehen werden, um einerseits den Strom zu begrenzen und gleichzeitig die APD wieder in den sperrenden Zustand zurückzuführen. Derartige sog. *Quenching-Schaltungen* werden unter anderem in [27] behandelt.

2.2.2 Wesentliche Parameter von APDs

Im folgenden Abschnitt werden die wesentlichen Parameter von APDs vorgestellt [28]. Diese Parameter beeinflussen ganz grundlegend das Verhalten des Detektors.

2.2.2.1 Verstärkung M

Der Photostrom I_P , der von der APD aufgrund eines einfallenden Photonenstroms ausgegeben wird ergibt sich zu

$$I_P = MR_0(\lambda) P_S, \quad (2.2)$$

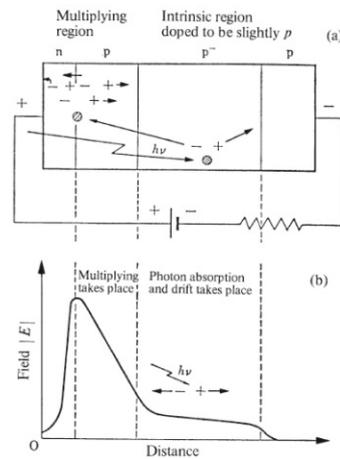


Abbildung 2.3: a) Aufbau einer APD und b) zugehörige elektrische Feldverteilung [26, Fig. 13.8].

wobei M die Verstärkung der APD, $R_0(\lambda)$ die intrinsische Responsivität (bei einer Verstärkung von $M = 1$ und bei der Wellenlänge λ) und P_S die optische Leistung des einfallenden Photonenstroms darstellt. Für die Verstärkung M ist zu beachten, dass diese eine Funktion der angelegten Vorspannung U_V und der Temperatur ist. Eine entsprechende Funktion (aus dem Datenblatt der verwendeten APD [29]) ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

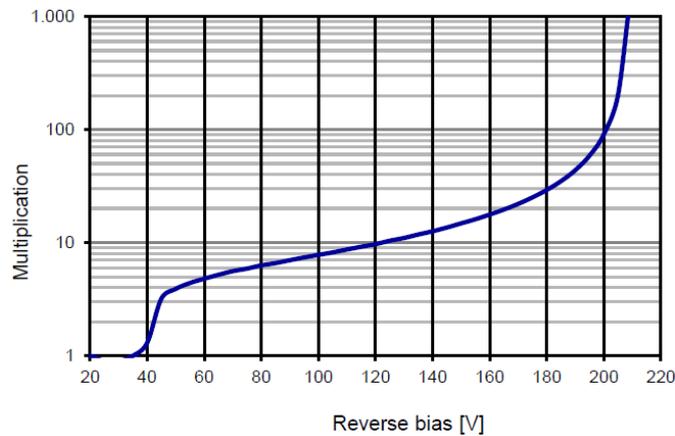


Abbildung 2.4: Funktion der Verstärkung M einer APD als Funktion der Vorspannung U_V [29].

2.2.2.2 Rauschverhalten SNR_{APD}

Gemäß [30] ist weiters das Rauschverhalten für die Charakterisierung des Detektors maßgeblich. Zur Analyse des Rauschverhaltens wird die Formel von McIntyre [31] zur Ermittlung des Rauschfaktors $F(M, k)$

$$F(M, k) = M \left[1 - (1 - k) \left(\frac{M - 1}{M} \right)^2 \right], \quad (2.3)$$

mit dem Faktor k , dem effektiven Ionisierungsverhältnis, das je nach APD im Bereich von 0.02 – 0.4 liegt, herangezogen. Damit kann nun für einen Empfänger, der für eine charakteristische Integrationszeit τ die Anzahl der eintreffenden Photonen aufintegriert die Rauschverteilung N folgendermaßen berechnen

$$N = \sqrt{M^2 F(M, k) \left(\eta P_S + \frac{I_D(M)}{q} \tau \right)}, \quad (2.4)$$

wobei η die Quanteneffizienz der APD und q die Elementarladung beschreibt. I_D ist der Dunkelstrom. Dies ist jener Strom der fließt, obwohl keine Photonen auf die APD treffen und damit im Idealfall kein Strom fließen sollte. Betrachtet man im Gegensatz dazu das Ausgangssignal der APD, also die Verteilung des Stromes I_P

$$I_P = P_S \eta M, \quad (2.5)$$

so erhält man für das SNR SNR_{APD} durch Division von Gleichung (2.5) durch Gleichung (2.4)

$$\text{SNR}_{\text{APD}} = \frac{I_P}{N} = \frac{P_S \eta M}{\sqrt{M^2 F(M, k) \left(\eta P_S + \frac{I_D(M)}{q} \tau \right)}}. \quad (2.6)$$

Für konkrete Werte gemäß Tabelle 2.1 ergibt sich Abbildung 2.5. Daraus lässt sich schließen, dass es bei entsprechenden Parametern eine optimale Verstärkung geben kann, wenn nur die APD für sich alleine betrachtet wird. Dieses Optimum ist schwer zu bestimmen und tritt nur bei der bestimmten Konstellation gewisser Parameter, wie bspw. k , auf, die meist vom Hersteller nicht angegeben werden. Des Weiteren ist eine Abhängigkeit von der Signalleistung P_S zu beobachten, was auf Grund der eingangs erwähnten Intensitätsschwankungen zu Problemen führt. Anstelle die Verstärkung der APD zu beeinflussen könnte auch die Verstärkung des nachfolgenden Transimpedanzverstärker (TIA)s variiert werden. Diese beiden Strategien werden in [32] verglichen und es zeigt sich, dass die SNR-Verbesserung der APD deutlich überwiegt. Außerdem reduziert eine Verstärkungserhöhung eines TIA die erreichbare Bandbreite. Dieser Effekt entfällt bei der APD.

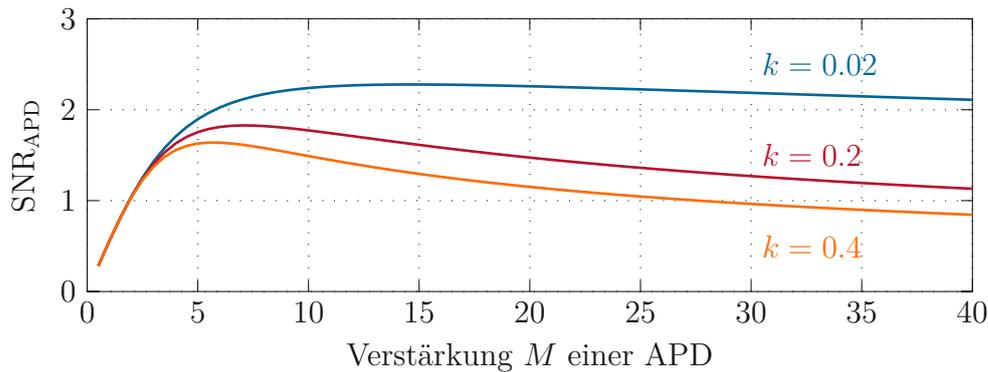


Abbildung 2.5: SNR_{APD} als Funktion der Verstärkung M . Die verwendeten Werte sind in Tabelle 2.1 angeführt.

Tabelle 2.1: Verwendete Werte zur Berechnung von Abbildung 2.5 gemäß [30].

Parameter	Wert	Einheit
P_S	0.3	nW
η	80	%
I_D	$3 \cdot 10^{-12}$	A
τ	$3 \cdot 10^{-6}$	s

2.2.2.3 Durchbruchspannung U_{BR}

Eine weitere wichtige Kenngröße ist die Durchbruchspannung U_{BR} . Diese gibt jene Vorspannung U_V an, bei der der Lawinen-Effekt eintritt und damit die Verstärkung M schlagartig den linearen Bereich verlässt und sehr große Werte einnimmt. Diese Eigenschaft ist ein wesentlicher Bauteilparameter. Wichtig ist, dass die Durchbruchspannung von der Temperatur abhängig ist. Dieser Effekt ist beispielhaft an einer APD der Type *Hamamatsu S5343* (Hamamatsu Photonics K.K., Hamamatsu City, Japan) in Abbildung 2.6 dargestellt. Für den sicheren und definierten Betrieb ist die Berücksichtigung oder Kompensation dieser Abhängigkeit von größter Wichtigkeit.

2.2.3 Einsatz von APDs als Photonendetektor

Durch die hohe Sensitivität eignen sich APDs sehr gut zur Photonendetektion auch von einzelnen Photonen. So gibt es speziell für diesen Einsatz entwickelte Single Photon Avalanche Photodioden (SAPDs). Ein derartiges Bauteil wird bspw. bei [34] eingesetzt. Die Diode wird dabei mit einer bauseits in die SAPD integrierten Temperaturregelung auf konstanter Temperatur gehalten und gleichzeitig mit einer Vorspannung von 15 V über der Durchbruchspannung betrieben. Das System

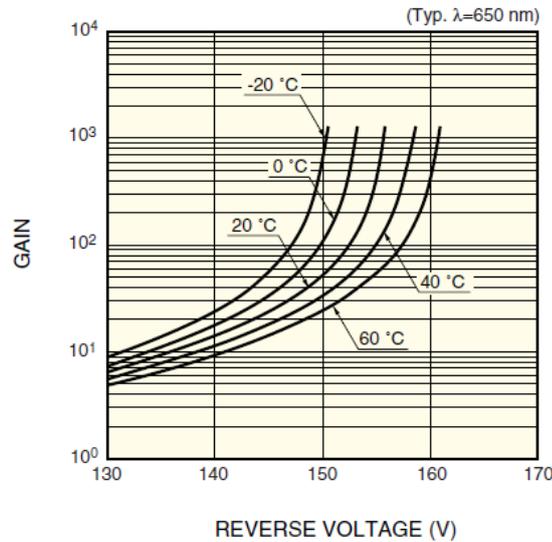


Abbildung 2.6: Verstärkung M einer Hamamatsu S5343 als Funktion der Vorspannung U_V . Die unterschiedlichen Kurven zeigen das Verhalten bei unterschiedlichen Temperaturen [33, Fig. 3-3].

wurde in eine Laser Ranging Station eingebaut. Der Detektor konnte über ein Messintervall von zwei Stunden insgesamt acht Überflüge von unterschiedlichen Objekten verfolgen. Der Abstand zu den Objekten betrug dabei zwischen 890 km und 2560 km und das kleinste Objekt hatte einen Querschnitt von 0.3 m^2 .

Eine andere Herangehensweise beschreibt [35] in seinem Artikel. Darin wird ein Einzel-Photonen-Empfänger untersucht, wobei der APD-Detektor im Linearen Betrieb betrieben und am Ausgang mit einem TIA beschaltet ist. Dabei wird jeder Spannungswert am Ausgang des TIA oberhalb eines gewissen Grenzwertes als Photon gezählt. Der Vorteil dabei ist, dass diese Methode deutlich schneller ist, da auf Verfahren wie Quenching (also das Abschnüren des Lawinen-Durchbruchs der APD) verzichtet werden kann. Dadurch werden Photonen-Erkennungsraten von 80 MHz erzielt.

2.2.4 Q-APD

Schaltet man vier APDs, in einem quadratischen Raster angeordnet wie in Abbildung 2.7 gezeigt, zu einem einzelnen Bauteil zusammen, so erhält man eine sog. Q-APD. Anhand der Ausgangs-Photoströme I_{APD}^j , mit $j \in \mathcal{Z} = \{A, B, C, D\}$ der

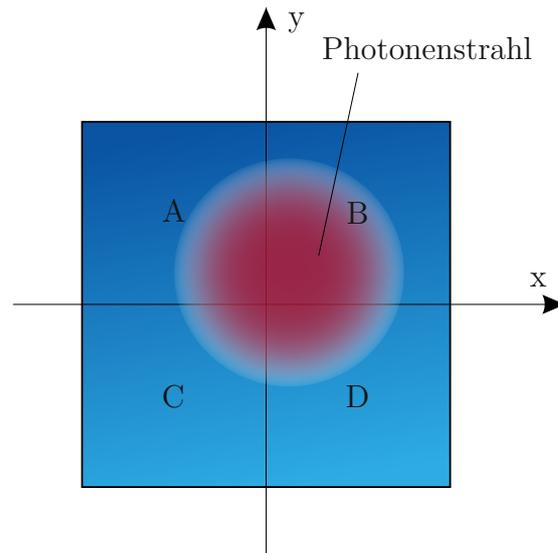


Abbildung 2.7: Grundsätzlicher Aufbau einer Q-APD mit leicht exzentrische einfallendem Photonenstrahl.

einzelnen APDs A, B, C, D kann nach [36] die Position in x - bzw. y -Richtung des einfallenden Photonenstrahls auf der Q-APD mittels

$$x = (I_{\text{APD}}^{\text{B}} + I_{\text{APD}}^{\text{D}}) - (I_{\text{APD}}^{\text{A}} + I_{\text{APD}}^{\text{C}}) \quad (2.7\text{a})$$

$$y = (I_{\text{APD}}^{\text{A}} + I_{\text{APD}}^{\text{B}}) - (I_{\text{APD}}^{\text{C}} + I_{\text{APD}}^{\text{D}}) \quad (2.7\text{b})$$

und gleichzeitig auch der gesamten Photostrom (vgl. Gleichung (1.1))

$$I_{\text{APD}}^{\Sigma} = \sum_{j \in \mathcal{Z}_1} I_{\text{APD}}^j \quad (2.8)$$

berechnet werden. Eine ähnliche Vorgehensweise wird bspw. in marktüblichen CD-Playern verwendet [36, 37]. Hier werden allerdings gewöhnlichen Photodioden eingesetzt, da die Lichtintensität deutlich höher ist. Der Detektor dient in diesem Fall zur Positionierung des abtastenden Laserstrahls auf der richtigen Position der CD.

2.3 Temperaturregelung mittels Peltierelement

Da sowohl die Verstärkung als auch das Rauschverhalten der APD stark temperaturabhängig sind, soll eine Temperaturregelung implementiert werden. In der Vorarbeit von Gruber [38] wird zu diesem Zweck ein Peltierelement verwendet.

Aufgrund der Ähnlichkeit der Anforderungen wird in dieser Arbeit der gleiche Ansatz untersucht.

Peltierelemente sind Bauteile, deren Wirkungsweise auf dem Peltier-Effekt beruht [39]. Bei diesem Effekt sind zwei unterschiedliche leitende Materialien miteinander verbunden (siehe Abbildung 2.8). Werden diese nun von einem Strom durchflossen, so wird, abhängig von den Materialien, Wärme von einer Seite auf die andere transportiert. Dies rührt daher, dass mit dem Elektronentransport auch ein Energietransport verbunden ist. Die transportierte Wärmemenge Q_{II} pro Zeit ist

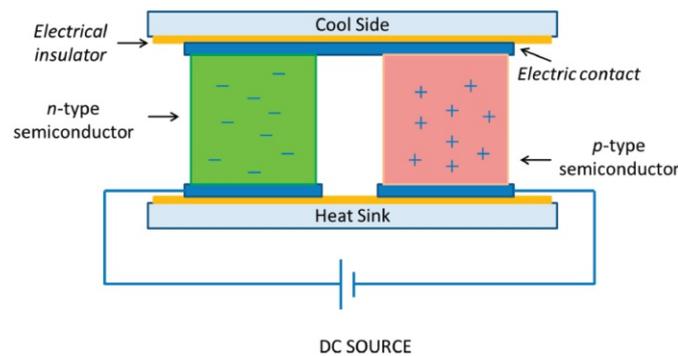


Abbildung 2.8: Schema eines Thermopaars zur Veranschaulichung des Peltier-Effekts [39, Fig. 1].

$$Q_{II} = (\Pi_1 - \Pi_2) I_{\text{Peltier}} , \quad (2.9)$$

wobei $\Pi_i, i \in \{1, 2\}$ die sog. Peltier-Koeffizienten der Leitermaterialien sind. I_{Peltier} ist der elektrische Gleichstrom, der aufgrund einer angelegten Gleichspannung U_{Peltier} die beiden Leiter durchfließt. Bei gegebenen Peltier-Koeffizienten kann nun durch Betrag und Vorzeichen des Stromes I_{Peltier} Betrag und Richtung des Wärmetransports vorgegeben werden. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit mit dem gleichen Element sowohl zu heizen als auch zu kühlen. Laut [39] können präzise Temperaturregelungen mit Temperaturschwankungen von $< \pm 0.1 \text{ }^\circ\text{C}$ realisiert werden. Abgesehen von diesen Vorteilen gibt es noch den wesentlichen Nachteil, dass dieser Effekt äußerst ineffizient ist. Während bspw. kompressorbasierte Kühlgeräte etwa 30 % des idealen Carnot-Wirkungsgrades [40], also dem theoretisch maximal möglich erreichbaren Wirkungsgrad, erreicht, arbeiten thermoelektrische Geräte bei rund 10 %. Aus diesem Grund sind Peltierelemente nur für Anwendungen geeignet, bei denen die Vorteile gegenüber dem niedrigen Wirkungsgrad überwiegen. Sie werden hauptsächlich bei kleinen Abmessungen oder bei geringen Kühlleistungen eingesetzt. Dazu zählt bspw. das Kühlen von elektrischen Komponenten.

2.4 Forschungsfragen und Ziele

Wie in Abschnitt 2.2.3 beschrieben, eignen sich APDs aufgrund ihrer Eigenschaften sehr gut zur Photonendetektion und damit zur Erfassung von Objekten im Erdorbit. Über die angelegte Vorspannung kann, wie in Abschnitt 2.2.2.1 beschrieben, die Verstärkung eingestellt werden. Da der Detektor in weiterer Folge das Eingangssignal zum Tracking eines Objektes liefern soll, wird dazu eine Q-APD gemäß Abschnitt 2.2.4, betrieben im Linearen Bereich, eingesetzt. Dadurch können von der Position eines einfallenden Lichtstrahls abhängige Ausgangssignale erzeugt werden, die anschließend einem Positionsregler als Eingangssignal dienen. Um den Einfluss von langsamen Intensitätsschwankungen durch atmosphärische Störungen oder Distanzvariationen zwischen Objekt und Detektor zu eliminieren, soll die Summe der Ausgangssignale konstant gehalten werden. Als typische Größe hierfür wird in dieser Arbeit ein Überflug eines Satelliten vom Horizont zum Zenit im *low earth orbit* (< 2000 km) festgelegt.

Durch eine Reduktion der Temperatur kann das SNR erhöht werden. Ziel ist es hierbei, die Temperatur der Q-APD konstant zu halten, ohne durch das thermische Teilsystem zusätzliches Rauschen einzubringen. Wie in Abschnitt 2.3 beschrieben scheint für diesen Einsatzzweck, aufgrund der geringen zu kühlenden Fläche, ein Peltierelement als geeignet.

Mit diesen Betrachtungen können die Forschungsfragen folgend formuliert werden:

Forschungsfrage 1:

Kann mithilfe einer Pulsweitenmodulation (PWM)-gesteuerten Peltierelements die Q-APD derart gekühlt werden, dass die Erhöhung des SNR durch die niedrigere Temperatur dem Rauscheintrag durch die Kühlung überwiegt?

Forschungsfrage 2:

Ist eine Q-APD im Linearen Betrieb dazu geeignet die Position eines einfallenden Laserspot zu reproduzieren mit einer Bandbreite > 50 kHz zu bestimmen?

Forschungsfrage 3:

Kann mithilfe einer Vorspannungsquelle die Verstärkung der Q-APD so vorgegeben werden, dass der Detektor Intensitätsschwankungen während des Überfluges eines Satelliten im *low Earth-orbit* (< 2000 km) ausgleichen kann?



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Im folgenden Kapitel wird das Grundkonzept des erstellten Q-APD-Detektors präsentiert. Zuerst wird ein Überblick über das Gesamtsystem gegeben um anschließend auf die einzelnen Bestandteile einzugehen. Es werden die Auslegungskriterien vorgestellt, anhand derer die Auswahl der Komponenten getroffen wird. Für die tatsächliche praktische Umsetzung, Dimensionierung und Implementierung sei auf Kapitel 4 verwiesen.

Zu Beginn seien folgende Mengen definiert, die für dieses und alle weiteren Kapitel verwendet werden.

Die Menge \mathcal{Z}_1 der Indizes der vier einzelnen APDs, aus denen die Q-APD besteht, sei folgend definiert. Zur Verwendung dieser Menge wird das Superskript j verwendet. Die Anordnung der einzelnen APDs ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

$$\mathcal{Z}_1 = \{A, B, C, D\} . \quad (3.1)$$

Darauf aufbauend sei die Menge der Teilsummen der 2. Operationsverstärker (OPV)-Stufe mit \mathcal{Z}_2 bezeichnet und als

$$\mathcal{Z}_2 = \{AB, AC, BD, CD\} \quad (3.2)$$

definiert. Zur Verwendung dieser Menge wird das Superskript k verwendet. Hierbei bedeutet bspw. AB, dass die Summe der Ausgänge der 1. OPV-Stufe A und B gebildet werden. Wie genau die Berechnung dieser Summen erfolgt wird in Abschnitt 3.3 vorgestellt.

3.1 Q-APD-Detektor - Gesamtsystem

Der Q-APD-Detektor besteht, wie in Abbildung 3.1 dargestellt, aus mehreren miteinander wechselwirkenden Komponenten. Wie schon im einleitenden Kapitel in

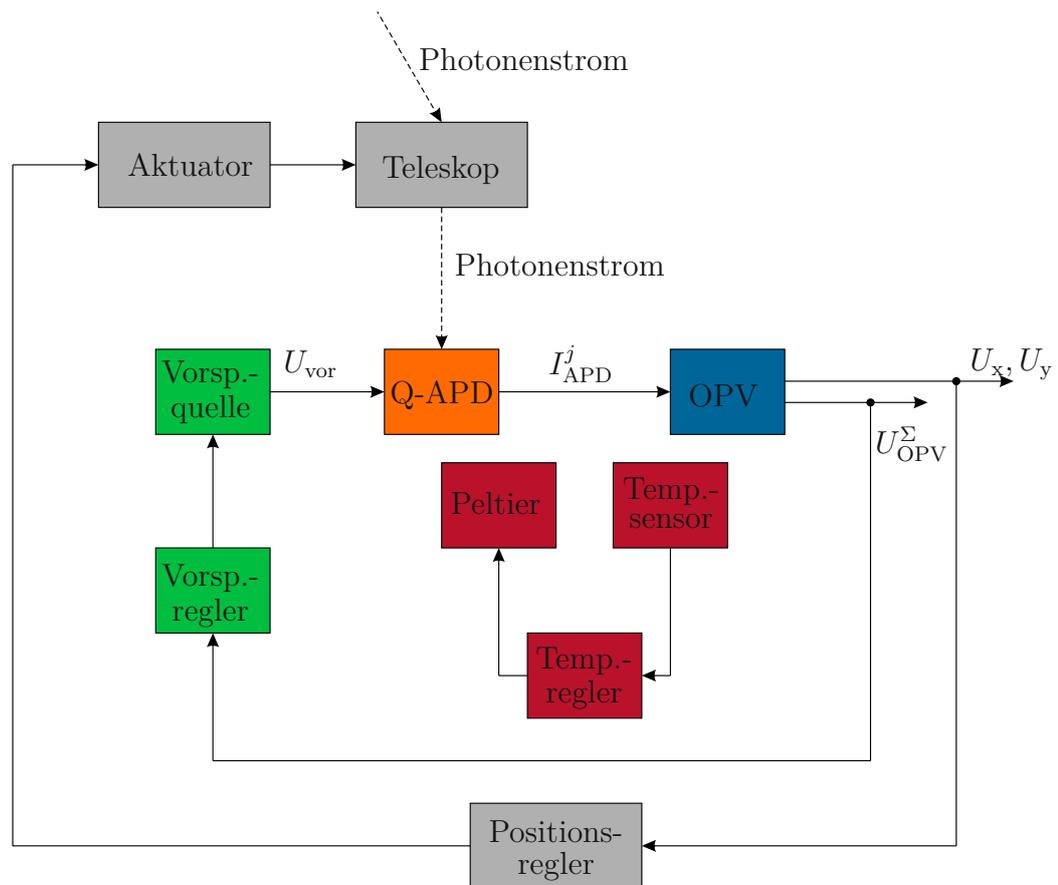


Abbildung 3.1: Q-APD-Detektorkonzept mit gegenseitiger Wechselwirkung der einzelnen Komponenten.

Abbildung 1.3 vereinfacht beschrieben, trifft ein Photonenstrom auf das Teleskop (grau) und wird von diesem auf die Q-APD (orange) gelenkt. Die einzelnen APDs erzeugen jeweils einen Photostrom I_{APD}^j der typischerweise Werte im Bereich von einigen 10 nA annimmt [41].

Diese Ströme werden von einer dreistufigen OPV-Schaltung (blau) in eine Spannung im Bereich von einigen Volt verstärkt. Das Verhältnis dieser einzelnen Spannungen U_x und U_y am Ausgang der dritten Verstärkerstufe ist ein Maß für die Position des Photonenstroms auf der Q-APD und kann als Eingangsgröße für einen Positionsregler zur Nachführung des Teleskops eingesetzt werden. Hierfür gibt es verschiedene Möglichkeiten. Entweder wird der gesamte optische Aufbau mit der Montierung nachgeführt, oder es wird lediglich der Lichtstrahl über einen beweglichen Spiegel bewegt. Beide Optionen sind mit diesem Detektor möglich.

Gleichzeitig werden die einzelnen Teilspannungen zu einer Gesamtspannung U_{OPV}^Σ

summiert. Diese Summenspannung ist ein direktes Maß, für die Intensität des einfallenden Photonenstroms, der aufgrund unterschiedlicher Ursachen, die bereits in vorangegangenen Kapiteln erläutert wurden, stark schwanken kann. Um den Detektor für unterschiedliche Intensitäten verwenden zu können, soll der Effektivwert (RMS-Wert) von U_{OPV}^{Σ} auf einen konstanten Nennwert gehalten werden. Dies wird durch eine automatische Nachführung der Vorspannung der APDs umgesetzt.

Mithilfe der Vorspannung kann direkt die Verstärkung der einzelnen APDs vorgegeben werden. Dazu ist eine variable Vorspannungsquelle vorhanden, die über einen Vorspannungsregler die erforderliche Sollvorspannung U_{vor} erzeugt. Dieser Bereich ist in Abbildung 3.1 grün hervorgehoben.

Da die Verstärkung der APDs nicht nur von der Vorspannung, sondern, wie in Abbildung 2.6 gezeigt, auch stark von der Temperatur abhängt, ist eine Temperaturregelung (rot) vorhanden. Dabei wird die Temperatur θ_{ist} in unmittelbarer Nähe der Q-APD gemessen und mithilfe eines Temperaturreglers auf einem fixen Wert gehalten. Zur Kühlung wird ein Peltierelement verwendet. Grundsätzlich verbessern niedrige Temperaturen das Rauschverhalten, jedoch muss der Solltemperaturwert θ_{soll} so festgelegt werden, dass bei Abweichungen genug Reserven bestehen, um auch Temperaturschwankungen von mehreren °C kompensieren zu können.

3.2 Kühlung mittels Peltierelement

Das Verhalten von Q-APDs ist, wie in Abschnitt 2.2.2 diskutiert, stark temperaturabhängig. Aus diesem Grund ist es für einen präzisen Detektor erforderlich, die Q-APD an einem stabilen Arbeitspunkt, also einer konstanten Temperatur, zu betreiben.

Die einzelnen Module der Kühlung sind in Abbildung 3.2 rot markiert. Zur Kühlung wird ein Peltierelement eingesetzt, das sowohl die Q-APD, als auch die 1. Stufe der OPV-Kaskade kühlt. Wie in Abschnitt 2.3 diskutiert, sind Peltierelemente gut für kleine Flächen und geringe Kühlleistungen geeignet. Aus diesem Grund wird beim Platinendesign darauf geachtet, dass sich der Bereich auf dem sich die Q-APD, die 1. OPV-Stufe und der Temperatursensor befinden, auf eine Fläche von 10 cm^2 beschränkt. Der thermisch gekoppelte Teil ist in Abbildung 3.2 rot hinterlegt. Um geringe Kühlleistungen zu erreichen, wird die Platine so gestaltet, dass dieser Bereich nicht nur möglichst klein, sondern auch möglichst gut von der restlichen Platine entkoppelt ist. Für derartige Entkopplungen können eingefräste Langlöcher vorgesehen werden. Diese isolieren die beiden Platinenbereiche thermisch voneinander. Gleichzeitig wird durch eine große Anzahl von leitfähigen Durchkontaktierungen im Bereich der Q-APD eine hohe Wärmeleitfähigkeit und dadurch eine möglichst gleichmäßige Temperaturverteilung erzielt. Die praktische Umsetzung ist in Abschnitt 4.2 diskutiert und in Abbildung 4.12 gezeigt. Durch derartige Maßnahmen

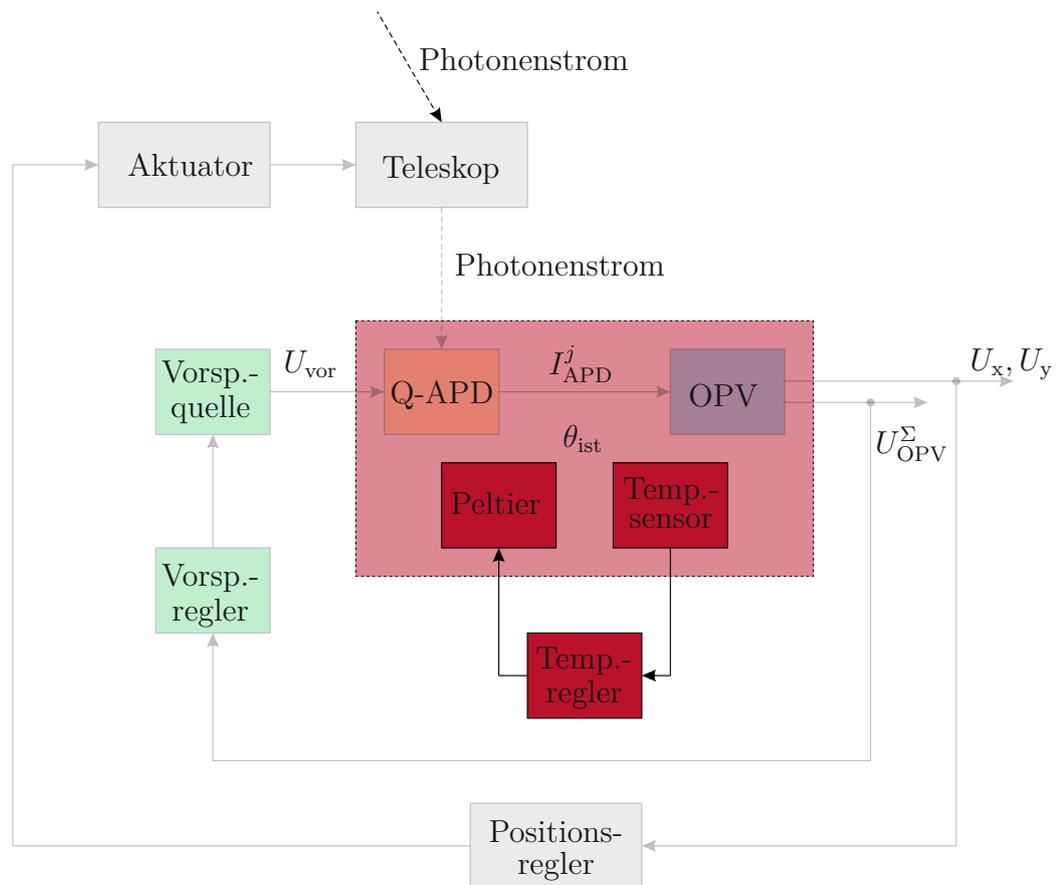


Abbildung 3.2: Kühlung und Temperaturregelung im Umfeld des gesamten Detektors. Der rot markierte Bereich ist thermisch gekoppelt und gegen die restliche Platine thermisch abgeschirmt.

wird sichergestellt, dass lediglich die Verlustwärme der 1. OPV-Stufe abgeführt werden muss. Die restliche Kühlleistung des Peltierelements steht komplett für die Reduktion der Temperatur im Vergleich zur Umgebungstemperatur zur Verfügung.

3.2.1 Temperaturregelung

Da die Temperatur der Q-APD durch eine schwankende Außentemperatur variieren kann, ist der Einsatz einer Temperaturregelung erforderlich. Damit kann einerseits auf diese Schwankungen, also externe Störungen, reagiert werden. Andererseits ist es mit der Temperaturregelung auch möglich, die gewünschte Solltemperatur vorzugeben. Dies dient zum einen zur Analyse des Systemverhaltens bei unterschiedlichen Temperaturen, andererseits bietet dies auch einen zusätzlichen Freiheitsgrad zum

optimalen Betrieb der Schaltung.

Da die Temperatur geregelt werden soll, ist es erforderlich, die momentane Temperatur der Q-APD laufend zu messen. Zu diesem Zweck wird ein Temperatursensor in unmittelbarer Nähe der Q-APD auf der Platine angebracht. Durch eine möglichst gute Wärmekopplung im Nahbereich der Q-APD und eine gute Wärmeabschirmung zur restlichen Platine wird sichergestellt, dass die gemessene Temperatur möglichst gut der Temperatur der Q-APD entspricht. Auf diese Punkte wird im Rahmen des Platinendesigns in Abschnitte 4.4.1 und 5.4.1 eingegangen.

Um das Peltierelement mit variabler Kühlleistung betreiben zu können, wird eine variable Spannungsversorgung implementiert.

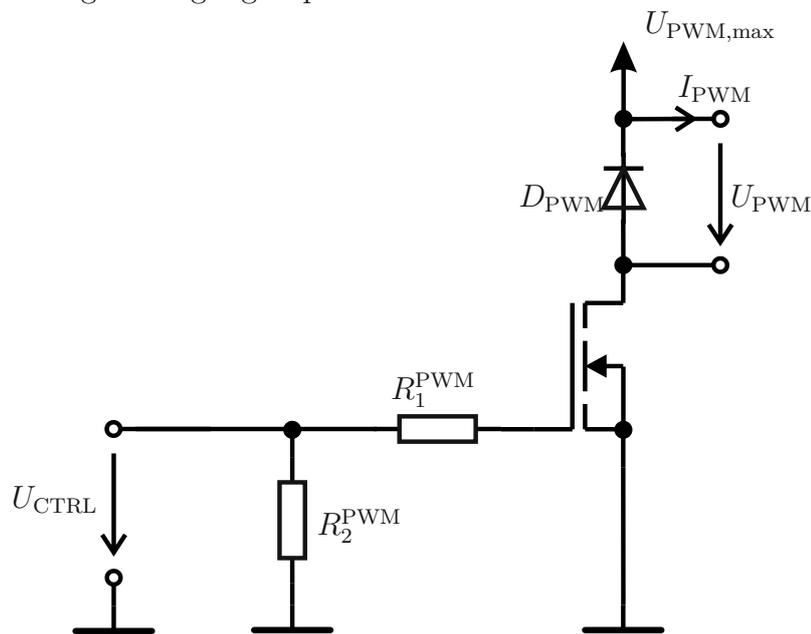


Abbildung 3.3: Spannungsversorgung des Peltierelements mit Ansteuerung via PWM.

Dazu wird vom Temperaturregler ein PWM-Steuersignal U_{CTRL} mit variablen Duty Cycle D erzeugt. Mithilfe der in Abbildung 3.3 dargestellten Schaltung, wird über einen Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (MOSFET) die Spannung U_{PWM} sowie der Strom I_{PWM} und damit die Kühlleistung eingestellt. Ein beispielhafter Verlauf ist in Abbildung 3.4 gezeigt, wobei aus Gründen der Übersichtlichkeit nur der Strom I_{PWM} und dessen RMS-Wert $I_{PWM,eff}$ dargestellt sind. Für die Spannung U_{PWM} mit entsprechendem RMS-Wert zeigt sich in Bezug auf die maximale Spannung $U_{PWM,max}$ das gleiche Bild wie für den Strom. Deshalb wird auf eine gesonderte Darstellung verzichtet.

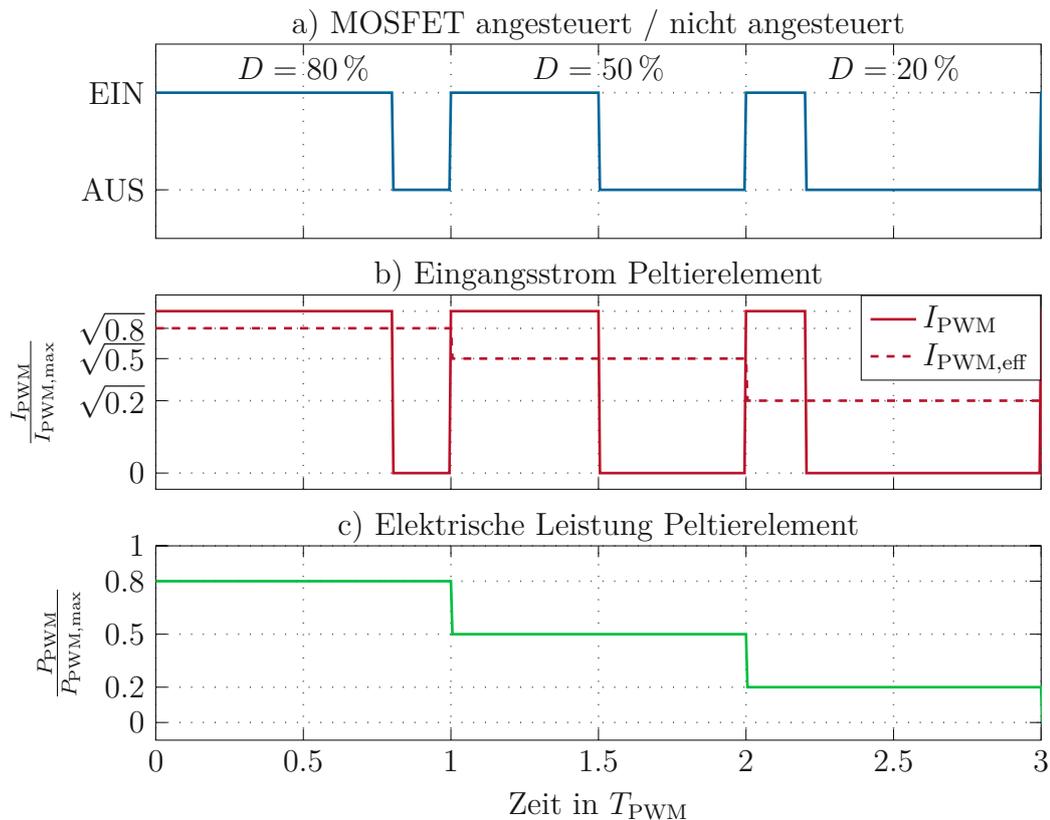


Abbildung 3.4: Verlauf des Stromes I_{PWM} und der Leistung P_{PWM} zur Versorgung des Peltierelements bei unterschiedlichen Werten des Duty Cycles D .

Innerhalb einer festgelegten Periode von T_{PWM} wird D im Bereich von 0% bis 100% variiert. Entsprechend dem Duty Cycle schaltet der MOSFET, wodurch einerseits die Versorgungsspannung des Peltierelements U_{PWM} , als auch der Strom I_{PWM} zwischen 0 V bzw. 0 A und den Maximalwerten $U_{\text{PWM,max}}$ bzw. $I_{\text{PWM,max}}$ wechselt. Nach dem Abschalten wird der Strom von induktiven Lasten noch für eine gewisse Zeit weitergetrieben. Damit dieser Strom weiterfließen kann ohne die Schaltung zu beschädigen, wird eine Freilaufdiode D_{PWM} vorgesehen. Durch diese kann der Strom nun solange fließen, bis die Spannung durch vorhandene Innenwiderstände der verwendeten Komponenten abgebaut ist und der Stromfluss endet. Der Widerstand R_1^{PWM} bildet gemeinsam mit dem impliziten Gatekondensator des MOSFET ein RC-Glied, dass beim Umschalten die Flankensteilheit begrenzt, wodurch die Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) erhöht wird. R_2^{PWM} hat den Zweck, bei abgeschalteter U_{CTRL} ein definiertes Potential am Gate-Kontakt des MOSFET herzustellen.

Zur Berechnung der eingestellten elektrischen Leistung wird die allgemeine Defini-

tion des RMS-Werts für eine allgemeine Wechselgröße x mit der Periodendauer T , dem Anfangszeitpunkt der Periode t_0 und der Zeit t

$$X_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x^2 dt} \quad (3.3)$$

herangezogen [42]. Mit der Annahme eines Rechtecksignals mit dem Maximalwert X_{max} für die Dauer DT bzw. dem Minimalwert $X_{\text{min}} = 0$ für die Dauer $(1 - D)T$ sowie der Verschiebung des Anfanges einer Periode in den Ursprung, also $t_0 = 0$, vereinfacht sich die allgemeine Form zu

$$X_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} [X_{\text{max}}^2 DT + X_{\text{min}}^2 (1 - D) T]} = X_{\text{max}} \sqrt{D} . \quad (3.4)$$

Mit Gleichung (3.4) können die RMS-Werte der Spannung bzw. des Stroms

$$U_{\text{PWM,eff}} = U_{\text{PWM,max}} \sqrt{D} \quad (3.5a)$$

$$I_{\text{PWM,eff}} = I_{\text{PWM,max}} \sqrt{D} \quad (3.5b)$$

zur Versorgung des Peltierelements und damit die zur Verfügung gestellte Leistung

$$P_{\text{PWM}} = U_{\text{PWM,eff}} I_{\text{PWM,eff}} = U_{\text{PWM,max}} I_{\text{PWM,max}} D = P_{\text{PWM,max}} D \quad (3.6)$$

berechnet werden. Das Ergebnis von Gleichung (3.6) zeigt, dass die Kühlleistung direkt proportional zum eingestellten Duty Cycle D ist, und damit direkt vorgegeben werden kann. Dementsprechend kann für den Regler-Entwurf in Abschnitt 4.2.2.2 der Duty Cycle D als Stellgröße verwendet werden.

3.3 OPV-Kaskade

Die OPV-Kaskade im Kontext des Detektor-Konzeptes ist in Abbildung 3.1 blau hervorgehoben. Dieser Teil des Detektors hat einerseits die Aufgabe, die einzelnen Photoströme I_{APD}^j von einem Niveau im Bereich von nA auf ein durch einen Mikroprozessor verarbeitbares Level im Bereich von 5 V zu heben. Gleichzeitig dienen die OPVs auch zur analogen Berechnung der Summenspannung U_{OPV}^Σ aus Gleichung (3.9), sowie der Teilsummen und -differenzen in Gleichungen (3.7) und (3.8) zur Positionsbestimmung des Photonenstrahls auf der Q-APD. Diese Schaltungsanordnung ist schematisch in Abbildung 3.5 gezeigt.

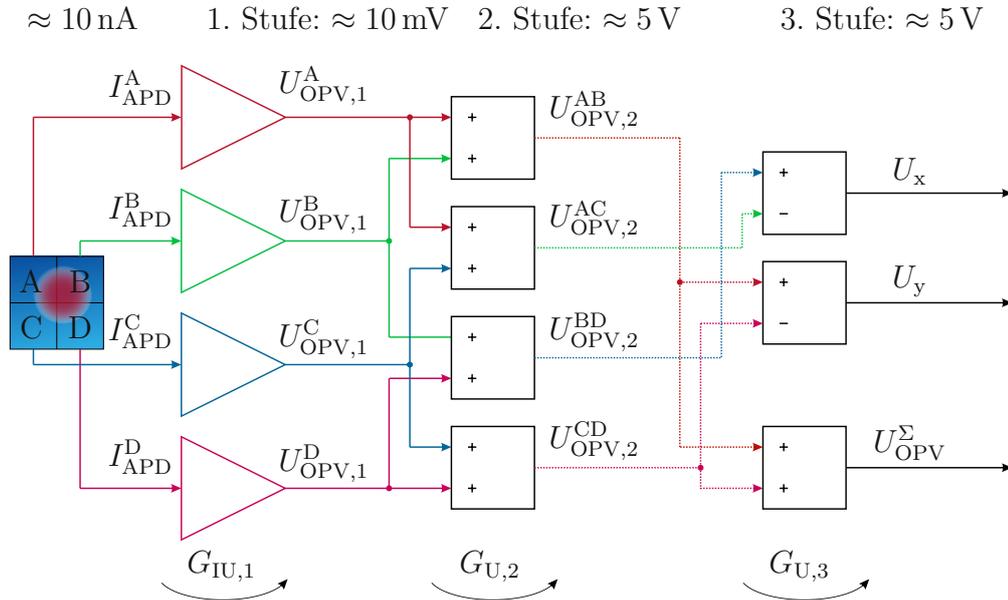


Abbildung 3.5: Schematische Darstellung der einzelnen OPV-Stufen zur analogen Berechnung der Teilspannungen. Die Strom- bzw. Spannungsniveaus sind als RMS-Wert angegeben.

Basierend auf Gleichung (2.7) und den Spannungs- bzw. Verstärkungsbezeichnungen gemäß Abbildung 3.5 können die entsprechenden Spannungen zur Lokalisierung des Photonenstrahls auf der Q-APD zu

$$U_x = G_{U,3} \left(\underbrace{G_{U,2} \left(\overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^B + G_{IU,1} I_{APD}^D}^{U_{OPV,2}^{BD}} \right)}_{U_{OPV,2}^{BD}} - \underbrace{G_{U,2} \left(\overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^A + G_{IU,1} I_{APD}^C}^{U_{OPV,2}^{AC}} \right)}_{U_{OPV,2}^{AC}} \right) \quad (3.7)$$

und

$$U_y = G_{U,3} \left(\underbrace{G_{U,2} \left(\overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^A}^{U_{OPV,1}^A} + \overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^B}^{U_{OPV,1}^B} \right)}_{U_{OPV,2}^{AB}} - \underbrace{G_{U,2} \left(\overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^C}^{U_{OPV,1}^C} + \overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^D}^{U_{OPV,1}^D} \right)}_{U_{OPV,2}^{CD}} \right) \quad (3.8)$$

sowie die Summenspannung aus den Teilspannungen zu

$$U_{OPV}^{\Sigma} = G_{U,3} \left(\underbrace{G_{U,2} \left(\overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^A}^{U_{OPV,1}^A} + \overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^B}^{U_{OPV,1}^B} \right)}_{U_{OPV,2}^{AB}} + \underbrace{G_{U,2} \left(\overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^C}^{U_{OPV,1}^C} + \overbrace{G_{IU,1} I_{APD}^D}^{U_{OPV,1}^D} \right)}_{U_{OPV,2}^{CD}} \right) \quad (3.9)$$

berechnet werden.

Im Rahmen der Schaltungs- und Bauteilauslegung sind die Strom-Spannungs-Verstärkung der 1. Stufe $G_{IU,1}$, sowie die Spannungsverstärkungen $G_{U,2}$ bzw. $G_{U,3}$ der 2. bzw. 3. Stufe passend zu wählen. Hauptaugenmerk liegt hierbei darauf, das SNR zu optimieren. Diese Dimensionierung wird in Abschnitt 4.3 beschrieben.

3.3.1 1. Stufe

Die 1. Stufe ist für jede APD, also vier mal ausgeführt. Sie dient dazu, um die kleinen Photoströme I_{APD}^j von einigen 10 nA auf Spannungen $U_{OPV,1}^j$ im Bereich von einigen 10 mV zu wandeln. Diese Stufe wird als *Transimpedanzverstärker* ausgeführt (siehe Abbildung 3.6).

Gemäß der Gleichung für die Ausgangsspannung eines TIA

$$U_{OPV,1}^j = -R_1^j I_{APD}^j \quad (3.10)$$

kann über den Rückkopplungswiderstand R_1^j die Verstärkung eingestellt werden. Man beachte, dass die Spannungen am Ausgang der 1. Stufe $U_{OPV,1}^j$, unter der in dieser Anwendung immer gültigen Annahme positiver Photoströme I_{APD}^j , negativ sind.

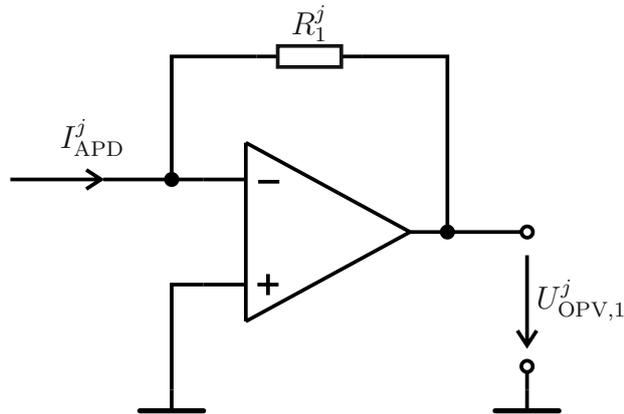
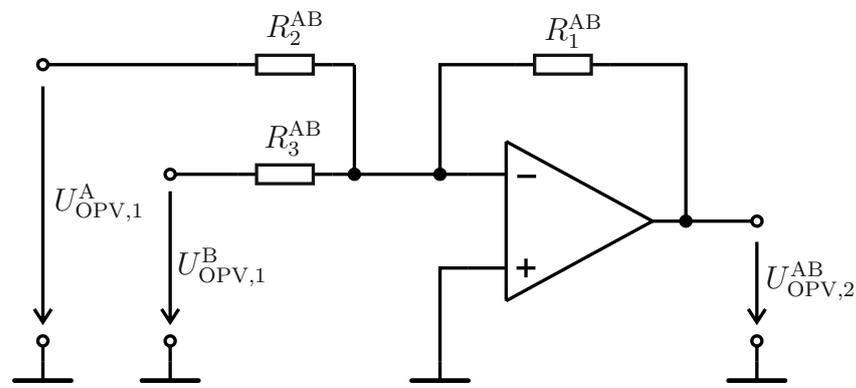


Abbildung 3.6: 1. OPV-Stufe. Ausführung als TIA.

Abbildung 3.7: 2. OPV-Stufe. Ausführung als Summierverstärker anhand des Beispiels zur Berechnung der Summe aus $U_{OPV,1}^A$ und $U_{OPV,1}^B$.

3.3.2 2. Stufe

Die 2. Stufe besteht aus insgesamt vier OPV-Schaltungen, die jeweils als *Invertierender Summierverstärker* ausgeführt sind. Diese Schaltungen dienen einerseits zur Verstärkung der Spannungen $U_{OPV,1}^j$ von mV auf einige V. Gleichzeitig berechnen diese Schaltungen analog die Teilsummen $U_{OPV,2}^k$. Die Teilspannungen werden gemäß der Gleichung für Invertierende Summierverstärker addiert, die sich für den speziellen Fall zur Berechnung der Ausgangsspannung $U_{OPV,2}^{AB}$, gemäß der in Abbildung 3.7 dargestellten Schaltung zu

$$U_{OPV,2}^{AB} = -R_1^{AB} \left(\frac{U_{OPV,1}^A}{R_2^{AB}} + \frac{U_{OPV,1}^B}{R_3^{AB}} \right) \quad (3.11)$$

ergibt. Gleichartige Schaltungen werden auch für die restlichen drei Summen der Ausgangsspannungen der 1. Stufen gemäß Gleichungen (3.7) und (3.8) eingesetzt.

Die Widerstände sind jeweils so dimensioniert, dass nun am Ausgang der 2. Stufe Spannungsniveaus im Bereich von 5 V erreicht werden. Durch die erneute Invertierung der Eingangsspannungen sind die Ausgangsspannungen $U_{\text{OPV},2}^k$ nun positiv.

3.3.3 3. Stufe

Die 3. Stufe setzt sich aus insgesamt drei OPV-Schaltungen zusammen. Da das Spannungsniveau hier bereits ausreichend hoch ist, wird auf eine weitere Spannungsverstärkung verzichtet. Diese Stufe dient also ausschließlich zur Berechnung der Differenzen aus Gleichungen (3.7) und (3.8) sowie der Summenspannung U_{OPV}^Σ gemäß Gleichung (3.9). Zur Differenzberechnung werden zwei *Subtrahierverstärker* (siehe beispielhaft in Abbildung 3.8 für den Fall U_y) eingesetzt.

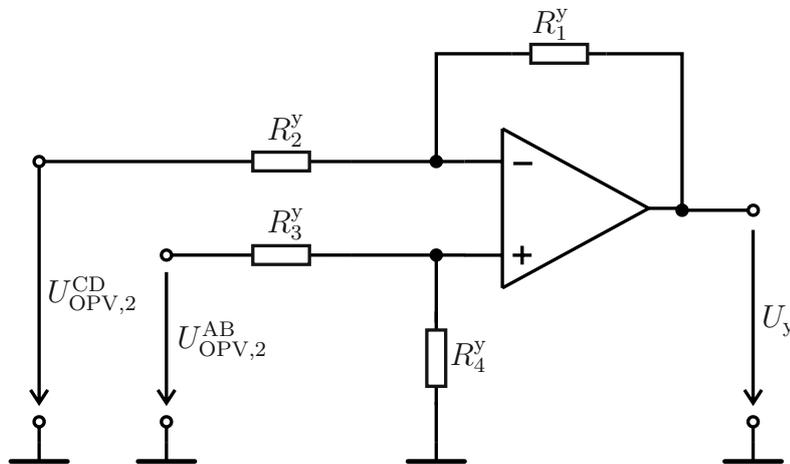


Abbildung 3.8: 3. OPV-Stufe. Ausführung als Subtrahierverstärker anhand der Berechnung von U_y .

Die allgemeine Gleichung zur Berechnung der Ausgangsspannung des Subtrahierverstärkers aus Abbildung 3.8 lautet

$$U_y = \frac{(R_2^y + R_1^y) R_4^y}{(R_3^y + R_4^y) R_2^y} U_{\text{OPV},2}^{\text{AB}} - \frac{R_1^y}{R_2^y} U_{\text{OPV},2}^{\text{CD}} \quad (3.12)$$

Je nach Verhältnis der einzelnen Summanden $U_{\text{OPV},2}^k$ zueinander, können die Ausgangsspannungen der 3. Stufe U_x sowie U_y jeweils positive als auch negative Werte annehmen. Die Auslegung der Widerstände und die Vereinfachungen, die sich aufgrund der Wahl der Verstärkung $G_{U,3} = 1$ ergeben, werden in Abschnitt 4.3.1.3 diskutiert.

Zur Berechnung von U_{OPV}^{Σ} wird ein Summierverstärker ähnlich dem der 2. Stufe eingesetzt. Er ist in Abbildung 3.9 dargestellt und die Ausgangsspannung folgt analog zu Gleichung (3.11) zu

$$U_{\text{OPV}}^{\Sigma} = -R_1^{\Sigma} \left(\frac{U_{\text{OPV},2}^{\text{AB}}}{R_2^{\Sigma}} + \frac{U_{\text{OPV},2}^{\text{CD}}}{R_3^{\Sigma}} \right). \quad (3.13)$$

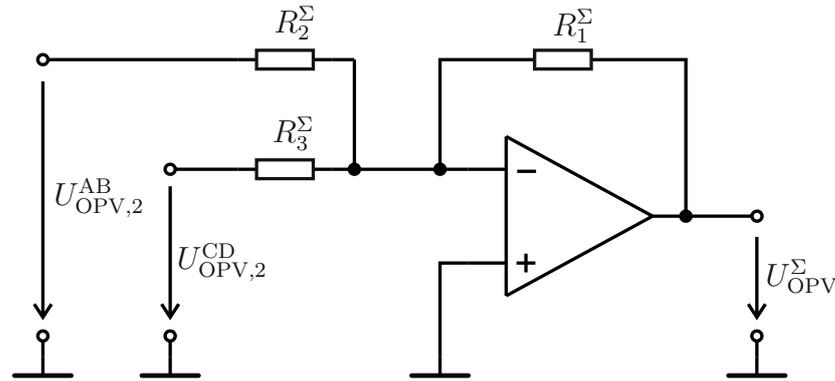


Abbildung 3.9: 3. OPV-Stufe. Ausführung als Summierverstärker zur Berechnung der Summenspannung U_{OPV}^{Σ} aus $U_{\text{OPV},2}^{\text{AB}}$ und $U_{\text{OPV},2}^{\text{CD}}$.

3.4 Q-APD

Die Q-APD bildet das Herzstück des Detektors. Sie besteht aus vier APDs. Auf sie trifft der, durch die Optik des Teleskops gebündelte, Photonenstrom, woraufhin pro APD ein Photostrom I_{APD}^j ausgegeben wird. Der Wert dieser Photoströme ist sowohl von der Intensität des Photonenstroms, von der Temperatur θ_{ist} der APD als auch ganz wesentlich von der Vorspannung U_{vor} abhängig. In Abbildung 3.10 ist beispielhaft eine Q-APD der Type *QA4000-10 TO* von *First Sensor* (First Sensor AG, Berlin, Deutschland) dargestellt. Durch nähere Betrachtung des realen Aufbaus der Q-APD ergeben sich Anforderungen an das Strahlprofil des auf die Q-APD auftreffenden Photonenstrahls. Wesentlich ist die Größe des Photonenstrahles. Nach unten hin wird der Photonenstrahl durch die Größe des lichtunempfindlichen Spalts zwischen den einzelnen APDs begrenzt. Ist er kleiner, kann bei einer Positionierung des Strahles genau auf dem Spalt kein Signal mehr detektiert werden. Weiters darf er auch nicht größer als die gesamte Fläche der Q-APD sein, da sonst Positionsänderungen nicht mehr registriert werden können. Damit stellt der Durchmesser der Q-APD eine obere Schranke für die Größe dar. In der Literatur wird eine optimale Photonenstrahlgröße von mindestens 10 Spaltenbreiten angegeben [44].

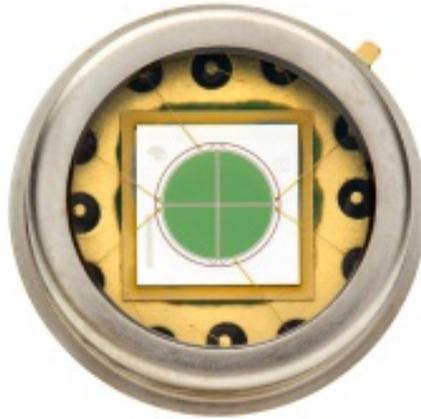


Abbildung 3.10: Foto einer Q-APD [43].

Weiters soll der Photonenstrahl möglichst symmetrisch sein, da sonst, selbst bei zentrierter Positionierung des Photonenstrahls auf der Q-APD, unterschiedliche Intensitäten auf den einzelnen APDs detektiert werden. Der Detektor würde diese als Abweichung von der Mittenposition interpretieren. Dies gilt sowohl für die Form, als auch für die Intensitätsverteilung. Gewünscht ist aus diesem Grund ein kreisrundes Strahlprofil mit gleichmäßiger Intensitätsverteilung über den gesamten Durchmesser [44]. In Bezug auf die Auslenkung des Photonenstrahls auf der Q-APD muss auch sichergestellt sein, dass immer alle vier Quadranten der Q-APD bestrahlt werden, da sonst die Aussage über die Position deutlich beschränkt wird. Es ist dann bspw. nur mehr möglich zu erkennen, dass sich der Photonenstrahl links von der Mitte befindet, aber nicht wie weit links genau. Diese Information ist allerdings wesentlich für die Funktion des Positionsreglers.

Auf Basis dieser Betrachtungen wird für die experimentelle Erfassung des Detektors eine Laserquelle mit 636 nm gewählt. Diese bietet einerseits den Vorteil, der einfachen Anpassung des Strahls mithilfe von kompakten Linsen und Filtern. Andererseits ist der Strahl mit dem menschlichen Auge sichtbar, was das praktische Arbeiten erleichtert.

3.5 Vorspannungsquelle

Die variable Vorspannungsquelle hat die wesentliche Aufgabe, die Verstärkung der Q-APD so zu beeinflussen, dass die nachgelagerte OPV-Kaskade an einem stabilen Arbeitspunkt betrieben werden kann. Dieser Arbeitspunkt wird so gewählt, dass das Rauschverhalten optimal, also das SNR des Gesamtsystems maximal

ist. Es wird davon ausgegangen, dass das Rauschverhalten der OPV-Kaskade im betrachteten Temperaturbereich unabhängig von der Temperatur ist. Die messtechnische Bestätigung dieser Annahme wird in Abschnitt 4.3.2 durchgeführt. Aufgrund dieser Annahme ist das Rauschen konstant, was dazu führt, dass das SNR im Wesentlichen von der Höhe des Signals I_{APD}^j abhängig ist. Deshalb wird das Summenausgangssignal U_{OPV}^Σ der OPV-Kaskade, das der verstärkten Summe der Photoströme entspricht, als Regelgröße für den Vorspannungsregler herangezogen. Der RMS-Wert des Summenausgangssignals soll auf einem konstanten Wert gehalten werden.

Um die Q-APD im Linearen Modus zu betreiben, muss eine Vorspannung im Bereich von 100 V in Sperrrichtung angelegt werden. Die Vorlage für die verwendete Schaltung liefert die Projektarbeit von Andreas Gruber [38]. Mithilfe der in seiner Arbeit vorgestellten Schaltung können Vorspannungen im Bereich von 90-160 V mit einer Schrittweite von ≈ 0.4 V erzeugt werden. Gruber beschreibt in seiner Arbeit Probleme mit der Spannungsstabilität der Vorspannungsquelle. So berichtet er etwa von Spannungsschwankungen im Bereich von etwa 1 V selbst bei kleiner Last. Dieses Problem, dass beim Einsatz von lediglich einer Vorsteuerung vorkommen kann, wird durch den erwähnten Vorspannungsregler berücksichtigt.

Implementierung eines Quadranten mittels APD

Der Detektor, wie in Kapitel 3 bzw. in Abbildung 3.1 beschrieben, besteht aus mehreren Modulen. Im ersten Schritt wird jedes Modul einzeln auf Basis des genannten Konzepts aufgebaut und die Bauteile entsprechend der Vorgaben dimensioniert. Nach Fertigstellung des Aufbaus wird dieser Teil in Betrieb genommen. Für die Kühlung und die Vorspannungsquelle wird ein Regelkonzept ausgearbeitet und ein Regler entsprechend der zu erreichenden gewählten Spezifikationen ausgelegt.

Im zweiten Schritt werden all diese Module mit einer einzelnen APD in Betrieb genommen und die Funktionsweise verifiziert. Es wird überprüft, dass der APD-Detektor verlässlich mit der Vorspannungsquelle sowie der Kühlung am gewünschten Arbeitspunkt betrieben wird. Weiters werden die Verstärkerstufen in Betrieb genommen. Um darauf hinzuweisen, dass sich Formelzeichen auf diese Phase beziehen, werden diese mit dem Superskript $j = 0$ bezeichnet.

Nach erfolgreicher Inbetriebnahme aller Module mit einer APD, wird das System, unter Berücksichtigung der Erkenntnisse der Messungen mit dem APD-Detektor, in Kapitel 5 auf vier APDs, also die Q-APD erweitert. Auch hier werden wieder die einzelnen Module erst unabhängig voneinander in Betrieb genommen und nach erfolgreichem Funktionstest zu einem Gesamtsystem kombiniert.

4.1 Allgemeine Komponenten

Um die Verbindung zwischen den einzelnen Modulen, die in den folgenden Kapiteln vorgestellt werden, zu ermöglichen, wird eine Platine entworfen. Die wichtigste Aufgabe der Platine ist es, die Spannungsversorgung für die einzelnen Module zur Verfügung zu stellen. Gleichzeitig dient sie zur Herstellung der Verbindungen zwischen den einzelnen Modulen. Eine weitere wichtige Funktion die der Pla-

tine zukommt, ist die Beeinflussung der Wärmeströme zwischen den einzelnen Bauteilen. Insbesondere für die Realisierung der Temperaturregelung ist dies von fundamentaler Bedeutung. Weiters wird über die Platine die physikalische Ebene der Kommunikation zwischen den Modulen und einem Computer zum Zweck des Debuggens und des Programmierens hergestellt. Außerdem ist auf der Platine die Vorspannungsquelle realisiert, um die Leitungswege kurz zu halten.

Die elektrischen Leistungskomponenten der Kühlung befinden sich auf einer separaten Platine. Dadurch soll der Einfluss der hohen Ströme und vor allem der hohen Stromänderungen auf die sensible Messelektronik im Bereich der APD und in weiterer Folge der Q-APD reduziert werden.

4.1.1 Spannungsversorgung

Die aktiven Bauteile auf der Platine benötigen eine Vielzahl an unterschiedlichen Spannungsversorgungsniveaus, an die bestimmte Anforderungen gestellt werden. In Tabelle 4.1 ist ein Überblick über die einzelnen Bauteile gegeben und welche Versorgungsspannungen sie benötigen.

Tabelle 4.1: Erforderliche Spannungsniveaus der einzelnen Module.

Modul	Bauteil	Typ	Spannung V
Kühlung	Temperatursensor	TMP36	+5
OPV	1. Stufe	LTC6268-10	-2.5 +2.5
OPV	2. Stufe	ADA4807-4	-5 +5
OPV	3. Stufe	LT1365	-5 +5
-	Mikroprozessor	ATMEGA328P-MU	+5
Vorspannung	Spannungsquelle	MAX1932	+5
Vorspannung	Schaltung	-	+24

Auf Basis der Anforderungen aus Tabelle 4.1 wird festgelegt, die Platine mit der höchsten erforderlichen Spannung +24 V über ein Labornetzteil zu versorgen. Diese Spannung wird mithilfe eines Linearspannungsreglers *LM7805* von *Texas Instruments* (Texas Instruments Inc., Dallas, TX, USA) auf +5 V reduziert. Diese Spannung wird nun in einem zweiten Schritt von einem weiteren Linearspannungsregler *LT3080* von *Linear Technology* (Linear Technology Corporation, Milpitas, CA, USA) auf +2.5 V reduziert. Für die Umsetzung der bipolaren Versorgung werden die korrespondierenden Bauteile für negative Spannungen verwendet und die negative Versorgungsspannung -24 V gewählt. So wird zur Erzeugung von -5 V ein Linearspannungsregler *LM7905* von *Texas Instruments* (Texas Instruments

Inc., Dallas, TX, USA) und zur Erzeugung von -2.5 V ein Linearspannungsregler *LT3090* von *Linear Technology* (Linear Technology Corporation, Milpitas, CA, USA) eingesetzt. Die konkrete Beschaltung der Bauteile ist im Schaltplan in Abbildung A.1 im Anhang A dargestellt. Zur Auslegung dieser Beschaltungen sei auf die entsprechenden Produktdatenblätter verwiesen [45–48].

4.1.2 Mikroprozessor

Die beiden Regler für Temperatur und Ausgangsspannung werden auf einem Mikroprozessor der Type *ATmega328P* von *Atmel* (Atmel Corporation, San Jose, CA, USA) implementiert. Dieser stellt auch eine serielle Verbindung zwischen einem Computer und der Platine her. Damit kann im Laboraufbau die Programmierung, aber auch die Vorgabe für Sollgrößen von einem externen Computer durchgeführt werden. Gleichzeitig können Zustandsgrößen zum Zwecke des Debuggens vom Mikroprozessor an den Computer übergeben werden. Eine erste Entscheidungsgrundlage für die Wahl des Mikroprozessors ist die Vorarbeit von Gruber [38], der ebenfalls diesen Typ einsetzt. Damit können grundlegende Programmteile aus seiner Arbeit wiederverwendet werden.

Die an den Mikroprozessor gestellten Hardwareanforderungen sind in Tabelle 4.2 angeführt. Die Kommunikation zwischen PC und Mikroprozessor zur Übergabe

Tabelle 4.2: Erforderliche Hardwarekomponenten des Mikroprozessors.

Modul	Funktion	Bezeichnung
-	Allg. Kommunikation	UART
Kühlung	Temperaturmessung	ADC-Eingang
Kühlung	Ansteuerung Peltier	PWM-Ausgang
Vorspannung	Ansteuerung Vorspannungsquelle	SPI
Vorspannung / OPV	Messung U_{OPV}^{Σ}	ADC-Eingang

von Sollwerten oder zur Rückmeldung von Zuständen erfolgt über Universal Serial Bus (USB) mittels der seriellen *UART* Schnittstelle.

Die Erzeugung der Vorspannung erfolgt über einen eigenen Schaltkreis mit integriertem Spannungsregler. Dessen Sollwert kann extern von einem Computer mittels USB über UART an den Mikroprozessor übergeben werden und wird von diesem über Serial Peripheral Interface (SPI) an den Spannungsregler weitergeleitet. Um die Summenspannung der OPV-Stufen U_{OPV}^{Σ} bei variablen Eingangspotentialen auf einem konstanten Wert zu halten, wird ein Regler am Mikroprozessor implementiert. Für diesen Regler muss die Spannung U_{OPV}^{Σ} über einen Analog/Digital-Wandler (ADC) gemessen werden.

4.2 Kühlung

Die Kühlung hat die wesentliche Aufgabe, die Temperatur der APD konstant zu halten, um das SNR zu optimieren. Zur Aktuierung wird auf ein bereits in der Vorarbeit von Gruber [38] verwendetes System zurückgegriffen. Ein Foto dieses Systems ist in Abbildung 4.1 gezeigt. Dieses besteht aus einem Peltierelement der Type *CP2-31-10* von *Melcor* (Melcor Corporation, Trenton, NJ, USA) mit den Maßen von 3×3 cm, das an eine Kühlwasserpumpe angeschlossen ist. Für diese Baugruppe sind Leistungen in der Größenordnung von 20 W erforderlich und es kommt aufgrund der in Abschnitt 3.2 beschriebenen Ansteuerung mittels PWM zu hohen Stromänderungen. Um den Störeinfluss auf die empfindliche Detektorschaltung so gering wie möglich zu halten, wird die zugehörige Schaltung (siehe Abbildung 3.3) auf einer separaten Platine realisiert. Die einzige Schnittstelle zur APD-Platine stellt das PWM-Steuersignal U_{CTRL} dar.



Abbildung 4.1: Foto des Kühlmoduls, bestehend aus Peltierelement, Wasserpumpe und Kühlgerippe mit Lüftern.

4.2.1 Aufbau der Steuerschaltung

Zur variablen Regelung der Kühlleistung wird die in Abbildung 3.3 gezeigte Schaltung verwendet. Durch die hohen Stromänderungen beim Umschalten des MOSFETs kommt es zu starken Einstreuungen in die Signalleitungen der Messschaltung. Aus diesem Grund wird bei einigen Messungen (z. B. Abschnitt 4.3.2.2) die APD auf eine gewisse Temperatur gekühlt und anschließend für die Dauer der Messung die Kühlung deaktiviert. Aufgrund der langsamen Temperaturänderung der APD kann davon ausgegangen werden, dass die Temperatur für die Dauer der Messung (≈ 10 s) annähernd konstant bleibt und nur einen vernachlässigbaren Effekt auf

das Messergebnis hat. Damit kann der störende Einfluss von Spannungsspitzen für diese Machbarkeitsuntersuchung eliminiert werden.

4.2.2 Temperaturregelung

Das Grundkonzept der Temperaturregelung ist in Abschnitt 3.2 vorgestellt. Wie in Abbildung 4.2 gezeigt, soll durch den Temperaturregler die Solltemperatur θ_{soll} im Bereich der APD eingestellt und auch bei externen Störungen konstant gehalten werden. Dazu wird die tatsächliche Temperatur θ_{ist} mithilfe eines Temperatursensors gemessen und der Temperaturfehler

$$\theta_{\text{error}} = \theta_{\text{soll}} - \theta_{\text{mess}} \quad (4.1)$$

an den Regler übergeben. Dieser erzeugt das PWM-Steuersignal U_{CTRL} mit variablen Duty Cycle D . Dieses variiert über die Leistungsschaltung aus Abbildung 3.3 die Kühlleistung des Peltierelements, was zu einer entsprechenden Temperaturänderung des Nahbereiches der APD führt.

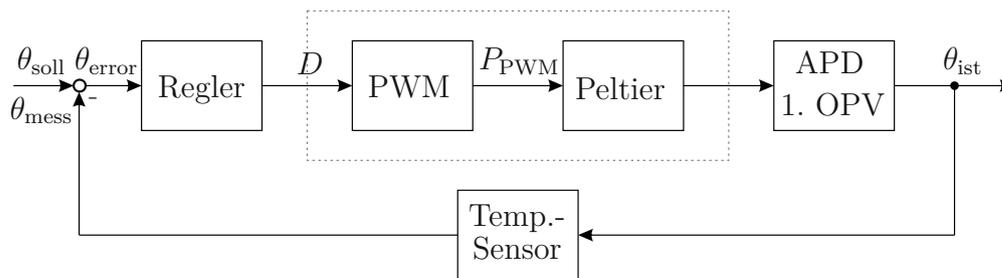


Abbildung 4.2: Regelkreis des Temperaturreglers.

4.2.2.1 Identifikation des thermischen Teilsystems

Um einen Temperaturregler mit dem Peltierelement als Aktor auslegen zu können, wird das dynamische Verhalten des thermischen Teilsystems ermittelt.

Zur Identifikation wird die Sprungantwort des thermischen Teilsystems aufgenommen. Dazu wird der Duty Cycle ausgehend vom Minimalwert $D = 0\%$ schrittweise um jeweils 10% erhöht, bis der Maximalwert $D = 100\%$ erreicht ist. Die schrittweise Erhöhung erfolgt in einem zeitlichen Abstand von $T_{\text{step}} = 300\text{ s}$ um sicherzustellen, dass der jeweilige statische Endwert erreicht wird. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 4.3 gezeigt. Für das Steuersignal U_{CTRL} der PWM wird eine Amplitude von 10 V und eine Frequenz von 5 Hz gewählt. Die Aufschaltung der Steuerspannung U_{CTRL} sowie die Messung der Temperatur θ_{mess} erfolgt mittels

einer Data Acquisition (DAQ)-Karte der Type *NI USB-6211* (National Instruments Corporation, Austin, TX, USA).

Vom Peltierelement wird bei konstantem Duty Cycle eine konstante Wärmemenge abgeführt. Aus diesem Grund ist die sich einstellende Temperatur θ_{ist} und damit die gemessene Temperatur θ_{mess} wesentlich von der Umgebungstemperatur θ_{amb} abhängig. Für das Modell wird also die Differenz zur Umgebungstemperatur

$$\Delta\theta_{\text{mess}} = \theta_{\text{mess}} - \theta_{\text{amb}} \quad (4.2)$$

angegeben. Betrachtet man den gemessenen Kurvenverlauf in den Abbildungen 4.3 und 4.4, ist eine Modellierung als PT_1 -Glied in der Standardform

$$\Delta\theta_{\text{mess}} = K_{\text{therm}} e^{-\frac{t}{T_{\text{therm}}}} \quad (4.3)$$

mit negativem Verstärkungsfaktor K_{therm} und positiver Zeitkonstante T_{therm} und der Zeit t naheliegend. Alternativ kann die Dynamik in Form der Übertragungsfunktion zu

$$G_{\text{therm}} = \frac{K_{\text{therm}}}{1 + sT_{\text{therm}}}, \quad (4.4)$$

mit s , der unabhängigen Laplace-Variable, angegeben werden. In beiden Fällen ergeben sich die Parameter wie in Tabelle 4.3 angeführt. In Abbildung 4.3 ist in

Tabelle 4.3: Parameter der Dynamik des thermischen Teilsystems.

Parameter	Wert
K_{therm}	$-0.525 \text{ }^\circ\text{C}$
T_{therm}	51.06 s

rot das Modell für den zugehörigen Verlauf des Duty Cycle dargestellt. Es zeigt sich, dass das Modell eines PT_1 -Gliedes eine gute Näherung für die Temperaturänderung aufgrund der Wirkung des Peltierelements ist. In Abbildung 4.4 ist die Sprungantwort mit dem angepassten Modell gezeigt.

4.2.2.2 Temperaturreglerentwurf

Auf Basis des in Abschnitt 4.2.2.1 identifizierten Modells für das thermische Teilsystem soll nun ein Temperaturregler entworfen werden. Für die Regelbandbreite wird 0.1 Hz gewählt. Dieser Wert ist realistisch, da die Anstiegszeit des thermischen Teilsystems zu 51.06 s identifiziert wurde. Um diese Anforderung zu erfüllen wird ein PI-Regler C_{Temp} in der allgemeinen Form

$$C_{\text{Temp}} = K_{P,\text{Temp}} + K_{I,\text{Temp}} \frac{1}{s} \quad (4.5)$$

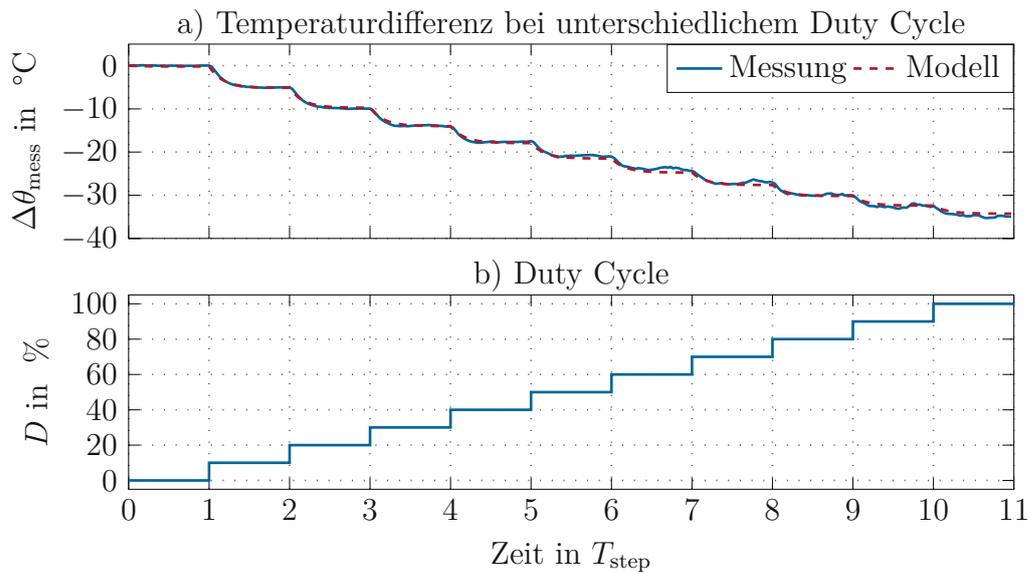


Abbildung 4.3: Messung der Sprungantwort des thermischen Teilsystems über den gesamten Stellbereich mit $T_{\text{step}} = 300$ s.

eingesetzt. Im Rahmen des Reglerentwurfs ergeben sich die Parameter des Reglers für die in Gleichung (4.5) dargestellte Form zu den in Tabelle 4.4 Werten. Betrachtet

Tabelle 4.4: Parameter des Temperaturreglers für die Q-APD-Platine.

Parameter	Wert
$K_{\text{P,Temp}}$	-27.28
$K_{\text{I,Temp}}$	-0.75

man Abbildung 4.3 genauer, so zeigt sich, dass bei zunehmenden Werten des Duty Cycle die Messung vom Modell als PT_1 -Glied stärker abweicht. Um das Modell für die Simulation weiter zu verfeinern, wird der Faktor K_{therm} als vom Duty Cycle abhängige Funktion $K_{\text{therm}}(D)$ betrachtet. Eine gute Näherung kann durch Annahme eines Polynoms 3. Ordnung der Form

$$K_{\text{therm}}(D) = 0.0015D^2 - 0.4884D - 0.3390 \quad (4.6)$$

erreicht werden. Um Wind-Up-Effekte zu verhindern wurde clamping implementiert [49]. Hierbei wird bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung der Integralanteil konstant gehalten.

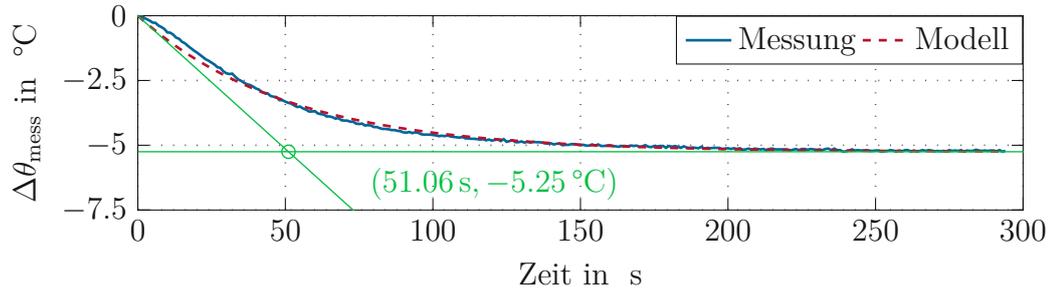


Abbildung 4.4: Messung der Sprungantwort des thermischen Teilsystems mit $T_{\text{step}} = 300 \text{ s}$ für einen Duty Cycle-Sprung von 0% auf 10%.

4.2.2.3 Implementierung des Temperaturreglers

Der in Abschnitt 4.2.2.2 entworfene Regler wird auf dem Mikroprozessor implementiert. Dazu wird mittels Timer Interrupt in einem zeitlichen Abstand von $T_a = 0.01 \text{ s}$ die Temperaturregler-Funktion aufgerufen. Diese ist als Flussdiagramm in Abbildung 4.5 dargestellt. Im ersten Schritt wird in dieser Funktion die Ausgangsspannung des Temperatursensors am ADC-Eingang des Mikroprozessors abgefragt. Dieser Wert wird anschließend mittels Medianfilter um Spannungsspitzen bereinigt. Im nächsten Schritt wird die Reglerabweichung

$$\theta_{\text{error}} = \theta_{\text{soll}} - \theta_{\text{mess}} \quad (4.7)$$

und damit über die Reglergleichung

$$D = D_P^k + D_I^k = \underbrace{K_{P,\text{Temp}}\theta_{\text{error}}}_{D_P^k} + \underbrace{D_I^{k-1} + K_{I,\text{Temp}}\theta_{\text{error}}T_a}_{D_I^k} \quad (4.8)$$

die Proportional- D_P^k und die Integralkomponente D_I^k berechnet. Das Superskript k steht hierbei für den aktuellen und $k - 1$ für den vorhergehenden Abtastzeitpunkt. Ist mit diesen Werten der Duty Cycle D berechnet, so wird der Zeitindex verschoben, also D_I^{k-1} auf D_I^k gesetzt. Mit diesem Ergebnis wird nun über die in den Mikroprozessor integrierte PWM-Quelle ein entsprechendes PWM-Steuersignal U_{CTRL} ausgegeben. Diese PWM hat eine Frequenz von 3.906 kHz.

Die Temperaturregelung wird auf Basis der Sprungantwort getestet und funktioniert grundsätzlich mit einer Regelgenauigkeit von 1.5 °C. Aufgrund von ohnehin erforderlichen Anpassungen auf der Q-APD-Platine wird auf eine feinere Anpassung des Temperaturreglers an dieser Stelle verzichtet. In Abschnitt 5.2.1 werden diverse Maßnahmen getroffen, um das Regelverhalten zu optimieren.

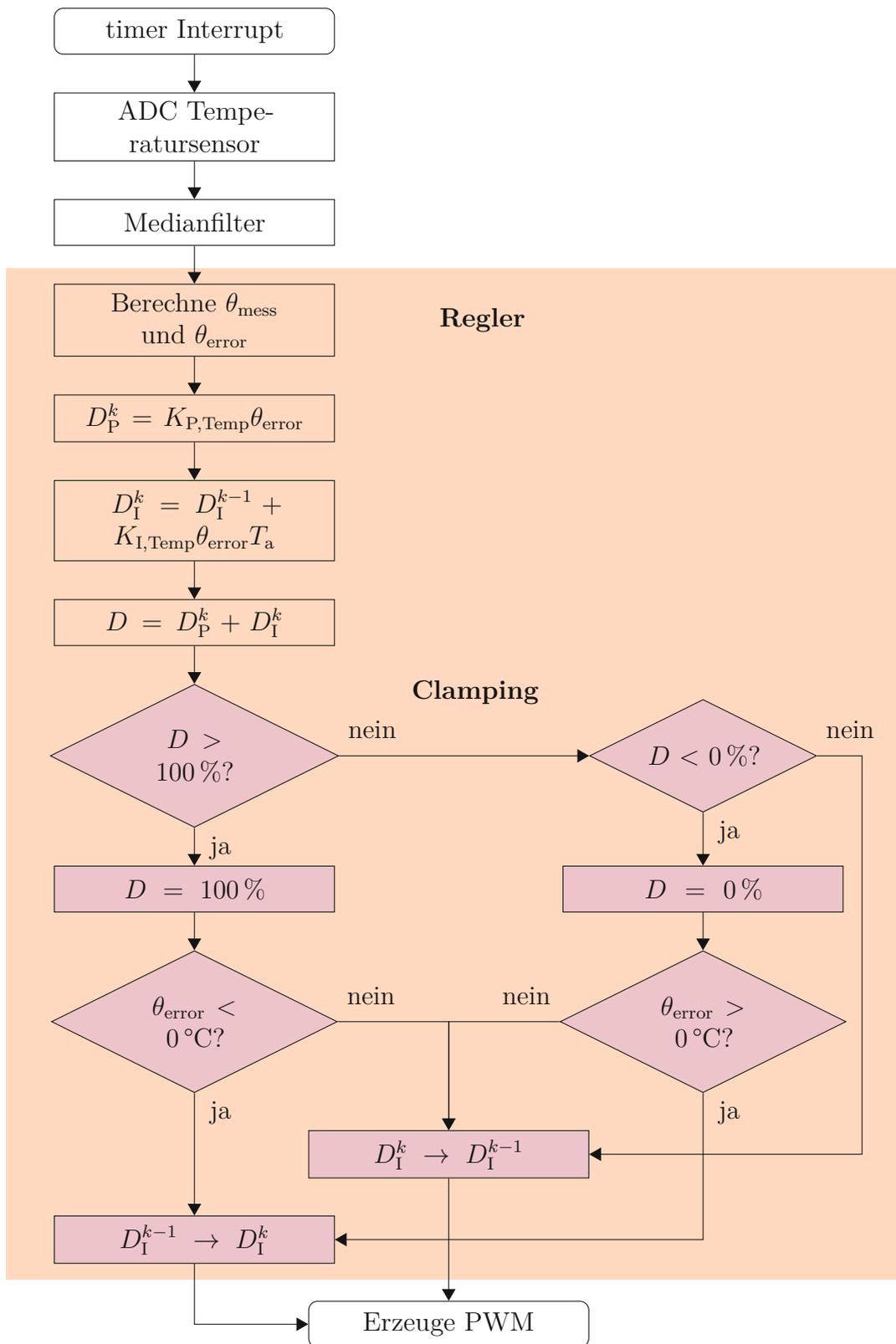


Abbildung 4.5: Flussdiagramm des am Mikroprozessor der APD-Platine implementierten Temperaturreglers.

4.3 Verstärkerstufen

Wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, besteht die Schaltung zur Verstärkung des Photostromes der APD aus einer dreistufigen OPV-Kaskade. Die Summier- bzw. Subtrahierverstärker der 2. und 3. Stufe werden hierbei noch nicht zur analogen Berechnung, sondern lediglich zur Signalverstärkung und teilweise Filterung eingesetzt, da nur ein Eingangssignal zur Verfügung steht, und damit keine Berechnung möglich ist.

4.3.1 Dimensionierung und Aufbau

4.3.1.1 1. Stufe

Diese Stufe hat die wesentliche Aufgabe, den niedrigen Photostrom auf eine Spannung in der Größenordnung von einigen 10 mV zu verstärken. Aus diesem Grund wird ein OPV mit einem hohen Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP) gewählt, um gleichzeitig eine hohe Verstärkung, als auch eine hohe Bandbreite zu erreichen. Konkret wird ein OPV der Type *LTC-6268* von *Linear Technology* (Linear Technology Corporation, Milpitas, CA, USA) mit einem $\text{GBP}_1 = 500 \text{ MHz}$ gewählt [50]. Zur Dimensionierung des Rückkopplungswiderstands R_1^0 wird Gleichung (3.10) herangezogen, wobei von einem maximalen Photostrom von $I_{\text{APD}}^0 = 100 \text{ nA}$ (gemäß Abschnitt 3.3 bewegt er sich im Bereich von einigen 10 nA) und einem gewünschten Wert für die Ausgangsspannung von $U_{\text{OPV},1}^0 = -30 \text{ mV}$ ausgegangen wird. Damit ergibt sich für den Wert des Rückkopplungswiderstands

$$R_1^0 = -\frac{U_{\text{OPV},1}^0}{I_{\text{APD}}^0} = -\frac{-30 \text{ mV}}{100 \text{ nA}} = 300 \text{ k}\Omega , \quad (4.9)$$

der gleichzeitig auch den Wert der Strom-Spannungsverstärkung

$$G_{\text{IU},1}^0 = R_1^0 \quad (4.10)$$

angibt. Derartige, typischerweise für die optische Kommunikation eingesetzte, OPVs neigen aufgrund ihres hohen GBP zur Instabilität. Um das Verhalten zu stabilisieren, wird, wie in Abbildung 4.6 gezeigt, gemäß [51] ein zusätzlicher Rückkopplungskondensator C_1^0 , dimensioniert nach

$$C_1^0 = \sqrt{\frac{C_{\text{IN}}}{2\pi \cdot \text{GBP}_1 \cdot R_1^0}} = \sqrt{\frac{15 \text{ pF}}{2\pi \cdot 500 \text{ MHz} \cdot 300 \text{ k}\Omega}} = 126 \text{ fF} , \quad (4.11)$$

vorgesehen, um die Stabilität zu gewährleisten. C_{IN} beschreibt dabei die gesamte Eingangskapazität des OPVs und kann mit 15 pF angegeben werden. Die daraus resultierende 3 dB-Bandbreite berechnet sich nach [51] zu

$$f_{-3\text{dB}} = \sqrt{\frac{\text{GBP}_1}{2\pi \cdot R_1^0 \cdot C_{\text{IN}}}} = \sqrt{\frac{500 \text{ MHz}}{2\pi \cdot 300 \text{ k}\Omega \cdot 15 \text{ pF}}} = 4.2 \text{ MHz} \quad (4.12)$$

und stellt eine obere Grenze für die Bandbreite des TIAs dar. Da in dieser Arbeit nur eine 3 dB-Bandbreite B_1^0 im Bereich von $> 50 \text{ kHz}$ gefordert ist, wird der Rückkopplungs-kondensator zu $C_1^0 = 5 \text{ pF}$ gewählt, womit sich

$$B_1^0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1^0 \cdot C_1^0} = \frac{1}{2\pi \cdot 300 \text{ k}\Omega \cdot 5 \text{ pF}} = 106 \text{ kHz} \quad (4.13)$$

ergibt.

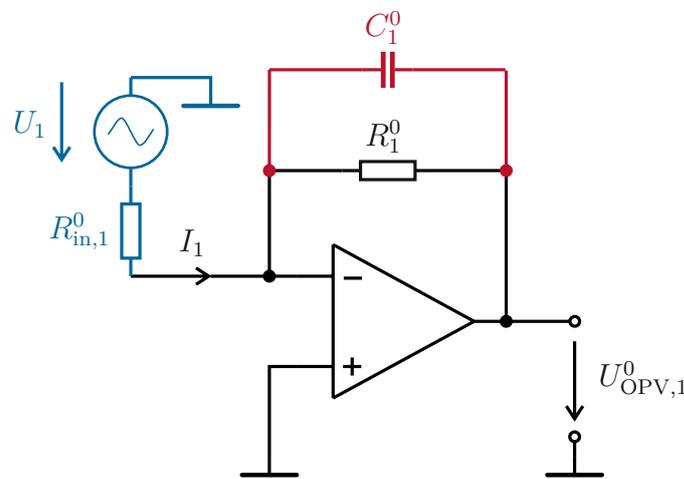
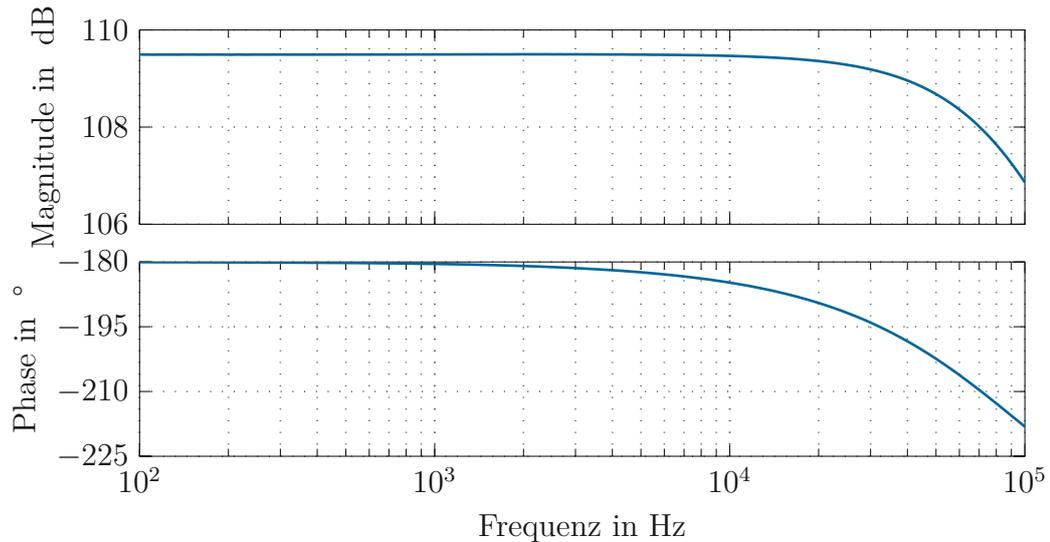


Abbildung 4.6: 1. OPV-Stufe. Ausführung als TIA mit zusätzlichem Kondensator C_1^0 (rot) zur Stabilisierung sowie die Messbeschaltung (blau).

Um die tatsächlichen Werte der Strom-Spannungsverstärkung $G_{\text{IU},1}$ sowie der Bandbreite B_1^0 zu bestimmen, wird eine Messung durchgeführt. Bei dieser Messung dient als Platzhalter für die APD ein Widerstand $R_{\text{in},1}^0 = 1 \text{ M}\Omega$ und die bereits in Abschnitt 4.2 vorgestellte DAQ-Karte der Type *NI USB-6211* zur Erzeugung der Wechselfspannung U_1 sowie zur Aufzeichnung der Ausgangsspannung $U_{\text{OPV},1}^0$ (blauer Teil in Abbildung 4.6). Um einen vergleichbaren Eingangsstrom in der Höhe von $\approx 100 \text{ nA}$ zu erhalten, wird eine sinusförmige Spannung mit einer Spitze-Spitze-Amplitude von $U_1 = 100 \text{ mVpp}$ ausgegeben. Das gemessene Bode-Diagramm ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Darin zeigt sich, dass sich die Bandbreite und die Strom-Spannungs-Verstärkung zu den in Tabelle 4.5 ergeben. Damit werden die gestellten Anforderungen gemäß Abschnitt 1.2 erfüllt. Die Phasendrehung von -180° entspricht dem negativen Vorzeichen der Verstärkung gemäß Gleichung (3.10).

Tabelle 4.5: Parameter der Übertragungsfunktion der 1. OPV-Stufe.

Parameter	Wert
$G_{IU,1}$	109 dB
B_1^0	125 kHz

Abbildung 4.7: Gemessenes Bode-Diagramm der Strom-Spannungsverstärkung $G_{IU,1}$ der 1. OPV-Stufe von I_1 zu $U_{OPV,1}^0$.

4.3.1.2 2. Stufe

Diese Stufe dient dazu, um die Ausgangsspannung $U_{OPV,1}^0$ der 1. Stufe von der Größenordnung 30 mV auf Spannungen im Bereich von einigen Volt zu verstärken. Im ersten Schritt verfügt die Summierverstärkerschaltung (vgl. Abbildung 3.7) nur über einen Eingang. Zusätzlich wird, wie schon bei Abbildung 4.6, ein zusätzlicher Kondensator $C_1^{0,2}$ eingefügt, um ein definiertes Tiefpassverhalten zu erreichen. Diese adaptierte Schaltung ist in Abbildung 4.8 dargestellt.

Über den Referenzeingang kann über eine Referenzspannung $U_{ref}^{0,2}$ und die beiden Widerstände $R_{ref}^{0,2}$ (fixer Wert) und $R_{ref\sim}^{0,2}$ (variables Potentiometer) ein Referenzstrom eingebracht werden, der über den variablen Widerstand $R_{ref\sim}^{0,2}$ so eingestellt werden kann, dass die Offsetspannung des OPV und in weiterer Folge der resultierende Dunkelstrom der APD kompensiert wird.

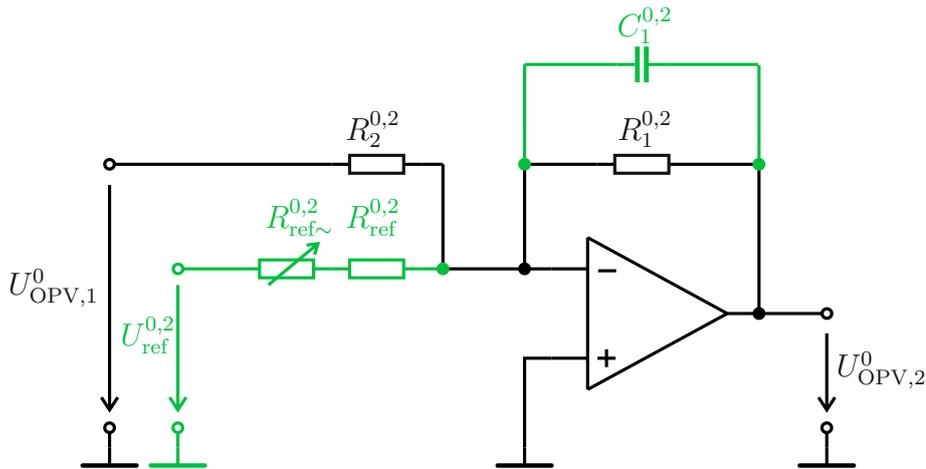


Abbildung 4.8: Ausführung der 2. OPV-Stufe als Summierverstärker mit einem Signal- und einem Referenzspannungseingang.

Die 3 dB-Bandbreite B_2^0 des Tiefpassfilters kann, analog zu Gleichung (4.13), durch

$$B_2^0 = \frac{1}{2\pi R_1^{0,2} C_1^{0,2}} \quad (4.14)$$

bestimmt werden. Zur Dimensionierung der beiden Widerstände $R_1^{0,2}$, $R_2^{0,2}$ sowie des Kondensators $C_1^{0,2}$ werden nun die Gleichungen (3.11) und (4.14) herangezogen, wobei berücksichtigt werden muss, dass eine der beiden Eingangsspannungen zu 0 gewählt wird. Unter diesen Bedingungen vereinfacht sich Gleichung (3.11) zu

$$U_{\text{OPV},2}^0 = -\frac{R_1^{0,2}}{R_2^{0,2}} U_{\text{OPV},1}^0 = G_{\text{UU},2} U_{\text{OPV},1}^0 \quad (4.15)$$

Die 3 dB-Bandbreite B_2^0 soll im Bereich von 100 kHz liegen und für die Verstärkung soll $G_{\text{UU},1} = 200$ gelten. Nach einigen Messungen werden die in Tabelle 4.6 dargestellten Werte gewählt, wodurch sich für die Verstärkung $G_{\text{UU},2}$ und die 3 dB-Bandbreite B_2^0

$$B_2^0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1^{0,2} \cdot C_1^{0,2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \text{ k}\Omega \cdot 6.8 \text{ pF}} = 117 \text{ kHz} \quad (4.16a)$$

$$G_{\text{UU},2} = \frac{U_{\text{OPV},2}^0}{U_{\text{OPV},1}^0} = -\frac{R_1^{0,2}}{R_2^{0,2}} = -\frac{200 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = -200 \quad (4.16b)$$

ergibt.

Tabelle 4.6: Gewählte Bauteilwerte für Abbildung 4.8.

Bauteil	Wert
$R_1^{0,2}$	200 k Ω
$R_2^{0,2}$	1 k Ω
$C_1^{0,2}$	6.8 pF

4.3.1.3 3. Stufe

Die Ausgangsspannung der 2. Stufe befindet sich nun in der mit einem Mikroprozessor weiterverarbeitbaren Größenordnung von einigen Volt. Damit ist in der 3. Stufe keine zusätzliche Verstärkung notwendig und es kann $G_{UU,3} = 1$ gewählt werden. Im einfachsten Fall werden dafür in Gleichung (3.12) sämtliche Widerstandswerte gleich gewählt, also im konkreten Fall

$$R_1^y = R_2^y = R_3^y = R_4^y = 4.99 \text{ k}\Omega . \quad (4.17)$$

Der konkrete Widerstandswert spielt für die Verstärkung keine Rolle, wird jedoch zum angegebenen Wert gewählt, um die Stromaufnahme gering zu halten. Wird weiter berücksichtigt, dass wie schon in den vorangegangenen Stufen nur ein Eingang benutzt wird, so vereinfacht sich Gleichung (3.12) für die Ausgangsspannung zu

$$U_y = \underbrace{\frac{(R_2^y + R_1^y) R_4^y}{(R_3^y + R_4^y) R_2^y}}_{G_{UU,3}=1} U_{\text{OPV},2}^0 = U_{\text{OPV},2}^0 . \quad (4.18)$$

4.3.2 Charakterisierung der gesamten OPV-Kaskade

Zur Charakterisierung der gesamten OPV-Kaskade wird einerseits das Bode-Diagramm vom Eingang zum Ausgang und andererseits die Power-Spectral-Density, Spektrale Leistungsdichte (PSD) aufgenommen. Für beide Messungen wird ein *Signalanalysator* der Type *HP 3562A Dynamic Signal Analyzer* von *HP* (Hewlett-Packard, Palo Alto, CA, USA) verwendet.

4.3.2.1 Frequenzverhalten (Bode-Diagramm)

Um das Bode-Diagramm aufzunehmen wird analog zu Abbildung 4.6 am Eingang der 1. OPV-Stufe der Widerstand $R_{\text{in},1}^0$ verwendet und anstelle der DAQ-Karte der Ausgang des Signalanalysators angeschlossen. Der Signalanalysator stellt, wie schon der Signalgenerator, eine Sinusspannung mit einer Amplitude von 100 mV zur Verfügung. Diese wird im Frequenzbereich von 0 Hz bis 100 kHz variiert. Gemessen

wird der Ausgang der 3. OPV-Stufe, also die Spannung U_y . Gleichzeitig wird die Temperatur der 1. OPV-Stufe mithilfe des Temperaturreglers, beschrieben in Abschnitt 4.2, auf unterschiedliche Werte im Bereich von -15°C bis 20°C eingestellt.

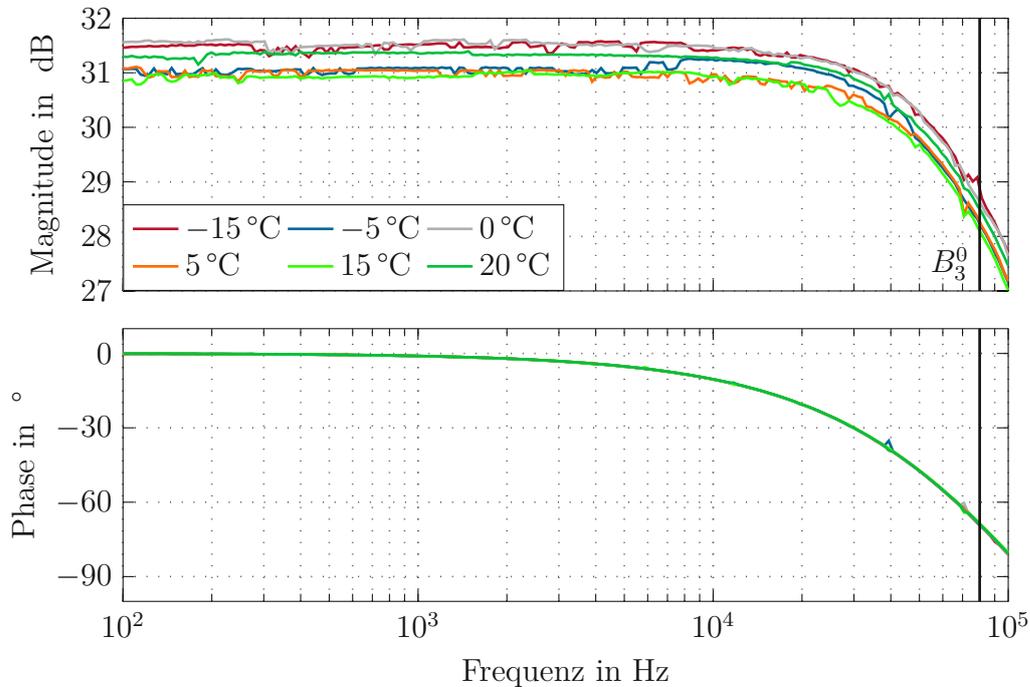


Abbildung 4.9: Gemessenes Bode-Diagramm der gesamten OPV-Kaskade G_{OPV} von U_1 zu U_y bei unterschiedlichen Temperaturen von U_1 zu U_y .

In Abbildung 4.9 ist das resultierende Bode-Diagramm dargestellt. Es zeigt sich, dass das Frequenzverhalten der OPV-Kaskade nur in einem geringen Maß von der Temperatur abhängt. Die Verstärkung variiert nur gering im Bereich von 31 dB bis 31,5 dB. Auch die 3 dB-Bandbreite liegt bei allen Messungen im Bereich von 80 kHz und die Phase ist bei allen Temperaturen als gleich zu betrachten. Sie weist ebenfalls das schon in Abschnitt 4.3.1.1 beschriebene Verhalten auf. Mit dieser Analyse kann die Übertragungsfunktion der gesamten OPV-Kaskade in guter Näherung zu

$$G(s)_{\text{OPV}} = \frac{K_{\text{OPV}}}{1 + sT_{\text{OPV}}} \quad (4.19)$$

mit den Parametern aus Tabelle 4.7 angegeben werden.

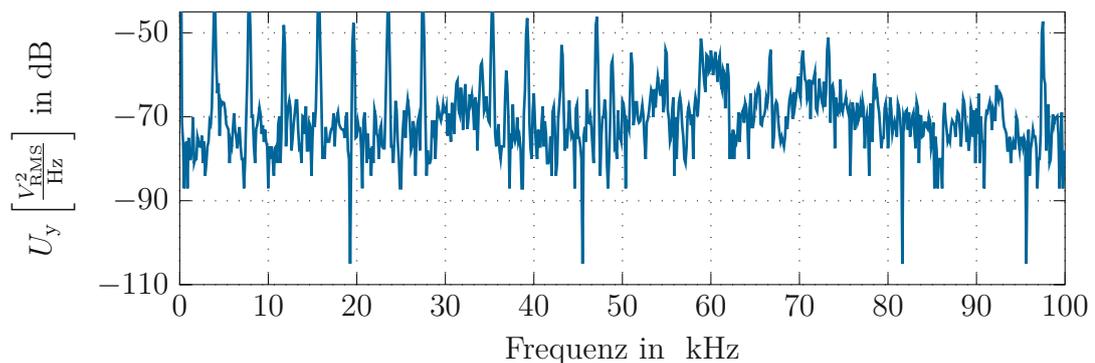
Tabelle 4.7: Parameter der Übertragungsfunktion gemäß Gleichung (4.19) der OPV-Kaskade.

Parameter	Wert
K_{OPV}	36.7
T_{OPV}	2×10^{-6} s
G_{OPV}	31 dB
B_3^0	80 kHz

4.3.2.2 Rauschverhalten (PSD)

Um das Rauschverhalten der OPV-Kaskade zu bewerten, wird die PSD der gesamten Kaskade aufgenommen. Die Beschaltung ist ähnlich zu der zur Aufnahme des Bode-Diagramms (vgl. Abbildung 4.6). Diesmal wird allerdings beim Eingang keine Sinusspannung angelegt, sondern Weißes Rauschen. Damit kann untersucht werden, wie die Schaltung auf Rauschen bei unterschiedlichen Frequenzen reagiert. Bei der ersten Messung wird die 1. OPV-Stufe auf 15°C gekühlt und damit die PSD aufgenommen. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 4.10 abgebildet. Es stechen die Spitzen ins Auge, die bei Vielfachen von ≈ 4 kHz auftreten. Diese sind auf die PWM zur Modulation der Kühlleistung zurückzuführen, die mit einer Frequenz von 3.906 kHz betrieben wird. Die Störungen werden durch hohe Stromspitzen verursacht, die beim Schalten des MOSFETs zur Leistungsregulierung auftreten.

Der zweite auffällige Bereich ist die breite Spitze bei etwa 60 kHz. Diese ist auf die Lüfter und die Kühlwasserpumpe der Kühlung zurückzuführen. Um diese Ver-

Abbildung 4.10: PSD der gesamten OPV-Kaskade bei $T = 15^\circ\text{C}$ mit aktiver Pumpe/Lüfter und aktiver PWM.

mutungen zu bestätigen, wird eine weitere Messung durchgeführt. Dabei wird

zuerst die Temperatur von $T = 15^\circ\text{C}$ eingestellt und sobald diese erreicht ist, sowohl die PWM als auch die Pumpe mit Lüfter außer Betrieb genommen. Das entsprechende Ergebnis ist in Abbildung 4.11 dargestellt. Wie erwartet sind nun die beiden diskutierten Effekte verschwunden. Es zeigt sich ein gleichmäßiges Bild mit einer Rauschamplitude von ≈ -70 dB. Mit dem Wegfall der Störungen der Kühlung treten zwei neue Auffälligkeiten zutage, nämlich eine Spitze bei 5.5 kHz und eine bei 97 kHz. Jene bei 5.5 kHz ist eine Eigenschaft der Signalquelle wohingegen jene bei 97 kHz vermutlich auf ein über den hochohmigen Eingang einstreudendes Schaltnetzteil zurückzuführen ist. Bei einer Untersuchung der kumulierten spektralen Leistungsdichte zeigt sich keine wesentliche Auswirkung auf die PSD, da die Spitze sehr schmalbandig ist. Aus diesem Grund wird auf eine weitere Analyse verzichtet.

Mit der gleichen Vorgehensweise wie vorhin wird nun diese Messung bei unterschiedlichen Temperaturen wiederholt, um den Einfluss der Temperatur auf das Rauschverhalten zu analysieren. Es zeigt sich, dass auch hier, wie schon beim Frequenzverhalten im Bode-Diagramm, keine nennenswerten Einflüsse der Temperatur festgestellt werden können.

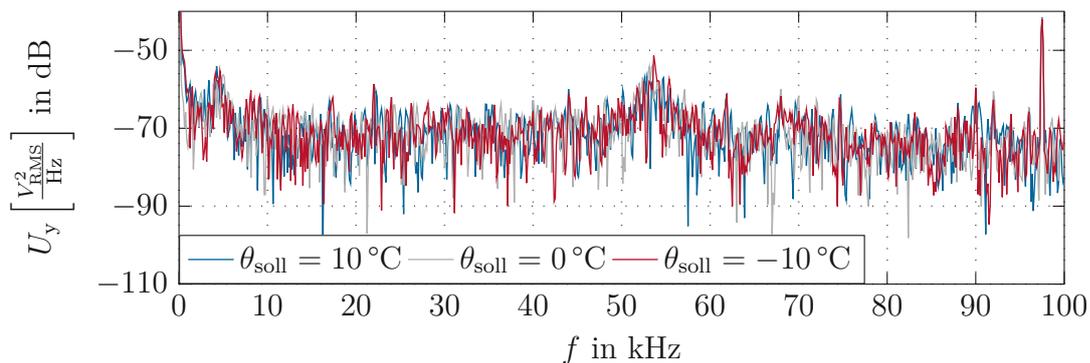


Abbildung 4.11: PSD der gesamten OPV-Kaskade bei unterschiedlichen Temperaturen mit deaktivierter Pumpe/Lüfter und deaktivierter PWM.

Designentscheidung

Auf Basis des aufgenommenen Bode-Diagramms und des PSD (Abbildungen 4.9 und 4.11) wird festgelegt, dass im betrachteten Temperaturbereich Temperaturabhängigkeiten der OPV-Kaskade vernachlässigt werden.

4.4 APD

Die APD der Type *AD230-9 TO* von *First Sensor* (First Sensor AG, Berlin, Deutschland) [29] bildet das Herzstück des Detektors. Aus diesem Grund werden die Eigenschaften und das Verhalten dieses Bauteils im Zusammenspiel mit den anderen Komponenten des Detektors bestimmt. Im folgenden Abschnitt werden die einzelnen Eigenschaften (vgl. Abschnitt 2.2.2) sowie die Messungen zur Bestimmung derselben vorgestellt.

4.4.1 Nahbereich der APD

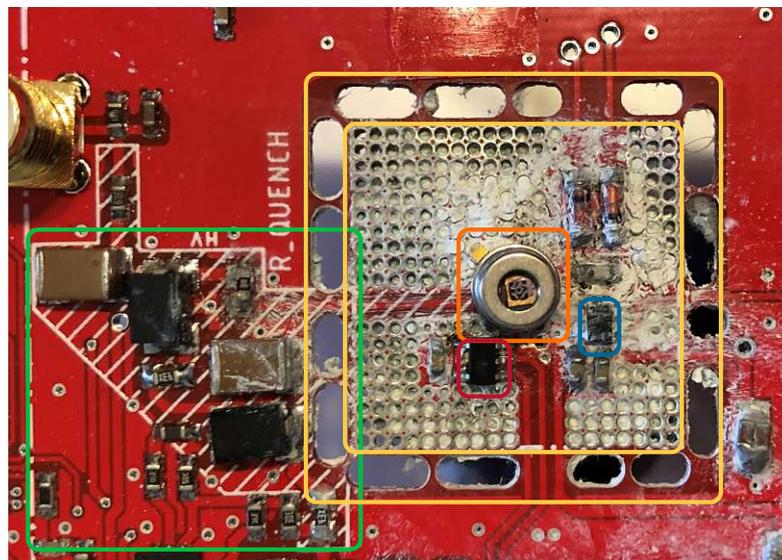


Abbildung 4.12: Bereich der APD (orange) mit einem Teil der Vorspannungsquelle (grün), dem Temperatursensor (rot) und der 1. OPV-Stufe (blau) mit Wärmeabschirmung (gelb). Die Wärmeleitung von dem auf der Unterseite befestigten Peltierelement zu den Durchkontaktierungen wird mit Wärmeleitpaste erhöht.

Im Nahbereich der APD sind mehrere Komponenten untergebracht. Abbildung 4.12 zeigt eine Fotografie dieses Ausschnittes der Platine. Zum einen findet sich im Zentrum die APD selbst (orange). Um die geringen Photoströme im Bereich von wenigen nA möglichst wenig zu beeinflussen, ist die 1. OPV-Stufe (blau) in unmittelbarer Nähe zur APD angebracht. Dadurch werden Leitungslängen kurz und damit Einstreuungen von außen gering gehalten. Außerdem wird dadurch die Eingangskapazität der OPV-Kaskade reduziert, da diese die maximal erreichbare 3 dB-Bandbreite begrenzt und negativen Einfluss auf die Stabilität nimmt. Ähnlich nahe befindet sich der Temperatursensor (rot), der die Temperatur θ_{ist} der APD

erfasst. Damit ist gewährleistet, dass die gemessene Temperatur θ_{mess} möglichst gut mit der tatsächlichen Temperatur übereinstimmt. Weiters sind in der Abbildung deutlich die Einfräsungen (gelb) bzw. Durchkontaktierungen zu erkennen. Diese dienen zur Abschirmung dieser Baugruppe von Temperaturen außerhalb des Nahbereiches. Außerdem dienen sie dazu, den Wärmestrom des Peltierelements auf diesen Bereich zu begrenzen. Die Fläche der Bohrungen entspricht genau der Fläche des Peltierelements mit 3×3 cm. Damit wird sichergestellt, dass die gesamte Kühlleistung zur Kühlung der APD zur Verfügung steht und nur der erforderliche Bereich der Platine gekühlt wird. Etwas weiter von der APD entfernt (grün) ist die Schaltung zur Vorspannungserzeugung zu erkennen.

Außerdem findet sich auch der sog. *Quenching Widerstand* R_{quench} in diesem Bereich. Dieser ist mit $R_{\text{quench}} = 1 \text{ M}\Omega$ hochohmig und dient zum Schutz der APD für den Fall, dass es zu einem Durchbruch kommt. Einerseits beschränkt er den Strom durch die APD. Für den schlimmsten Fall, also die maximale Ausgangsspannung der Vorspannungsquelle, von $U_{\text{vor}} = 160 \text{ V}$, wird I_{APD}^0 auf

$$I_{\text{APD}}^0 = \frac{U_{\text{vor}}}{R_{\text{quench}}} = \frac{160 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega} = 160 \mu\text{A} \quad (4.20)$$

begrenzt. Andererseits führt der Stromfluss durch R_{quench} zu einem Spannungsabfall am Widerstand, was die Vorspannung an der APD reduziert, damit zu einem Arbeitspunktwechsel, und schlussendlich zum Beenden des Lawinendurchbruchs führt. Damit wird die APD wieder in den gewünschten Arbeitspunkt im linearen Bereich zurückgesetzt. Die Einbindung in die Schaltung ist in Abbildung 4.13 gezeigt und an die Implementierung von Stipčević angelehnt [27]. Ein Durchbruch stellt in dieser Arbeit einen unerwünschten Zustand dar und kann durch Fehler in der Vorspannungserzeugung oder durch einen zu hohen Photonenstrom auftreten.

4.4.1.1 Abdeckung für APD

Die APD ist wie erwähnt sehr lichtempfindlich. Um Messungen mit definierten, teilweise sehr geringen, Lichtintensitäten durchführen zu können, wird eine Abdeckung 3D gedruckt. Sie ist in Abbildung 4.14a, schon auf der Platine montiert, gezeigt. In der Mitte ist die Öffnung zu erkennen, in die eine Leuchtdiode (LED) eingesetzt und mit schwarzem, lichtundurchlässigen Heißkleber befestigt wird. Dies ist in Abbildung 4.14b gezeigt. Über einen passenden Vorwiderstand kann nun mithilfe einer Steuerspannung U_{LED} die LED angesteuert und damit eine definierte und von Streulicht unbeeinflusste Lichtintensität auf die APD eingebracht werden. Die Versorgung erfolgt in den meisten Fällen über den Signalgenerator eines Oszilloskops.

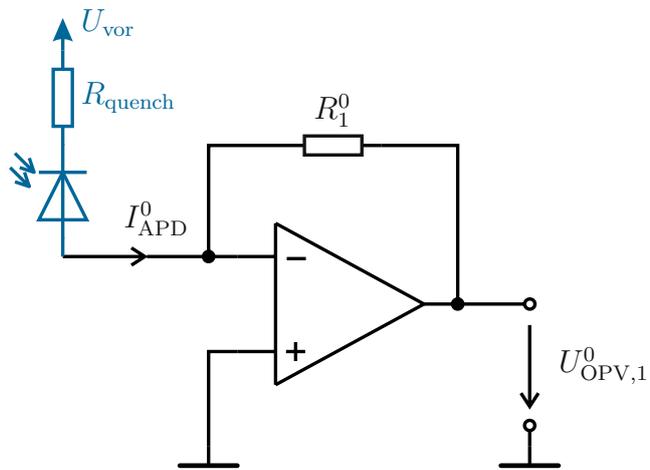
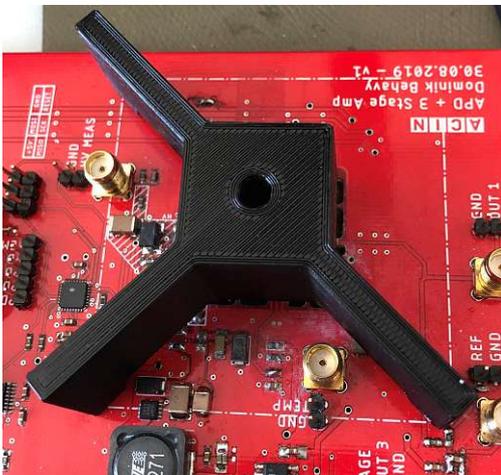


Abbildung 4.13: Schaltung für passives Quenching der APD.



(a) Noch ohne LED.



(b) Mit eingeklebter LED.

Abbildung 4.14: Abdeckung der APD.

4.4.2 Charakterisierung der APD

Um die APD zu Charakterisieren, werden die wesentlichen Parameter *Verstärkung* und *Dunkelstrom* bestimmt.

Auf eine Analyse der Durchbruchspannung wird verzichtet, da diese laut Datenblatt [29] erst bei Vorspannungen $> 180\text{ V}$ auftritt. Bei der Auslegung der Vorspannungsquelle wird festgelegt, dass diese nur eine maximale Vorspannung von 160 V erreichen kann. Damit ist es nicht möglich, diesen unerwünschten Arbeitspunkt zu erreichen und es ist sichergestellt, dass die APD ausschließlich im linearen Bereich betrieben wird.

4.4.2.1 Verstärkung

Um die Verstärkung der APD zu ermitteln, wird an die LED eine dreieckförmige Wechselfspannung U_{LED} angelegt. Ziel dieser Messung ist eine qualitative Ermittlung des Verhaltens der Verstärkung bei variierender Vorspannung und Temperatur. Aus diesem Grund wird auf eine Umrechnung der Eingangsspannung U_{LED} auf Intensität verzichtet.

Die Verstärkung wird als Verhältnis der Amplituden der Ausgangsspannung der 1. bzw. der 3. OPV-Stufe U_y und der Eingangsspannung U_{LED} angegeben. Anschließend werden diese Werte jeweils auf die Verstärkung bei 20 °C und 90 V normiert. Die normierten Verstärkungen werden dabei mit

$$g_{\text{LED},1} = \frac{U_{\text{OPV},1}^0}{U_{\text{LED}}} \frac{1}{G_{\text{LED},1}(20\text{ °C}, 90\text{ V})} \quad (4.21a)$$

$$g_{\text{LED},3} = \frac{U_y}{U_{\text{LED}}} \frac{1}{G_{\text{LED},3}(20\text{ °C}, 90\text{ V})} \quad (4.21b)$$

bezeichnet, wobei $G_{\text{LED},1}$ und $G_{\text{LED},3}$ die jeweils nicht-normierten Werte der Verstärkung angeben. Diese Messung wird bei unterschiedlichen Vorspannungen U_{vor} im Bereich von 90 V bis 160 V und Temperaturen von $(-10, 0, 10, 20, 30\text{ und }60)\text{ °C}$ durchgeführt. Um Temperaturen oberhalb der Umgebungstemperatur, also die Messpunkte $(30\text{ und }60)\text{ °C}$, erreichen zu können, wird das Peltierelement verpolt betrieben. Die entsprechenden Ergebnisse sind in Abbildung 4.15 abgebildet.

Es zeigt sich das schon in Abbildung 2.6 [33] beschriebene Verhalten, dass die Verstärkung bei höheren Vorspannungen und niedrigeren Temperaturen steigt. Weiters sind in der Messung Knicke der Verstärkung $g_{\text{LED},3}$ ab $0\text{ °C}/150\text{ V}$ bzw. $-10\text{ °C}/140\text{ V}$ zu erkennen. Da diese bei $g_{\text{LED},1}$ nicht auftreten, sind diese auf Sättigungserscheinungen der 2. und 3. OPV-Stufe zurückzuführen.

Da die elektrooptische 3 dB-Grenzfrequenz der APD mit 600 MHz [29] als wesentlich schneller als die der anderen dynamischen Systeme wie Kühlung (10 mHz), OPVs (80 kHz) und Vorspannungsquelle (10 Hz) angenommen werden kann, wird

auf die Analyse der Dynamik der Änderung des Photostroms am Ausgang der APD verzichtet und die Verstärkung als Funktion abhängig von der Vorspannung und der Temperatur betrachtet. Dazu werden die gemessenen Verläufe für unterschiedliche Temperaturen θ , nämlich ($-10, 0, 10, 20, 30$ und 60) $^{\circ}\text{C}$ als Polynome zweiter Ordnung in Abhängigkeit von U_{vor} in der Form

$$K_{\text{APD}}(\theta, U_{\text{vor}}) = p_{\text{APD},1}^{\theta} U_{\text{vor}}^2 + p_{\text{APD},2}^{\theta} U_{\text{vor}} + p_{\text{APD},3}^{\theta} \quad (4.22)$$

modelliert. Beispielhaft sind die Parameter für $\theta = 20^{\circ}\text{C}$ in Tabelle 4.8 angegeben.

Tabelle 4.8: Parameter der Verstärkung der APD für $\theta = 20^{\circ}\text{C}$.

Parameter	Wert
$p_{\text{APD},1}^{20^{\circ}\text{C}}$	$0.20 \times 10^{-3}/\text{V}^2$
$p_{\text{APD},2}^{20^{\circ}\text{C}}$	$-0.019/\text{V}$
$p_{\text{APD},3}^{20^{\circ}\text{C}}$	3.24

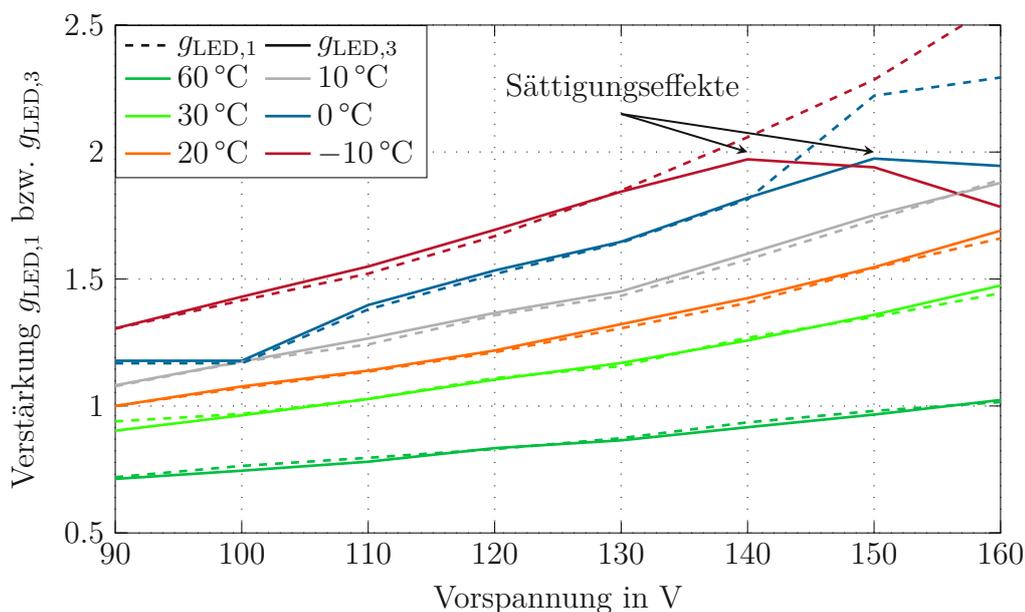


Abbildung 4.15: Messung der auf $20^{\circ}\text{C}/90\text{V}$ normierten Verstärkung der APD bei variabler Vorspannung und Temperatur. Mit durchgezogenen Linien ist die Verstärkung von $U_{\text{LED}} \rightarrow U_y$ und strichliert jene von $U_{\text{LED}} \rightarrow U_{\text{OPV},1}^0$ dargestellt.

4.4.2.2 Dunkelstrom

Der Dunkelstrom beschreibt jenen Strom der von der APD abgegeben wird, wenn kein Licht auf sie fällt. Mithilfe eines *Tischmultimeters* der Type *34461A* von *Keysight* (Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA) wird die Spannung U_V gemessen und der Mittelwert über 10 000 Messungen gebildet. Wie schon bei der Verstärkung werden Werte für verschiedene Vorspannungen und Temperaturen aufgenommen. Über die bekannte Verstärkung der OPV-Stufen kann die Spannung auf einen Strom zurückgerechnet werden. Dieses Ergebnis ist in Abbildung 4.16 dargestellt.

Es zeigt sich, dass der Dunkelstrom in dem Temperaturbereich, bei dem das Peltierelement kühlend betrieben wird, relativ konstant bei 20 nA liegt. Dies ist auch unabhängig von der Vorspannung. Wird das Peltierelement zum Heizen benutzt, steigt der Dunkelstrom stark an und es ist proportionale Vorspannungsabhängigkeit zu erkennen. Da der auftretende Dunkelstrom durch die OPV-Stufen verstärkt wird, enthalten die Ergebnisse nicht nur den tatsächlichen Dunkelstrom der APD, sondern auch Leckströme auf der Platine sowie die Offsetspannungen der einzelnen OPVs.

Da der Dunkelstrom in der Größenordnung des zu erwartenden Nennphotostroms (≈ 100 nA) liegt, müssen in weiterer Folge Maßnahmen zur Unterdrückung des Dunkelstroms getroffen werden. Die einfachste Maßnahme dazu ist die Kompensation der aus dem Dunkelstrom resultierenden Offsetspannung am Ausgang der 2. OPV-Stufe über den Referenzeingang. Dies wird in Abschnitt 5.4.2 berücksichtigt.

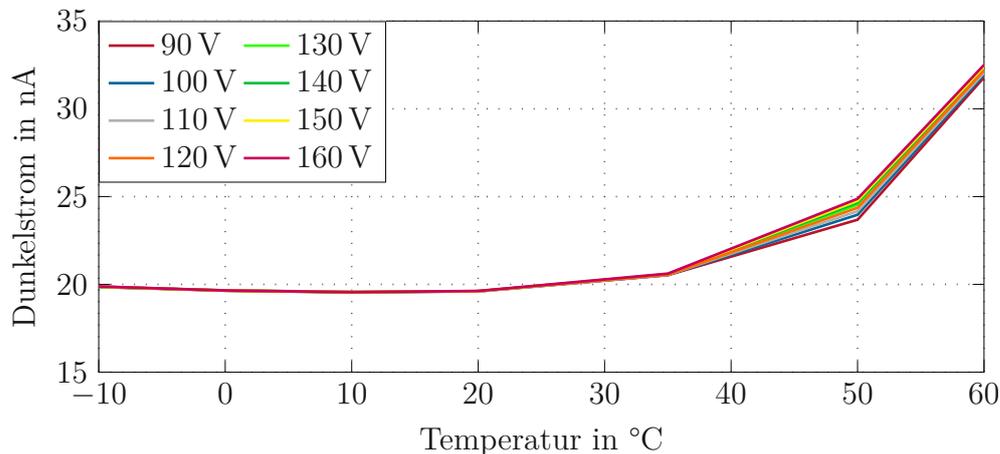


Abbildung 4.16: Dunkelstrom der APD bei variabler Vorspannung und Temperatur.

4.5 Vorspannungsquelle

Mithilfe der Vorspannungsquelle soll die Verstärkung der APD so eingestellt werden, dass der Arbeitspunkt der OPV-Kaskade unabhängig von der einfallenden Lichtintensität stabil ist. Dazu wird im ersten Schritt eine Analyse des dynamischen Verhaltens der Vorspannungsquelle durchgeführt. Auf Basis dieser Ergebnisse wird ein Regler entworfen, der die Ausgangsspannung U_y konstant halten soll.

4.5.1 Schaltungsdesign und Kalibrierung

Kernstück der Vorspannungsquelle bildet der Vorspannungschip *MAX1932* von *Maxim Instruments* (Maxim Integrated Products Inc., San Jose, CA, USA). Durch die Beschaltung, wie in Abbildung 4.17 gezeigt, können Vorspannungen U_{vor} im Bereich von 90 V bis 160 V eingestellt werden [38, 52]. Mit dieser Festlegung ist, wie in Abschnitt 4.4.2 gefordert, sichergestellt, dass es zu keinem Durchbruch der APD kommen kann. Über eine MATLAB-Funktion kann extern über die UART-Schnittstelle eine Sollvorspannung $U_{\text{vor,soll}}$ vorgegeben werden, die vom Mikroprozessor weiterverarbeitet und mittels SPI an den Vorspannungschip übergeben wird. Bei direkter Übernahme der Vorarbeit von Gruber [38] zeigt sich das Verhalten gemäß der roten Kurve in Abbildung 4.18. Um das gewünschte Verhalten, gemäß der schwarz-strichlierten Linie, einer Gerade mit Steigung 1 ohne Offset, zu erhalten, muss die Vorspannungsquelle kalibriert werden. Dazu werden Steigungs- und Offsetfehler in der Sollwertberechnung berücksichtigt. Nach der Korrektur ergibt sich die blaue Kurve.

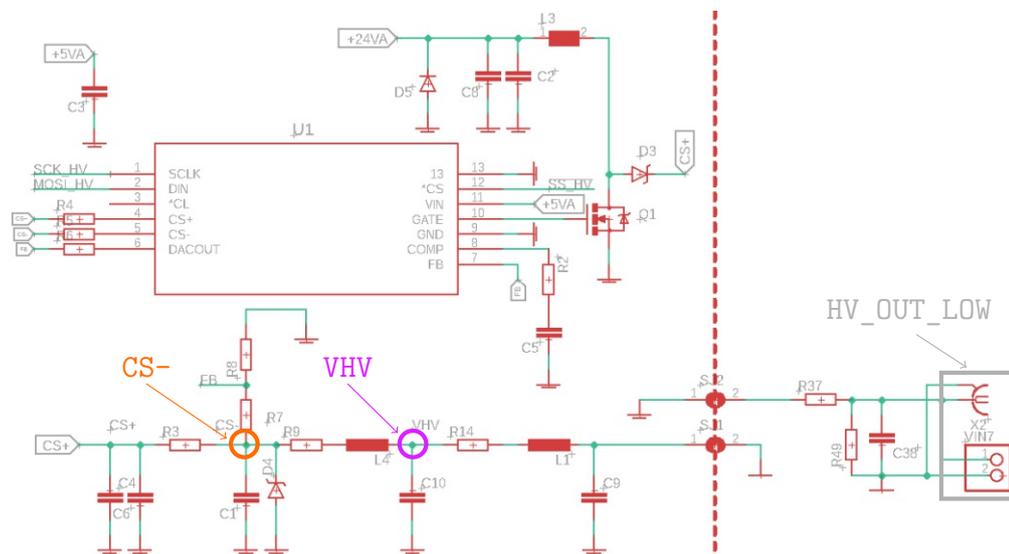


Abbildung 4.17: Beschaltung des Vorspannungschips MAX1932 [38, 52].

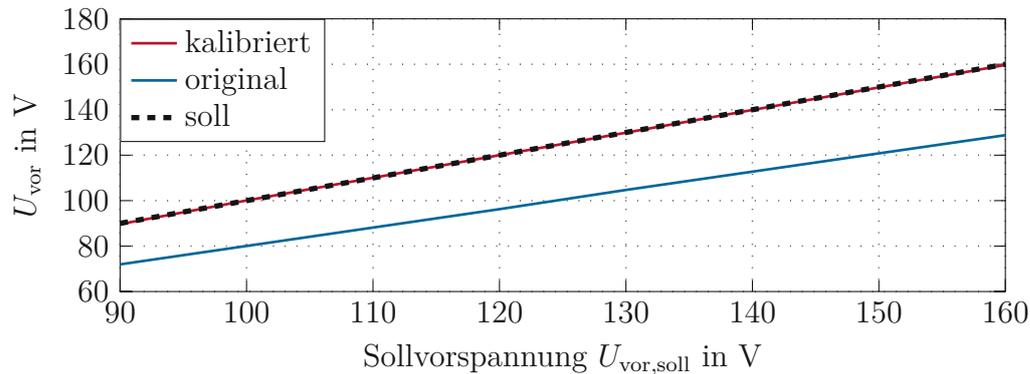


Abbildung 4.18: Ausgang der Vorspannungsquelle mit und ohne Kalibrierung.

4.5.2 Identifikation Vorspannungsquelle

Um das dynamische Verhalten der Vorspannungsquelle zu charakterisieren, wird die Sprungantwort aufgenommen. Dazu wird mithilfe eines externen Aufrufs ein Sollwertsprung von $U_{\text{vor}} = 100 \text{ V} \rightarrow 150 \text{ V}$ ausgelöst. Weiters wird in dem Moment, in dem der Befehl vom Mikroprozessor aufgenommen wird, ein Ausgangspin auf HIGH gesetzt, um den Startzeitpunkt erfassen zu können.

Die Vorspannung wird an einem separaten Messausgang abgegriffen, vor dem sich ein Spannungsteiler mit Tiefpass befindet. Das Spannungsteilerverhältnis beträgt $\frac{150 \text{ k}\Omega}{150 \text{ k}\Omega + 4.99 \text{ M}\Omega} = 0.0292$ und die Knickfrequenz des Tiefpasses ist 2.26 Hz. Damit liegen die Messspannungen im Bereich von 2.6 V bis 4.7 V.

Die Sprungantwort der auf den Endwert bezogenen Vorspannung u_{vor} ist in Abbildung 4.19 in orange gezeigt. Aus ihr kann einerseits abgelesen werden, dass ein PT_2 -Glied im aperiodischen Grenzfall eine gute Näherung darstellt und andererseits eine Totzeit T_t das Aufschalten der Vorspannungsänderung am Ausgang verzögert. Die Identifikation der Vorspannungsquelle erfolgt durch Fitten der Sprungantwort eines PT_2 -Gliedes im aperiodischen Grenzfall der Form

$$U_{\text{vor,fit}}(\tau) = K_{\text{vor}} \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T_{1,\text{vor}}}} - \frac{\tau}{T_{1,\text{vor}}} e^{-\frac{\tau}{T_{2,\text{vor}}}} \right), \quad (4.23)$$

wobei sich die Parameter gemäß Tabelle 4.9 ergeben. Dabei beschreibt K_{vor} die Verstärkung, $T_{1,\text{vor}}$ und $T_{2,\text{vor}}$ sind Zeitkonstanten und τ stellt die um die Totzeit T_t verschobene Zeitvariable $\tau = t - T_t$ dar. Die Zeit wird mit t bezeichnet. Die Zeitverschiebung wird angewendet, damit für das Fitting die Standardform gemäß Gleichung (4.23) angewendet werden kann. In Abbildung 4.20 ist der Vergleich zwischen der gemessenen und der gefitteten Sprungantwort gezeigt. Das gezackte Rauschen ist auf die Quantisierung zurückzuführen.

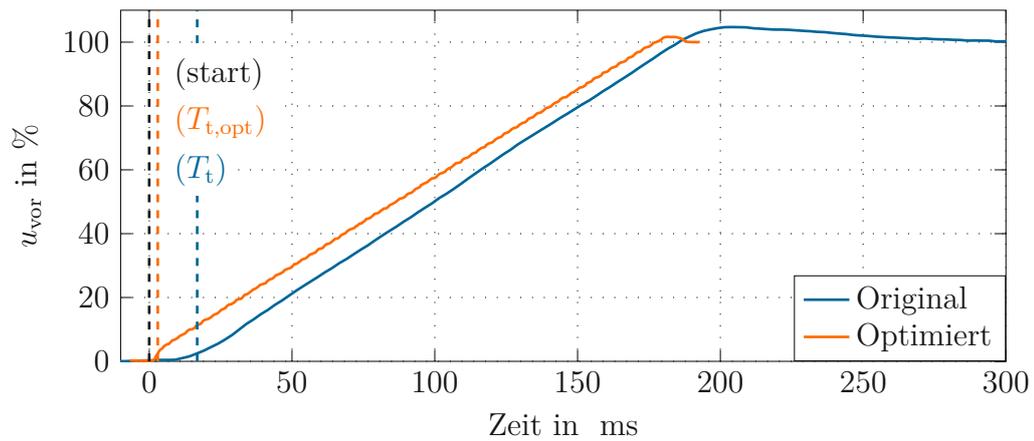


Abbildung 4.19: Gegenüberstellung der Sprungantworten der normierten Vorspannung u_{vor} vor und nach der Optimierung.

Tabelle 4.9: Parameter der Dynamik der Vorspannungsquelle.

Parameter	Wert
K_{vor}	1.118 V
$T_{1,\text{vor}}$	33.75 ms
$T_{2,\text{vor}}$	62.14 ms
T_t	16.80 ms

Einsetzen der Werte aus Tabelle 4.9 in die Übertragungsfunktion eines PT_2 -Gliedes mit Totzeit ergibt

$$G(s)_{\text{vor}} = \frac{K_{\text{vor}}}{T_{1,\text{vor}}T_{2,\text{vor}}s^2 + (T_{1,\text{vor}} + T_{2,\text{vor}})s + 1} e^{-sT_t} . \quad (4.24)$$

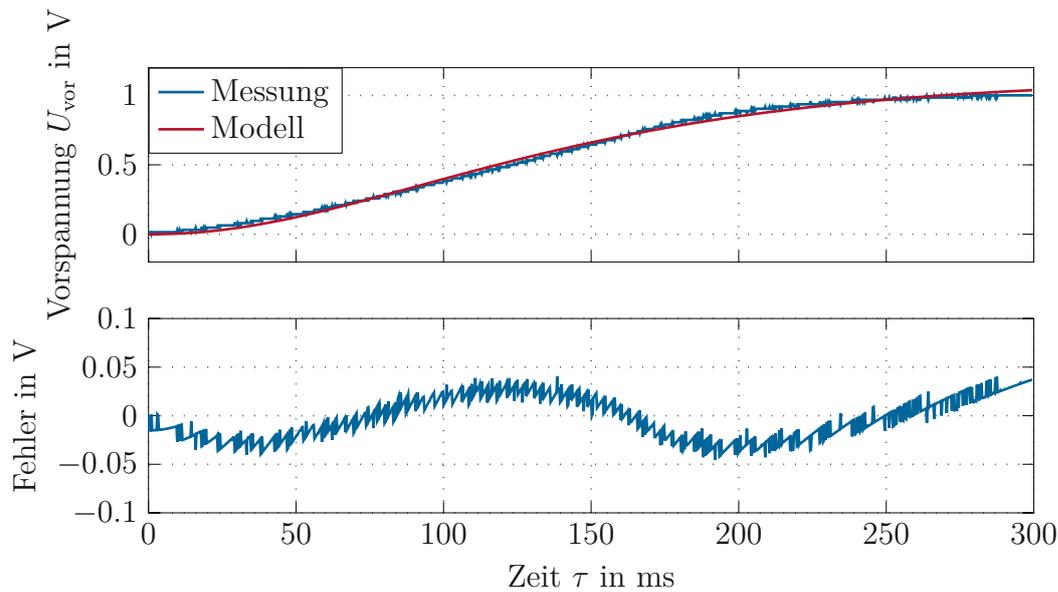


Abbildung 4.20: Vergleich der gemessenen und modellierten Sprungantwort der Vorspannungsquelle am Ausgang der Spannungsteilers.

4.5.3 Identifikation und Reduktion der Totzeit

Da sich Totzeiten grundsätzlich negativ auf das Regelverhalten auswirken, werden im folgenden Abschnitt die Ursachen der Totzeit untersucht und Maßnahmen zur Reduktion diskutiert und umgesetzt.

Dazu wird einerseits die Hardware-Implementierung gemäß Abbildung 4.17 als auch die Software-Implementierung am Mikroprozessor untersucht. Die Sollvorspannung $U_{\text{vor,soll}}$ wird dabei, je nach untersuchter Komponente, entweder extern über MATLAB, oder über den Spannungsregler, implementiert am Mikroprozessor, vorgegeben. In Abbildung 4.21 ist als Blockschaltbild dargestellt, an welchen Software- bzw. Hardwarepunkten Zeitmessungen durchgeführt werden. Für die softwareseitige Analyse werden jeweils zu Beginn einer Funktion ein Pin des Mikroprozessors auf HIGH und nach Abschluss des entsprechenden Codeabschnitts wieder auf LOW gesetzt. Die Zeit dazwischen wird gemessen. Als wesentliche Programmcodekomponenten werden die Spannungsmessung **ADC**, die Auswertung dieser Messung und Berechnung der Stellgröße **Spannungsregler** und die Übertragung der Stellgröße an den Vorspannungschip über SPI **UART** untersucht. Hardwareseitig wird die Ausgangsspannung an drei Punkten direkt auf der Platine gemessen. Diese sind in Abbildung 4.17 mit **CS-** (direkt am Ausgang des Vorspannungschips), **VHV** (am Ausgang des ersten Ausgangsfilters) und **HV_OUT_LOW** (am Ausgang des Spannungsteilers) bezeichnet. Als Grenzwert, dass am jeweiligen Messpunkt die

Spannungsänderung beginnt, wird 2.5% des Endwertes festgelegt. Die Messergebnisse sind jeweils in den oberen Teilen der Tabelle 4.10 und Abbildung 4.23 dargestellt.

Es zeigt sich, dass die SPI-Kommunikation **UART** für gut 88% der Totzeit verantwortlich ist. Da sich in diesem Bereich das größte Optimierungspotential vermuten lässt, wird dieser auch als erstes untersucht.

An mehreren Stellen im Code sind Wartezeiten vorgesehen. Diese werden mit dem Befehl `_delay_us(DURATION_DELAY_US)` aufgerufen. Die Wartezeit $T_{\text{SPI, delay}}$ wird durch die Konstante `DURATION_DELAY_US` angegeben. Vor der Optimierung ist diese auf 1 ms gesetzt, was aufgrund des mehrfachen Aufrufs (Zeilen 18, 20 und 24 in Listing A.1) zu einer rechnerischen Wartezeit von insgesamt 17 ms führt. Als Optimierungsmaßnahme wird $T_{\text{SPI, delay}}$ soweit reduziert, bis keine Verbesserung der Dauer der Funktion mehr auftritt. Gleichzeitig muss auch eine verlässliche Datenübertragung sichergestellt sein. In Abbildung 4.22 ist die Dauer der Funktion `bytesenden`, also der SPI-Kommunikation bei variiertem Wartezeit $T_{\text{SPI, delay}}$ gezeigt. Als Optimum ergibt sich ein Wert von 3 μs , der die Dauer der SPI-Übertragung auf 1.3 ms reduziert und für alle weiteren Betrachtungen verwendet wird.

Durch weitere Codeoptimierungen wurde die Laufzeit von 604 μs auf 244 μs reduziert.

Wiederholung der beschriebenen Messungen zeigt, dass durch diese Optimierungsmaßnahmen die Totzeit von ursprünglich $T_t = 16.8 \text{ ms}$ um gut 80% auf $T_{t, \text{opt}} = 3.004 \text{ ms}$ reduziert werden. Die entsprechenden Ergebnisse sind in Tabelle 4.10 und Abbildung 4.23 jeweils im unteren Teil gezeigt. Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion aus Gleichung (4.24) der Vorspannungsquelle zu

$$G(s)_{\text{vor, opt}} = \frac{1.118}{0.00209s^2 + 0.0959s + 1} e^{-s3e-3}. \quad (4.25)$$

Im Folgenden wird die Bezeichnung $G(s)_{\text{vor}}$ ohne das Subskript *opt* verwendet.

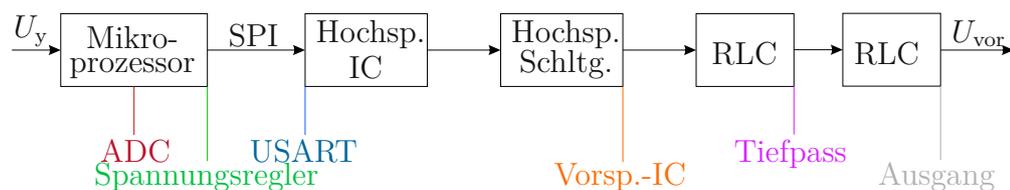


Abbildung 4.21: Darstellung der einzelnen Komponenten, aus denen sich die Totzeit der Vorspannungsquelle zusammensetzt.

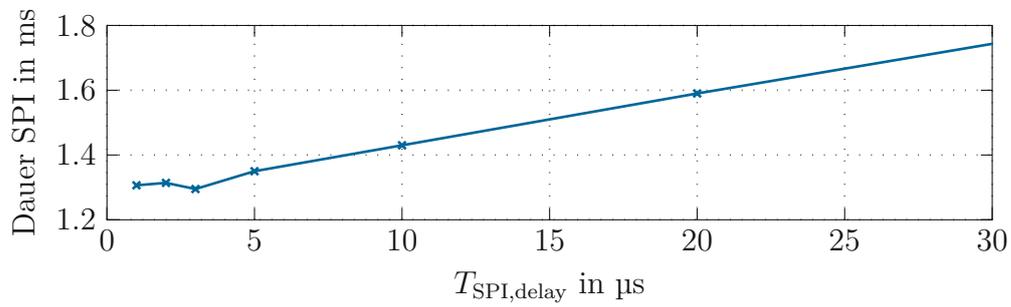


Abbildung 4.22: Dauer der SPI-Kommunikation in Abhängigkeit von der Dauer der Wartezeit $T_{\text{SPI, delay}}$. Das Minimum liegt bei 3 μs .

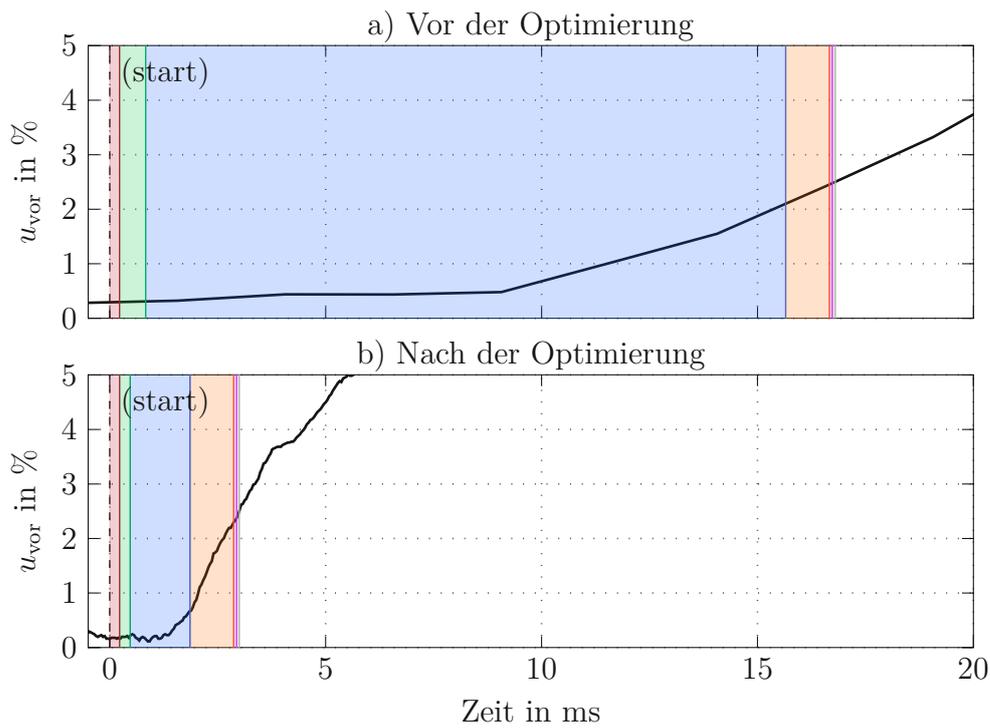


Abbildung 4.23: Auflistung der einzelnen Komponenten der Totzeit der Hochspannungsquelle vor und nach der Optimierung.

Tabelle 4.10: Anteile der einzelnen Komponenten an der Totzeit der Vorspannung vor und nach der Optimierung.

Bezeichnung	Totzeit		Anteil
	absolut μs	akkumuliert μs	
-	μs	μs	%
Vor der Optimierung			
ADC	226.5	226.5	1.35
Spannungsregler	604.5	831	3.60
UART	14 821	15 652	88.23
Vorsp.-IC	1012	16 664	6.02
Tiefpass	68	16 732	0.40
Ausgang	68	16 800	0.40
Nach der Optimierung			
ADC	229.36	229.36	7.64
Spannungsregler	244.26	473.62	8.13
UART	1382.6	1856.2	46.03
Vorsp.-IC	1011.8	2868	33.68
Tiefpass	68	2936	2.26
Ausgang	68	3004	2.26

4.5.4 Ausgangsspannungsregelung

Zum Entwurf des Ausgangsspannungsreglers wird, wie in Abbildung 4.24 dargestellt, die Regelstrecke als Reihenschaltung der Übertragungsfunktionen von Vorspannungsquelle, APD und OPV-Kaskade gemäß den Gleichungen (4.19), (4.22) und (4.25) dargestellt. Die resultierende Regelstrecke ergibt sich damit zu

$$G(s)_{\text{vor,Strecke}} = G(s)_{\text{vor}} K_{\text{APD}}(\theta, U_{\text{vor}}) G(s)_{\text{OPV}} \quad (4.26)$$

Auf Basis dieser Regelstrecke wird ein PID-Regler in der Form

$$C_{\text{vor}} = K_{\text{P,vor}} + K_{\text{I,vor}} \frac{1}{s} + K_{\text{D,vor}} s \quad (4.27)$$

für eine Durchtrittsfrequenz von 5 Hz entworfen. Das Gesamtsystem gemäß Abbildung 4.24 wird in MATLAB/SIMULINK mit den in Tabelle 4.11 angegebenen Parametern aufgebaut, simuliert und feinabgestimmt.

Am Mikroprozessor wird der Regler ähnlich zu dem Temperaturregler in Abbildung 4.5, jedoch ohne Medianfilter und mit entsprechend anderer Stellgrößenbeschränkung, nämlich $90 \text{ V} \leq U_{\text{vor}} \leq 160 \text{ V}$, implementiert. Die Abtastfrequenz wird zu 100 Hz gewählt.

Tabelle 4.11: Parameter des Ausgangsspannungsreglers gemäß Gleichung (4.27).

Parameter	Wert
$K_{\text{P,vor}}$	5.71
$K_{\text{I,vor}}$	2.8×10^3
$K_{\text{D,vor}}$	0.286

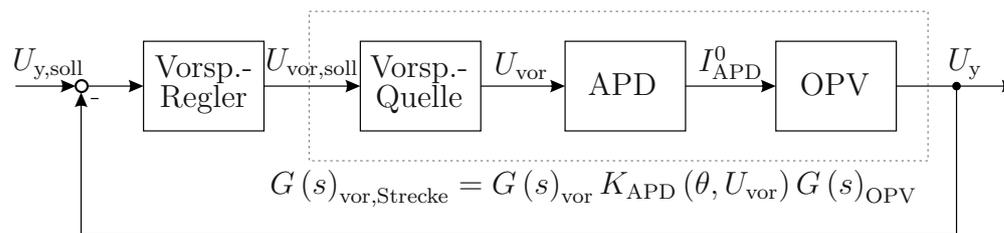


Abbildung 4.24: Regelkreis des Ausgangsspannungsreglers.

Um die Verbesserung des Systemverhaltens durch die Ausgangsspannungsregelung zu visualisieren, wird ein Vergleich zwischen dem Verhalten mit und ohne Regler

untersucht. Dazu wird die LED mit einer sinusförmigen Spannung mit einer Amplitude von 300 mVpp, einem Gleichspannungsoffset in der Höhe von 2.43 V und einer Frequenz von 300 mHz, also

$$U_{\text{LED}} = 2.43 \text{ V} + 300 \text{ mVpp} \cdot \sin(2\pi \cdot 300 \text{ mHz}) \quad (4.28)$$

angesteuert, wodurch sich eine sinusförmige Lichtintensität auf der APD einstellt. Diese ist in Abbildung 4.25a in schwarz gezeigt. Der Sollwert der Ausgangsspannung der 3. OPV-Stufe wird als $U_{y,\text{soll}} = 2.5 \text{ V}$ vorgegeben.

Ohne Regler zeigt sich, in orange dargestellt, dass die Vorspannung U_{vor} ohne Änderung auf dem fix eingestellten Wert verbleibt. Dementsprechend folgt die Ausgangsspannung U_y dem sinusförmigen Verlauf (Abbildung 4.25b), wodurch sich ein relativer Fehler im Bereich von $\pm 20\%$ einstellt (Abbildung 4.25c).

Wird hingegen der Regler aktiviert, so zeigt sich deutlich an den blauen Kurven, dass die Vorspannung entgegengesetzt zum Eingangssignal variiert wird. Steigt die Lichtintensität an, wird die Vorspannung reduziert. Damit kann die Ausgangsspannung bis auf maximal 0.25 V genau auf dem Sollwert gehalten werden, was den maximalen Fehler um die Hälfte auf $\pm 10\%$ reduziert. Damit ist grundsätzlich gezeigt, dass mithilfe einer Ausgangsspannungsregelung die Ausgangsspannung innerhalb gewisser Grenzen auf einem Sollwert gehalten werden kann.

Um das Verhalten des Reglers bei unterschiedlichen Störamplituden und -frequenzen zu verifizieren, wird die eben beschriebene Messung mit Amplituden (100, 200 und 300) mVpp und mit den Frequenzen 100 mHz bis 1000 mHz wiederholt. Anschließend wird der RMS-Wert des relativen Fehlers gemäß Gleichung (3.3) berechnet. Diese Ergebnisse werden dem Fehler ohne Regler gegenübergestellt. Die Verbesserung ist das Maß für die Güte des Reglers, wobei ein Faktor 5 als Grenze für den Betrieb des Detektors festgelegt wird. Dies ist in Abbildung 4.26 dargestellt. Bei größeren Störungsamplituden kommt es zu Verbesserungen um einen Faktor von 5 bis 10, wohingegen bei kleinen Amplituden die Verbesserung unterhalb des Zielwertes bleibt. Um dieses Verhalten noch zu verbessern wird der Regler in Abschnitt 5.5.3 feinjustiert und auf die geänderten Anforderungen der Q-APD angepasst.

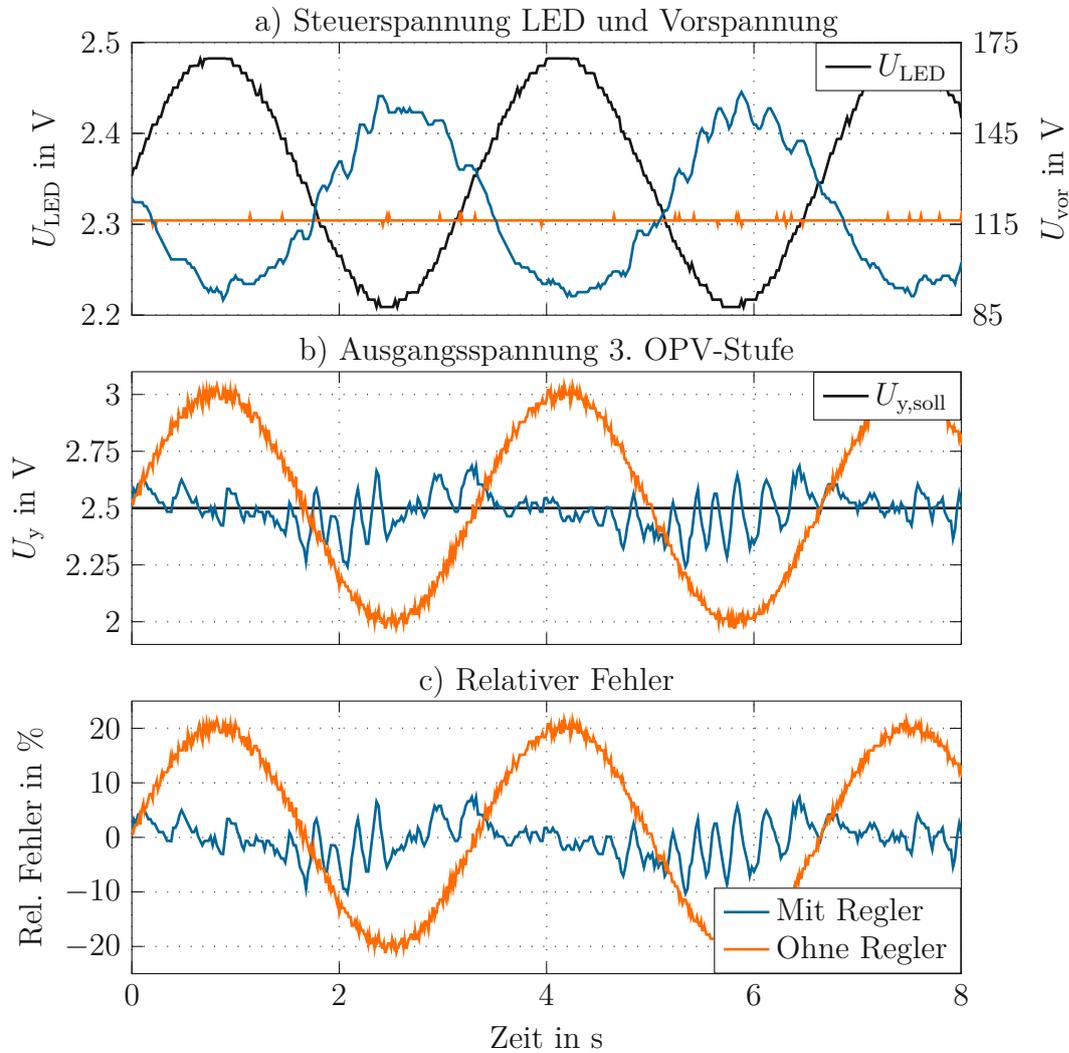


Abbildung 4.25: Vergleich Ausgangsspannung der 3. OPV-Stufe U_y mit und ohne Ausgangsspannungsregler bei variabler Intensität mit einer eingebrachten Störung $U_{LED} = 2.43 \text{ V} + 300 \text{ mVpp} \cdot \sin(2\pi \cdot 300 \text{ mHz})$.

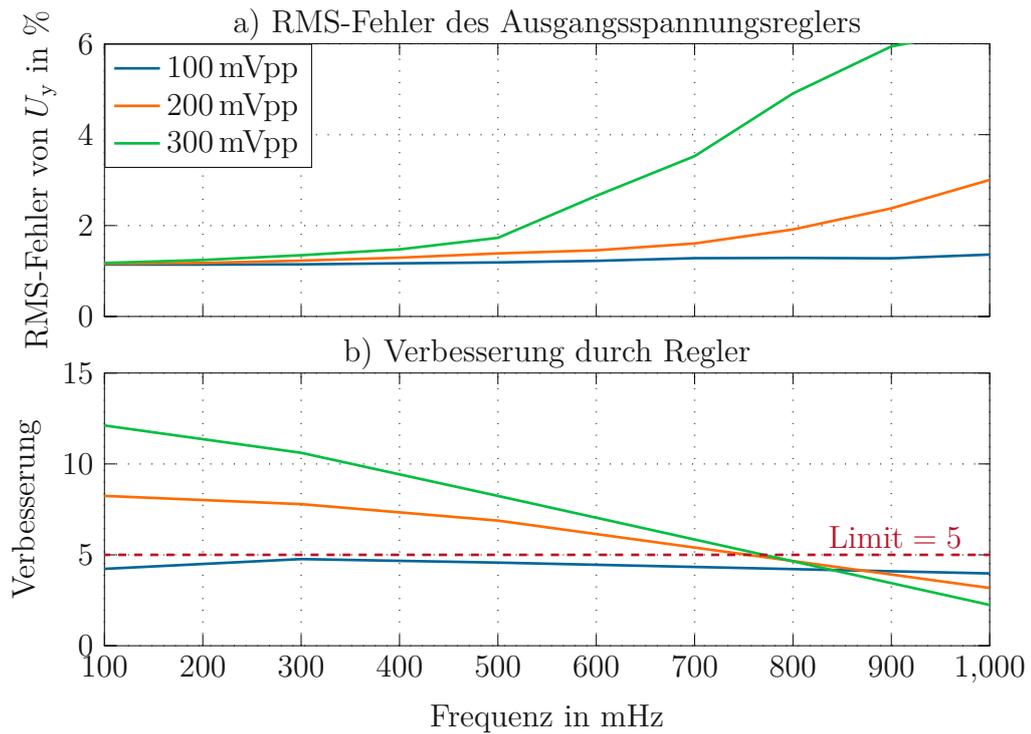


Abbildung 4.26: Relativer RMS-Fehler der Ausgangsspannung durch den Ausgangsspannungsregler abhängig von Frequenz und Amplitude der Eingangsspannung für $U_{y,soll} = 2.5\text{ V}$ sowie die Verbesserung gegenüber dem Verhalten ohne Regler.

4.6 Abschließende Bemerkungen

Zusammenfassend kann nach diesem Kapitel gesagt werden, dass das in Kapitel 3 vorgestellte Detektorkonzept grundsätzlich umsetzbar ist.

Es wird gezeigt, dass, mit einem PWM-gesteuerten Peltierelement, eine Temperaturregelung implementiert werden kann, die mit einer Regelbandbreite von 0.1 Hz die Temperatur mit einer Regelgenauigkeit von 1.5 °C konstant hält. Im Rahmen der Anpassungen auf der Q-APD-Platine sollen diese Eigenschaften noch weiter verbessert werden.

Mit den implementierten OPV-Stufen kann der von der APD erzeugte Photostrom im Bereich von einigen 10 nA auf ein Spannungsniveau im Bereich von einigen V gehoben werden, welches durch typische Echtzeitsysteme gut verarbeitet werden kann. Dabei ist eine Bandbreite von 80 kHz erreichbar.

Darauf aufbauend wird eine Ausgangsspannungsnachführung derart implementiert, sodass der RMS-Fehler, verursacht durch Intensitätsschwankungen, gegenüber dem Betrieb ohne Regler bis zu einer Frequenz von 700 mHz um den Faktor 5 verbessert werden kann.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Implementierung mit Q-APD

In diesem Abschnitt werden die einzelnen Komponenten auf Basis der Dimensionierung und Auslegung aus Kapitel 4 für die Anforderungen an den Betrieb mit einer Q-APD angepasst.

5.1 Allgemeine Komponenten

In diesem Kapitel werden die einzelnen Komponenten, die sich auf der Q-APD-Platine befinden vorgestellt. Dazu ist in Abbildung 5.1 ein Foto der bestückten Platine gezeigt. Im Zentrum findet sich die Q-APD (grün) (auf dem Foto noch nicht bestückt) mit der 1. OPV-Stufe sowie Temperatursensor. Details dazu sind in Abschnitt 5.4.1 beschrieben. Rund um den Nahebereich sind die Montagelöcher (rot) für die Abdeckung angeordnet. In der linken oberen Ecke (blau) sind die Anschlussklemmen für die Versorgungsspannung von $\pm 24\text{ V}$ und GND sowie die Spannungsregler um die erforderlichen Spannungsniveaus aus Tabelle 4.1 zu erzeugen. Links unten befindet sich der Schaltungsteil für die Vorspannungsquelle (hellrot). Dieser wird über die beiden Versorgungsleitungen links über ein externes Netzteil versorgt. Zentral darüber finden sich die gesondert herausgeführten ADC-Eingänge. Auf der rechten Seite sind übereinander die 2. (rosa) und 3. OPV-Stufe (grau) angeordnet. Zusätzlich finden sich an den Seiten der Platine die Ausgangsbuchsen der Messsignale in Form von SMA- bzw. BNC-Buchsen (gelb).

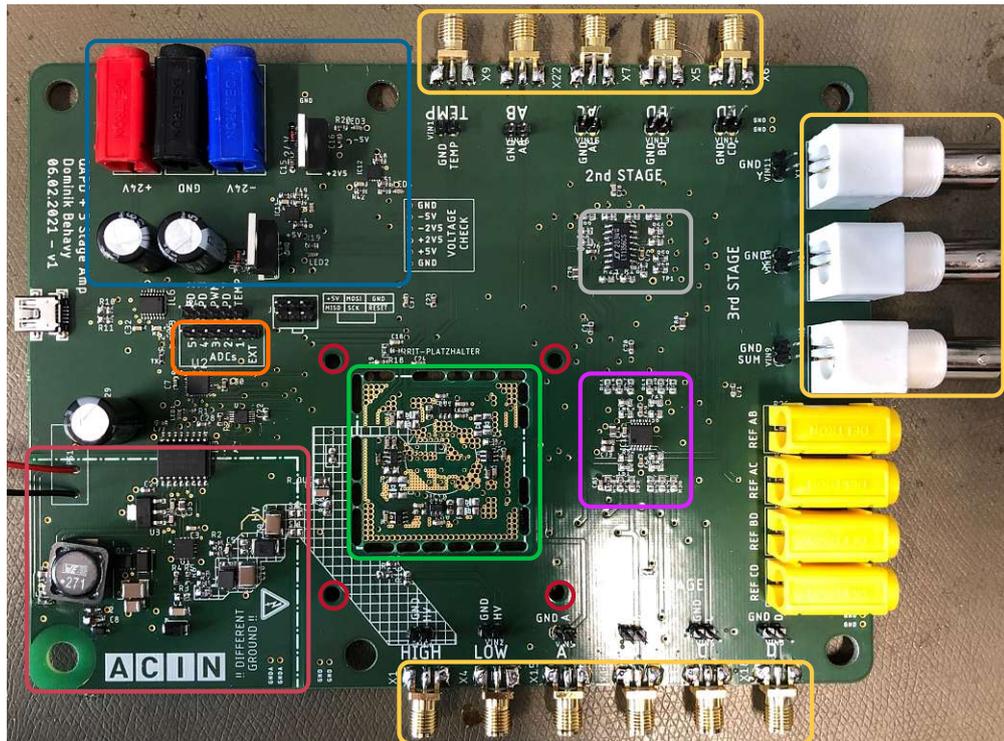


Abbildung 5.1: Q-APD-Platine mit den herausgeführten ADC-Pins (orange), den Signalausgängen (gelb), den Montagelöchern für die Abdeckung (rot), den beiden OPV-Stufen 2 (rosa) und 3 (grau) sowie der Vorspannungsquelle (hellrot), dem Bereich um die Q-APD (grün) und die Spannungsversorgung (blau).

5.2 Kühlung

Im Rahmen der Implementierung der Temperaturregelung auf der Q-APD-Platine und der damit einhergehenden Verschiebung des Arbeitspunktes werden einige Anpassungen im Vergleich zur APD-Platine in Abschnitt 4.2 durchgeführt. Ursachen für die Arbeitspunktverschiebung sind unter anderem das geänderte Layout und vor allem die höhere Anzahl der OPVs im Nahbereich der Q-APD. Diese höhere Anzahl an Bauteilen führt zu einer höheren abzuführenden Wärmemenge.

5.2.1 Anpassung des Regelkonzeptes

Um den Regler an die geänderten Anforderungen anzupassen und gleichzeitig das Regelverhalten zu verbessern wird das Regelkonzept an mehreren Stellen adaptiert. Die überarbeitete Implementierung des Temperaturreglers ist in Abbildung 5.2 gezeigt.

5.2.1.1 Regelbandbreite

Der in Abschnitt 4.2.2 entworfene Regler schwingt relativ stark um den Sollwert. Die Ursache dafür ist eine für das System zu hohe Reglerentwurfsbandbreite. Darum wird als erste wesentliche Änderung diese auf 0.01 Hz reduziert. Die sich damit ergebenden geänderten Regelparameter (vgl. Tabelle 4.4) sind in Tabelle 5.1 angeführt.

Tabelle 5.1: Parameter des Temperaturreglers für die Q-APD-Platine.

Parameter	Wert
$K_{P,Temp}$	-4.34
$K_{I,Temp}$	-0.296

5.2.1.2 Vorsteuerung

Zusätzlich wird auf Basis des identifizierten dynamischen Verhaltens des Peltierelements gemäß Gleichung (4.3) durch Invertierung eine Vorsteuerung (engl. *feedforward*)

$$D_{FF} = \Delta\theta_{FF} \frac{1}{K_{therm}} = \Delta\theta_{FF} \frac{1}{-0.525 \text{ } ^\circ\text{C}} = -1.9 \frac{\%}{^\circ\text{C}} \Delta\theta_{FF} \quad (5.1)$$

mit der Temperaturdifferenz $\Delta\theta_{FF}$ zwischen Solltemperatur θ_{soll} Umgebungstemperatur θ_{umg}

$$\Delta\theta_{FF} = \theta_{soll} - \theta_{umg} \quad (5.2)$$

implementiert. Die entsprechende Anpassung des Regelkreises im Vergleich zu Abbildung 4.2 ist in Abbildung 5.3 gezeigt. Die Umgebungstemperatur wird konstant auf $\theta_{umg} = 30 \text{ } ^\circ\text{C}$ festgelegt. Der aufgeschaltete Duty Cycle D ergibt sich mit der Stellgröße des Reglers D_{FB} zu

$$D = D_{FF} + D_{FB} . \quad (5.3)$$

5.2.1.3 Filterung des Messsignals

Um verbleibende Schwankungen in der Temperatur θ_{mess} zu unterdrücken, wird als Eingangsgröße des Temperaturreglers nicht der aktuelle Temperaturfehler, sondern ein gewichteter gleitender Mittelwert $\bar{\theta}_{error}^l$ über die letzten $m = 5$ Messungen

aufgeschaltet. Dieser berechnet sich aus dem gleitenden Mittelwert der Temperaturmessung gemäß

$$\bar{\theta}_{\text{mess}}^l = \frac{\bar{\theta}_{\text{mess}}^{l-1}}{m} g^{l-1} + \theta_{\text{mess}} g^l \quad (5.4)$$

zu

$$\bar{\theta}_{\text{error}}^l = \theta_{\text{soll}} - \bar{\theta}_{\text{mess}}^l \quad (5.5)$$

Das Superskript l bzw. $l - 1$ gibt damit den aktuellen bzw. den vorhergehenden Abtastschritt an. Die beiden Gewichtungen betragen $g^{l-1} = 0.9$ und $g^l = 0.1$, wodurch der vorhergehende Mittelwert deutlich stärker als der aktuelle Messwert Berücksichtigung findet. Weiters wird der jeweils älteste Messwert wieder aus der Mittelwertberechnung entfernt.

5.2.1.4 Auflösungserhöhung durch Überabtastung

Durch die Charakteristik des 10-Bit ADCs des verwendeten Mikroprozessors *ATmega328P* ergibt sich mit einer ADC-Referenzspannung von 5 V eine Auflösung von

$$\Delta U_{\text{mess}} = \frac{5 \text{ V}}{2^{10}} = 4.9 \text{ mV} \quad (5.6)$$

die mit der Charakteristik [53] des Temperatursensors der Type *TMP36* von *Analog Devices* (Analog Devices, Inc., Wilmington, MA, USA)

$$\theta_{\text{mess}} = \frac{U_{\text{mess}} - 0.5 \text{ V}}{10 \text{ mV}/^\circ\text{C}} \quad (5.7)$$

zu einer Temporaufauflösung von

$$\Delta\theta_{\text{mess}} = \frac{U_{\text{mess}} + \Delta U_{\text{mess}} - 0.5 \text{ V}}{10 \text{ mV}/^\circ\text{C}} - \frac{U_{\text{mess}} - 0.5 \text{ V}}{10 \text{ mV}/^\circ\text{C}} = \frac{\Delta U_{\text{mess}}}{10 \text{ mV}/^\circ\text{C}} = 0.5 \text{ }^\circ\text{C} \quad (5.8)$$

führt. Um die Auflösung zu verbessern, wird die Messfrequenz auf 100 Hz erhöht, während die Frequenz, mit der der Temperaturregler ausgeführt wird auf 10 Hz belassen wird. Durch eine Überabtastung um den Faktor 10 ist bei unkorreliertem Rauschen eine Erhöhung der Auflösung um den Faktor $\sqrt{10} = 3.16$ zu erwarten. In Abbildung 5.4 ist ein Vergleich gezeigt, aus dem erkennbar ist, dass die Abweichung mit Überabtastung, diese beträgt $0.22 \text{ }^\circ\text{C}$, gegenüber der Abweichung ohne Überabtastung in der Höhe von $0.49 \text{ }^\circ\text{C}$, also um den Faktor 2.22, reduziert ist. Die Abweichung zwischen der optimalen Verbesserung und der tatsächlichen ist darauf zurückzuführen, dass über den langen Messzeitraum von 250 s auch zusätzliche Effekte, wie etwa die Erhöhung der Raumtemperatur, zu berücksichtigen sind.

5.2.1.5 Analyse PWM-Frequenz und Medianfilterung

Im folgenden Abschnitt werden vier verschiedene Implementierungen des Temperaturreglers verglichen. Die Unterscheidung besteht darin, dass zwei verschiedene PWM-Frequenzen f_{PWM} , nämlich 30 Hz (**blau**) und 3906 Hz (**rot**), verwendet werden. Zusätzlich wird untersucht, wie sich ein Medianfilter, mit der Fenstergröße 9, bei $f_{\text{PWM}} = 30$ Hz auswirkt. In den Abbildungen 5.6 und 5.7 werden die Zeitverläufe der unterschiedlichen Regler verglichen. Zusätzlich sind die einzelnen Komponenten, aus denen sich der Duty Cycle D zusammensetzt, gezeigt. Dies sind gemäß Gleichung (5.3) einerseits der konstante Anteil der Vorsteuerung D_{FF} und andererseits der variable Anteil des Reglers D_{FB} .

In das eingeschwungene System wird nach etwa 20 s eine Störung durch eine Wärmequelle in Form einer Halogenleuchtstofflampe im Abstand von 90 mm eingebracht (siehe Messaufbau in Abbildung 5.5).

Betrachtet man Abbildung 5.6, so zeigt sich einerseits, dass die Variante ohne Medianfilter (**grün**) zwar schneller auf die Störung reagiert, allerdings auch zu einer bleibenden Schwingung um den Sollwert führt. Mit Medianfilter kommt es nach Abklingen der transienten Vorgänge zu keinen Schwingungen. Ein ähnliches Verhalten zeigt sich in Abbildung 5.7 für eine Solltemperatur von $\theta_{\text{soll}} = 10$ °C. Als Entscheidungsgrundlage für die Auswahl des Reglers soll die Schwingung rund um den Sollwert herangezogen werden, wenn keine Störung auftritt. Dies ist deshalb zulässig, da in der Anwendung nur von langsamen Temperaturänderungen in der Größenordnung von wenigen °C innerhalb einiger Minuten ausgegangen wird.

Um diese Temperaturschwankungen erfassen und vergleichen zu können, wird die Temperatur θ_{mess} über einen Zeitraum von 5 min bei als konstant angenommener Umgebungstemperatur θ_{umg} gemessen. Aus diesen Messwerten werden Mittelwert und Standardabweichung der Temperatur berechnet. Mithilfe dieser Werte können die normalverteilten Glockenkurven gezeichnet werden, die in Abbildung 5.8 gezeigt sind. Aus Tabelle 5.2 können die zugehörigen Parameter abgelesen werden.

Positiv sticht die **blaue**, mit durchgezogener Linie gezeichnete Kurve, die das Verhalten des Reglers mit $f_{\text{PWM}} = 30$ Hz und aktiven Medianfilter für $\theta_{\text{soll}} = 10$ °C beschreibt, hervor. Die breiteste, und damit ungeeignetste Kurve zeigt der Regler mit $f_{\text{PWM}} = 3906$ Hz, ohne Medianfilter für $\theta_{\text{soll}} = 10$ °C (**orange**). Durch entsprechende Addition der Temperaturverläufe für unterschiedliche Solltemperaturen ergibt sich Abbildung 5.9 mit Tabelle 5.3. Hier zeigt ebenfalls der Regler mit $f_{\text{PWM}} = 30$ Hz (**blau**) mit Medianfilter das beste Verhalten.

In den Abbildungen 5.8 und 5.9 zeigt sich, dass der Mittelwert der Glockenkurven leicht negativ ist. Dies rührt daher, dass in der Vorsteuerung die Umgebungstemperatur θ_{umg} zur Berechnung der Stellgröße D_{FF} herangezogen wird. Diese ist einerseits unbekannt und andererseits variabel. Da diese auf 30 °C festgelegt ist, und die Temperatur zum Zeitpunkt der Messungen geringer war, kommt es zu einer Über-

kompensation durch die Vorsteuerung. Der Regler wirkt dieser Überkompensation zwar entgegen, gleichzeitig verbleibt aber dennoch die Tendenz zu einer negativen Abweichung. Durch eine messtechnische Erfassung der Umgebungstemperatur könnte dies weiter verbessert werden (siehe mehr dazu in Abschnitt 6.2).

Designentscheidung

Auf Basis der aufgenommenen Zeitverläufe (Abbildungen 5.6 und 5.7) und der daraus resultierenden Normalverteilungskurven (Abbildungen 5.8 und 5.9) wird für alle weiteren Betrachtungen der Temperaturregler mit den in Tabelle 5.1 festgelegten Regelparametern, sowie der Berechnung des Duty Cycles gemäß Gleichung (5.3) herangezogen. Als Eingangsgröße für den Regler wird der gleitende Mittelwert $\bar{\theta}_{\text{error}}^l$ der gemessenen Temperatur θ_{mess} gemäß Gleichung (5.4) festgelegt.

Tabelle 5.2: Vergleich der Normalverteilungsparameter der Temperaturregler aus Abbildung 5.8.

θ_{soll} °C	f_{PWM} Hz	Medianf. -	Mittelwert °C	Standardabw. °C
10	30	ja	-0.0213	0.133
0	30	ja	-0.0579	0.246
10	30	nein	-0.0536	0.259
0	30	nein	0.0324	0.234
10	3906	ja	0.00461	0.257
0	3906	ja	0.00632	0.267
10	3906	nein	-0.0145	0.400
0	3906	nein	-0.0647	0.313

Tabelle 5.3: Vergleich der Normalverteilungsparameter der Temperaturregler mit Summe aus verschiedenen Solltemperaturen aus Abbildung 5.9.

f_{PWM} Hz	Medianf. -	Mittelwert °C	Standardabw. °C
30	ja	-0.0396	0.198
30	nein	-0.0106	0.250
3906	ja	0.00546	0.260
3906	nein	-0.0396	0.359

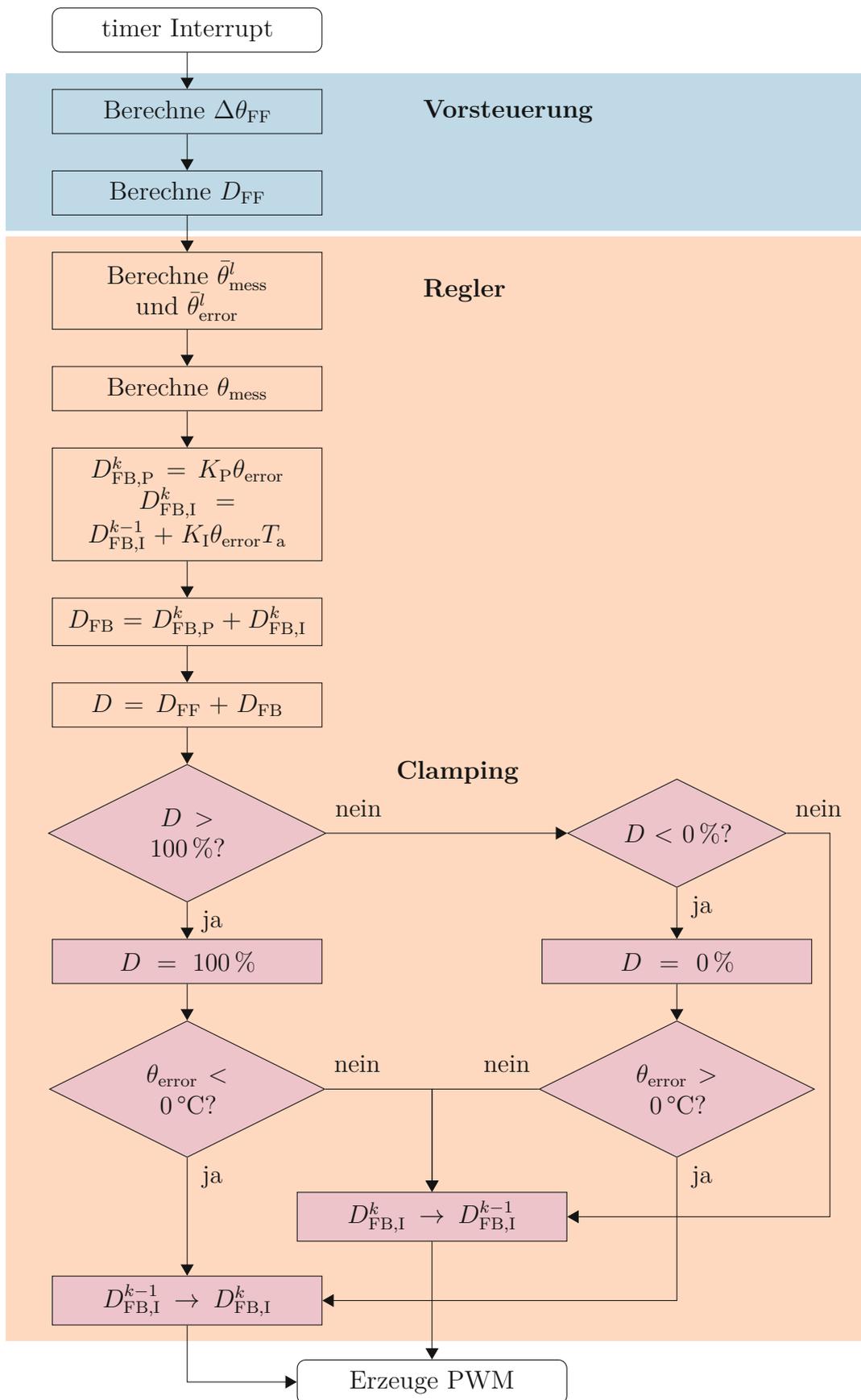


Abbildung 5.2: Flussdiagramm des am Mikroprozessor der Q-APD-Platine implementierten Temperaturreglers.

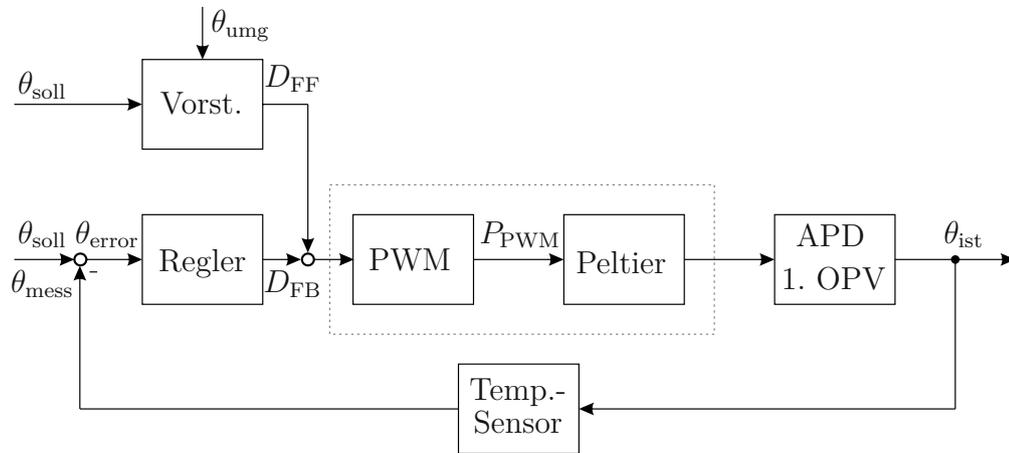


Abbildung 5.3: Adaptierte Regelkreis des Temperaturreglers.

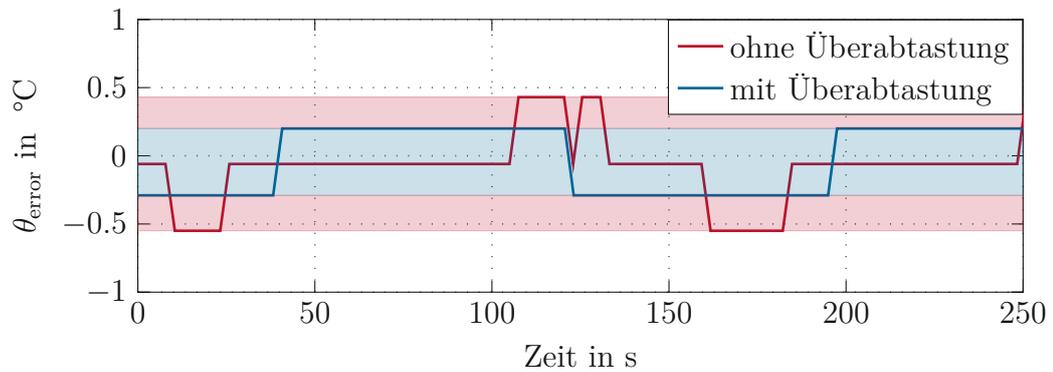


Abbildung 5.4: Vergleich Temperaturfehler des Temperaturreglers mit und ohne Überabtastung.

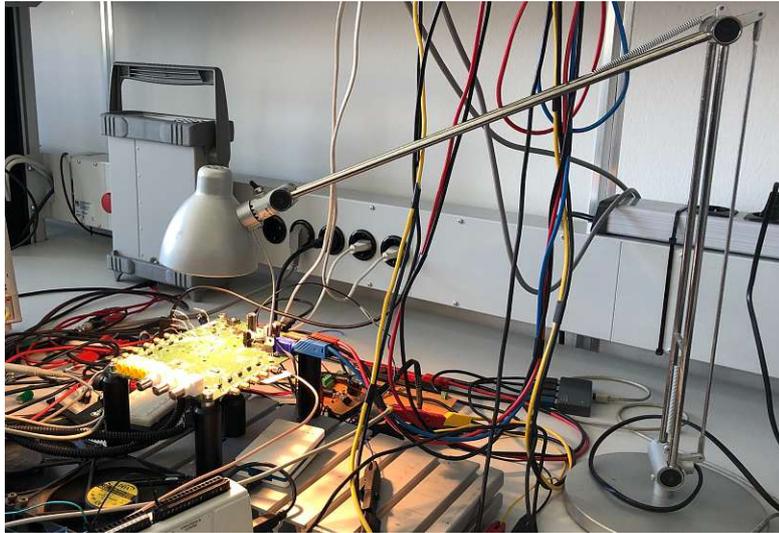


Abbildung 5.5: Messaufbau zur Einbringung einer Wärmestörung mittels Halogenleuchte.

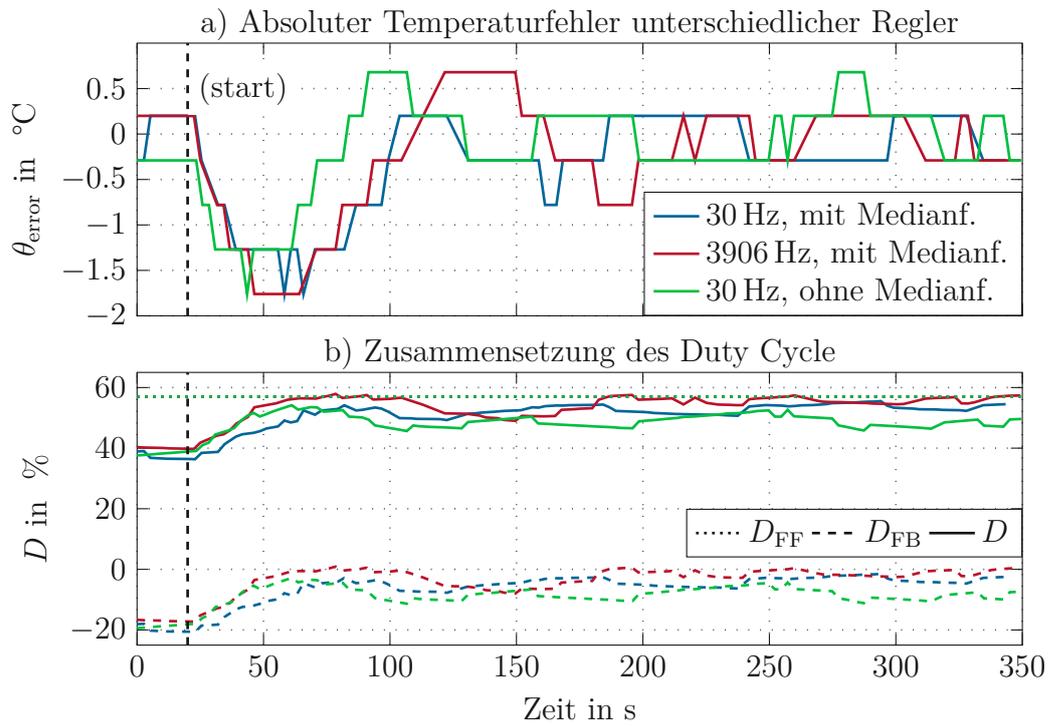


Abbildung 5.6: Vergleich der Temperaturregler für $\theta_{\text{soll}} = 0^\circ\text{C}$.

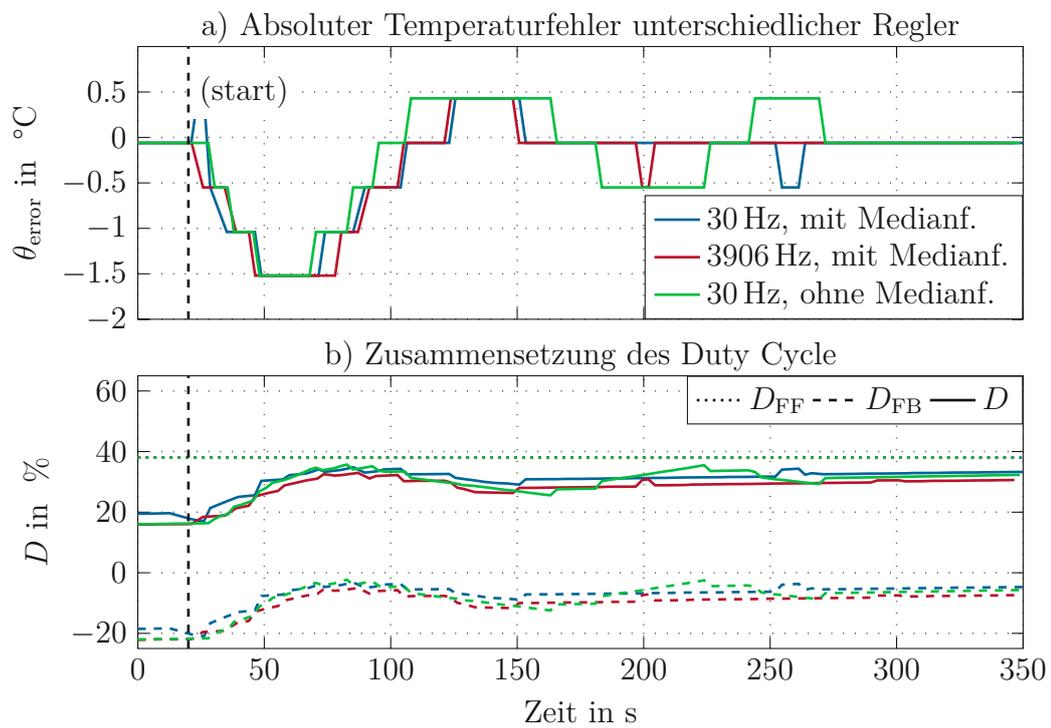


Abbildung 5.7: Vergleich der Temperaturregler für $\theta_{\text{soll}} = 10^{\circ}\text{C}$.

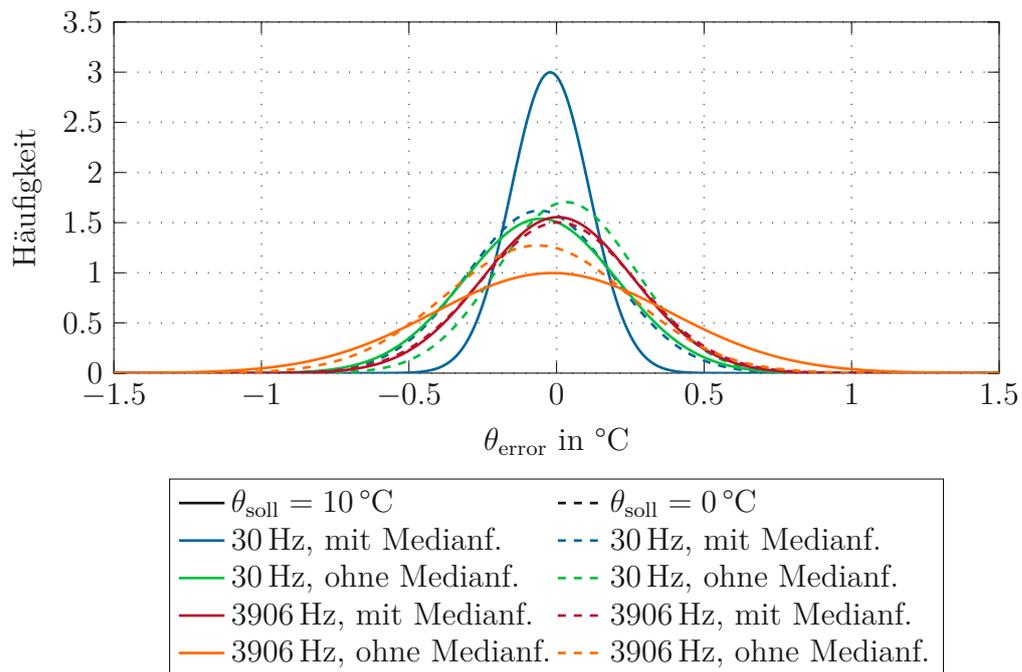


Abbildung 5.8: Vergleich der Normalverteilungen der Temperaturregler mit unterschiedlichen PWM-Frequenzen, Solltemperaturen und mit/ohne Medianfilter.

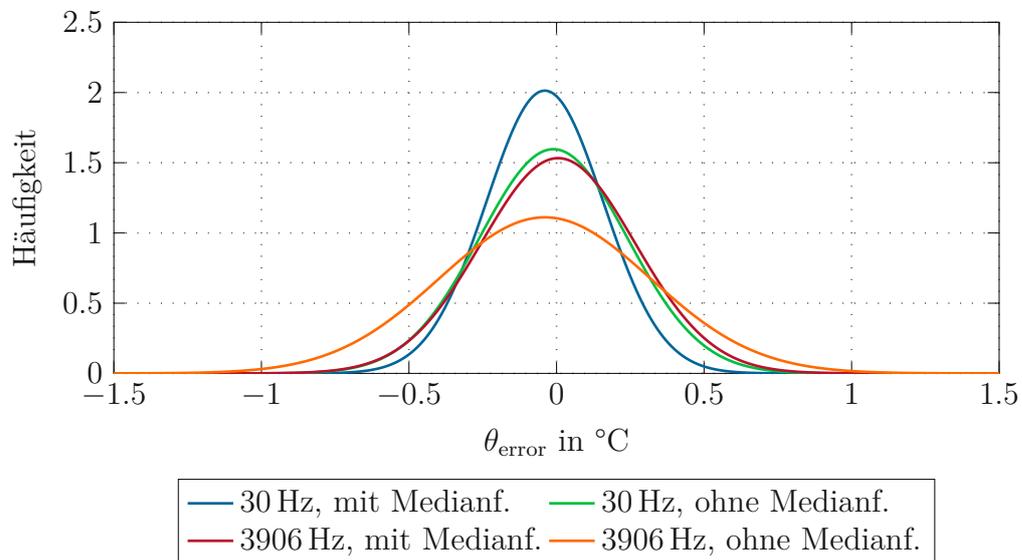


Abbildung 5.9: Vergleich der Normalverteilungen der Temperaturregler mit unterschiedlichen PWM-Frequenzen und mit/ohne Medianfilter. Das Verhalten für die Solltemperaturen $\theta_{\text{soll}} = 10^{\circ}\text{C}$ und $\theta_{\text{soll}} = 0^{\circ}\text{C}$ ist zusammengefasst.

5.3 Verstärkerstufen

Auf der Q-APD-Platine ist die gesamte OPV-Kaskade entsprechend dem Schema aus Abbildung 3.5 implementiert. Mithilfe der OPVs werden, wie bereits im Konzept in Abschnitt 3.3 diskutiert, nicht nur die niedrigen Photoströme der Q-APD auf ein verarbeitbares Spannungsniveau verstärkt, sondern gleichzeitig auch Summen und Differenzen berechnet. Damit wird einerseits die Summenspannung U_{OPV}^{Σ} gemäß Gleichung (3.9) berechnet. Andererseits werden die positionsabhängigen Spannungen U_x und U_y gemäß Gleichungen (3.7) und (3.8) berechnet, mittels derer eine Aussage über die Position des Photonenstrahls auf der Q-APD getroffen werden kann. Diese beiden Spannungen könnten in der Folge als Eingangssignal für eine Positionsregelung dienen.

5.3.1 Frequenzverhalten (Bode-Diagramm)

Die im Folgenden gezeigten Bode-Diagramme werden, wie schon bei der APD-Platine, mithilfe eines Signalanalysators aufgenommen. Dazu werden anstelle der Q-APD an den Eingängen der vier OPV-Stufen Widerstände mit dem Wert von $1\text{ M}\Omega$ eingelötet (vgl. dazu den blauen Teil von Abbildung 4.6). Zusätzlich wird bei dem Eingang A ein weiterer Widerstand parallel zu dem bereits vorhandenen Widerstand eingesetzt, um eine konstante Offsetspannung überlagern zu können. Damit wird sichergestellt, dass die Eingangsspannung des Summierverstärkers der 3. OPV-Stufe zur Berechnung von U_{OPV}^{Σ} bei den Messungen insgesamt positiv ist, wie es auch mit der Q-APD zu erwarten ist.

5.3.1.1 Messungen mit einem Eingang

Zur Aufnahme der Bode-Diagramme wird jeweils am Eingang A eine sinusförmige Spannung mit der Amplitude von 20 mV mit einem zusätzlichen Gleichspannungsoffset in der Höhe von 40 mV also

$$U_1^A = 40\text{ mV} + 20\text{ mV} \sin(2\pi ft) \quad (5.9)$$

aufgeschaltet, wobei die Frequenz f im Bereich von 100 Hz bis 100 kHz variiert wird. Die Messung wird mehrfach mit den Temperaturen $(-5, 5\text{ und }15)\text{ }^{\circ}\text{C}$ durchgeführt. Wie aus den Ergebnissen aus Abschnitt 4.3.2 zu erwarten war, zeigt sich, dass die Temperaturabhängigkeit der OPV-Kaskade vernachlässigt werden kann. Weiters ist das Verhalten für alle drei Ausgangssignale ident, was symmetrisches Verhalten für die weitere Auswertung der Positionsinformation in x- und y-Richtung bedeutet. Aufgrund der starken Ähnlichkeit zu Abbildung 5.10 wird auf eine gesonderte Darstellung verzichtet.

5.3.1.2 Messung mit zwei Eingängen

Im nächsten Schritt wird das Verhalten der OPV-Kaskade untersucht, wenn mehrere Eingänge beschalten werden. Die Auswahl der Eingänge erfolgt dabei so, dass die Signale positiv addiert werden und außerdem der Eingang A involviert ist, sodass die Offsetspannung aufgeschaltet werden kann. Damit ergibt sich für U_x die Kombination aus den Eingängen A und C, für U_y A und B und für U_{OPV}^Σ A und B, A und C, sowie A und D. Die Eingangsspannungen werden analog zu Gleichung (5.9) mit U_1^B , U_1^C und U_1^D bezeichnet, wobei zu beachten ist, dass nur bei dem Eingang A eine Offsetspannung vorhanden ist. Außerdem wurde die Amplitude der Sinus-spannung auf 10 mV angepasst. Für die Offsetspannung wird 40 mV beibehalten. Die Ergebnisse der Messung des Ausgangs U_y sind in Abbildung 5.10 mit strichierten Linien gezeigt. Der Ausgang U_x liefert aufgrund der identen Schaltung ein ähnliches Bode-Diagramm, auf dessen Darstellung verzichtet wird. Mit durchgezogenen Linien ist das Frequenzverhalten von U_{OPV}^Σ anhand der beispielhaften Kombination A und B dargestellt.

Auch hier kann das gleiche dynamische Verhalten, wie auch schon mit einem Eingang abgelesen werden, womit darauf geschlossen werden kann, dass ein zweiter Eingang keinen Einfluss auf das dynamische Verhalten hat. Anzumerken ist, dass durch die Summenbildung der beiden Eingänge am Signalanalysator eine doppelt so hohe Magnitude angezeigt wird. Dieser Effekt ist in den Abbildungen berücksichtigt und mit einer Division durch 2 korrigiert.

5.3.1.3 Messung mit vier Eingängen

Abschließend wird der Fall untersucht, bei dem auf sämtlichen vier Eingängen ein Signal angelegt wird. In dieser Anwendung macht nur die Analyse von U_{OPV}^Σ Sinn, da sich bei den anderen zwei Ausgängen die Signale genau aufheben (dieser Fall wird im Abschnitt 5.3.1.5 untersucht). Auch hier zeigt sich, nach Korrektur analog zu den Darstellungen mit zwei Eingängen, in Abbildung 5.11 ähnliches Verhalten wie bei den vorigen Bode-Diagrammen.

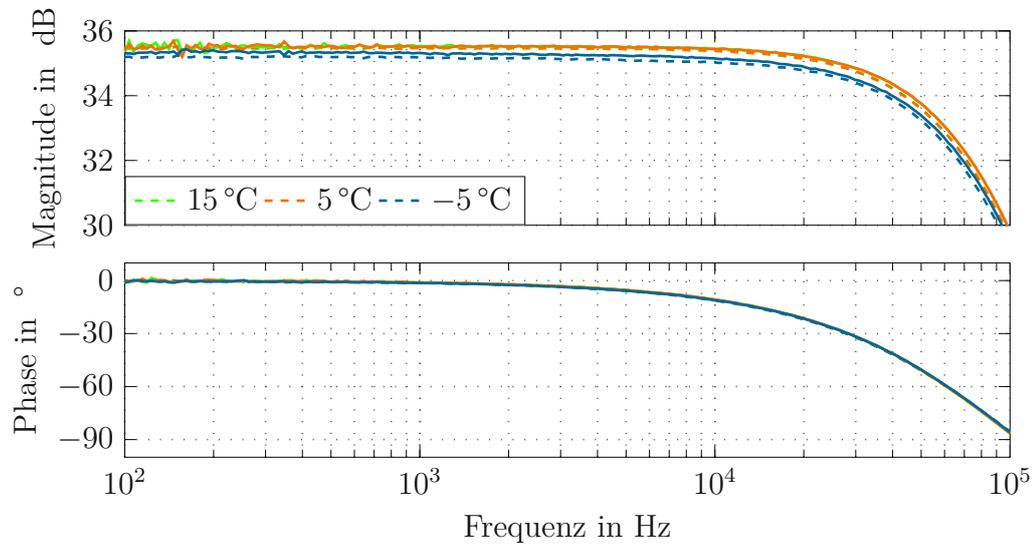


Abbildung 5.10: Gemessenes Bode-Diagramm der gesamten OPV-Kaskade des Ausgangs U_y mit zwei Eingängen U_1^A und U_1^B bei unterschiedlichen Temperaturen (strichlierten Linien). Mit durchgezogenen Linien ist U_{OPV}^Σ mit zwei Eingängen U_1^A und U_1^B dargestellt.

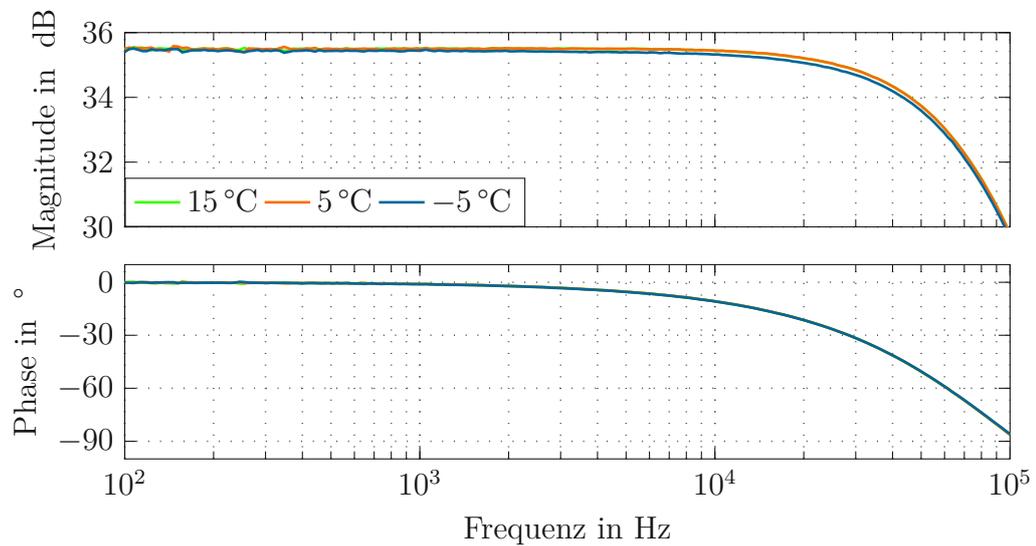


Abbildung 5.11: Gemessenes Bode-Diagramm der gesamten OPV-Kaskade des Ausgangs U_{OPV}^Σ mit vier Eingängen bei unterschiedlichen Temperaturen.

5.3.1.4 Ermittlung der Übertragungsfunktion

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass sich in allen Bode-Diagrammen ein annähernd identisches Verhalten für die drei Ausgänge zeigt. Dieses dynamische Verhalten kann dabei als unabhängig von der Anzahl der beschalteten Eingänge und der Temperatur (vgl. dazu Abschnitt 4.3.1.3) betrachtet werden. Durch Ablesen ergeben sich die Übertragungsfunktionen der OPV-Kaskade mit den in Tabelle 5.4 angegebenen Parametern zu

$$G(s)_{\text{OPV}}^k = \frac{K_{\text{OPV}}^k}{1 + T_{\text{OPV}}^k s}, \quad k \in \{x, y, \Sigma\}, \quad (5.10)$$

womit die Anforderung an die Bandbreite $B_3^k > 50 \text{ kHz}$ erfüllt ist.

Tabelle 5.4: Parameter der Übertragungsfunktionen der OPV-Kaskade für die Q-APD-Platine mit $k \in \{x, y, \Sigma\}$.

Parameter	Wert
K_{OPV}^k	59.6
T_{OPV}^k	$2.3 \times 10^{-6} \text{ s}$
G_{OPV}^k	35.5 dB
B_3^k	69 kHz

5.3.1.5 Unterdrückung sich zu null summierender Eingänge

In diesem Abschnitt wird untersucht, wie sich die OPV-Kaskade verhält, wenn die Eingänge A, B, C, D so beschaltet werden, dass sich die Ausgangsspannungen der 3. Stufe U_x bzw. U_y gemäß Gleichung (3.12) rechnerisch zu 0 summieren. Diese Messung dient als Maß für die Symmetrie und Ähnlichkeit der beiden Positionsausgänge. Dabei wird jeweils an zwei bzw. vier Eingängen ein positives harmonisches Eingangssignal gemäß Gleichung (5.9) angelegt, während die jeweils anderen beiden Eingänge mit GND beschaltet werden. Eine Summierung zu 0 ergibt sich nach Gleichungen (3.7) und (3.8) bei den in Tabelle 5.5 angeführten Konstellationen, wobei die Bezeichnung (+) für die harmonische Eingangsspannung mit einer Amplitude von 10 mVp in einem Frequenzbereich von 100 Hz bis 100 kHz steht.

In Abbildung 5.12 ist die letzte Zeile aus Tabelle 5.5 bei Raumtemperatur dargestellt. Zusätzlich wird der Mittelwert aus 10 Messungen gebildet um Rauschen herauszufiltern. Es zeigt sich, dass bei niedrigen Frequenzen die sich rechnerisch

Tabelle 5.5: Konstellationen, an denen sich U_x bzw. U_y zu 0 ergeben.

A	B	C	D	U_x	U_y
+	+	GND	GND	= 0	$\neq 0$
+	GND	+	GND	$\neq 0$	= 0
+	GND	GND	+	= 0	= 0
GND	+	+	GND	= 0	= 0
GND	+	GND	+	$\neq 0$	= 0
GND	GND	+	+	= 0	$\neq 0$
+	+	+	+	= 0	= 0

auslöschenden Eingangssignale mit etwa -45 dB bis -36 dB unterdrückt werden. Ab 1 kHz reduziert sich die Unterdrückung stetig.

Für die unterschiedlichen Verläufe in x- und y-Richtung konnte im Rahmen dieser Arbeit keine schlüssige Erklärung gefunden werden. Abweichungen durch Bauteiltoleranzen, Layoutunterschiede und unterschiedliche Arbeitspunkte sind denkbar, aber keine vollständige Erklärung der gemessenen Abweichungen.

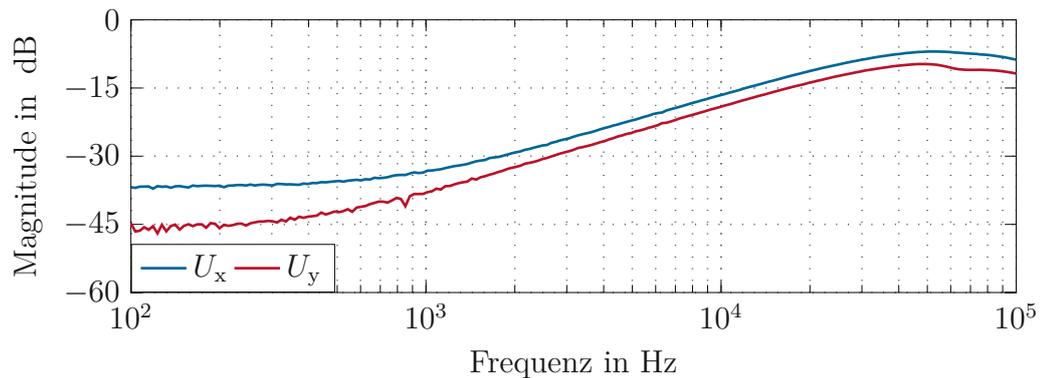


Abbildung 5.12: Gemessenes Bode-Diagramm der gesamten OPV-Kaskade der Ausgänge U_x und U_y . Es sind alle vier Eingänge so beschaltet, dass der Ausgang 0 sein sollte.

5.3.2 Rauschverhalten PSD

Das Rauschverhalten der OPV-Kaskade wird wie schon in Abschnitt 4.3.2.2 anhand des PSD untersucht. Die Vorgehensweise ist die selbe wie auf der APD-Platine. Da bereits festgelegt wurde, dass eine Temperaturabhängigkeit vernachlässigt werden kann, wird die Messung des PSD mit deaktivierten Pumpe, Lüfter und PWM bei

Raumtemperatur durchgeführt. Vergleicht man die Messung auf der Q-APD-Platine in Abbildung 5.13 mit der Messung auf der APD-Platine in Abbildung 4.11 so zeigt sich ein um etwa 20 dB höheres Rauschlevel von etwa -50 dB. Dies resultiert aus der Überlagerung mehrerer Effekte. Einerseits ändert sich der Arbeitspunkt der Linearspannungsregler durch die höhere Anzahl an Bauteilen im Gegensatz zur APD-Platine. Andererseits stehen durch die vier Eingänge der OPV-Kaskaden mehr Punkte zur Verfügung, an denen Rauschen eingebracht werden kann, das in der OPV-Kaskade addiert bzw. subtrahiert wird. Die unterschiedliche Verschaltung führt zu einer starken Ähnlichkeit zwischen der PSD für U_x und U_y und einen Unterschied zu U_{OPV}^{Σ} . Diese Erhöhung der Rauschlevel führt zu einem etwas stärker verrauschten Ausgangssignal, was allerdings kein Problem für die Weiterverarbeitung dieses Signals im Ausgangsspannungsregler darstellt. Bei 68 kHz tritt, ähnlich zu der APD-Platine, eine schmale Spitze auf, die vermutlich auf ein über den hochohmigen Eingang einstreues Schaltungsnetzteil zurückzuführen ist. Bei einer Untersuchung der kumulierten spektralen Leistungsdichte zeigt sich keine wesentliche Auswirkung auf die PSD, da die Spitze sehr schmalbandig ist. Aus diesem Grund wird auf eine weitere Analyse verzichtet.

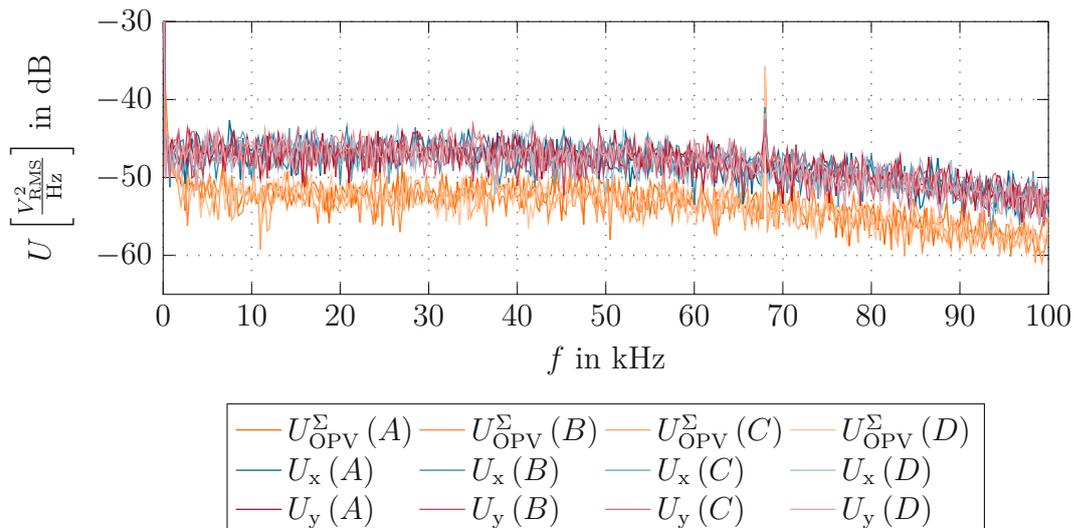


Abbildung 5.13: PSD der drei Ausgänge der gesamten OPV-Kaskade mit deaktivierter Pumpe/Lüfter und deaktivierter PWM.

5.4 Q-APD

Als Q-APD wird eine *QA4000-9 TO* von *First Sensor* (First Sensor AG, Berlin, Deutschland) [41] eingesetzt. Diese verfügt über eine kreisrunde optisch aktive

Fläche mit einem Durchmesser von 4 mm, aufgeteilt in vier Quadranten. Abgesehen davon verfügt sie über ähnliche Eigenschaften wie die APD AD230-9 TO aus Abschnitt 4.4.

5.4.1 Nahbereich der Q-APD

Das Platinenlayout im Nahbereich der Q-APD wird nach den gleichen Gesichtspunkten wie auf der APD-Platine gestaltet. In Abbildung 5.14 ist die Implementierung dieses Bereiches dargestellt. Grundsätzlich gelten die in Abschnitt 4.4.1 diskutierten Überlegungen. Wesentlicher Unterschied ist, dass sich vier OPVs für die vier Quadranten der Q-APD im Nahbereich befinden. Auch eine Schaltung mit dem Zweck des passiven Quenchings nach Abbildung 4.13 ist wieder vorgesehen.

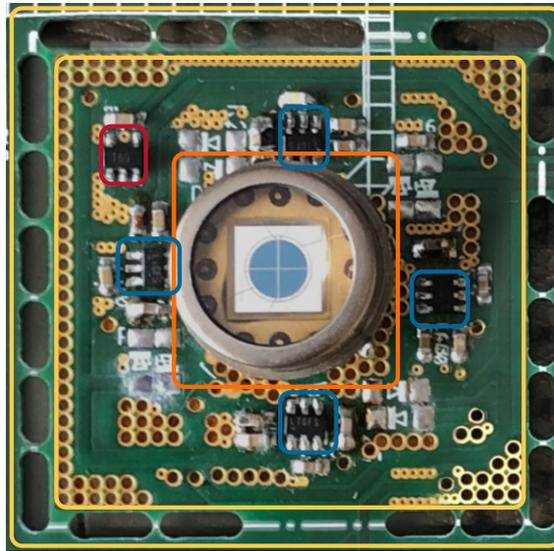
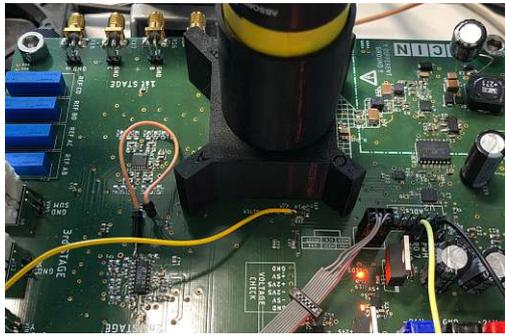


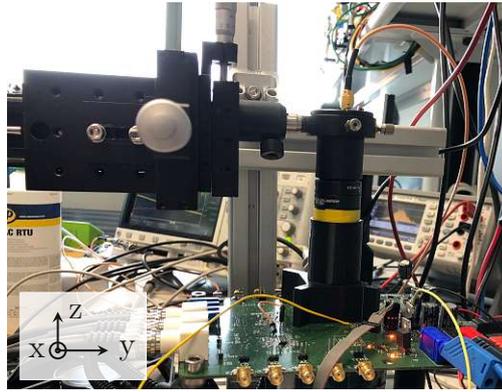
Abbildung 5.14: Bereich der Q-APD (orange) mit dem Temperatursensor (rot), den 4 OPVs der 1. Stufe (blau) und Wärmeabschirmung (gelb).

5.4.1.1 Abdeckung für Q-APD und Montagesystem für Laserdiode

Aus den gleichen Gründen wie in Abschnitt 4.4.1.1 beschrieben wird eine Abdeckung für die Q-APD entworfen. Diese basiert auf dem 3D-Druckteil aus Abbildung 4.14a mit leichten Anpassungen an die geänderte Geometrie. In Abbildung 5.15a ist die auf die Platine montierte Abdeckung dargestellt. In der Mitte ist die Öffnung zum Eintritt des Laserstrahls zu sehen. Um die Q-APD gegen Streulicht durch diese Öffnung abzuschirmen, wird, wie in Abbildung 5.15b gezeigt, auf die Laserdiode eine Lichtschutzhülse montiert, die bündig auf der Abdeckung aufliegt. Durch drei



(a) Abdeckung der Q-APD auf der Platine montiert.



(b) Montagesystem zur definierten Positionierung der Laserdiode.

Abbildung 5.15: Abdeckung und Montagesystem der Q-APD.

verstellbare Linear Stages kann die Laserdiode in drei Achsen X, Y und Z präzise und reproduzierbar bewegt werden.

5.4.2 Charakterisierung der Q-APD

Die Messungen zur Bestimmung der Eigenschaften der Q-APD erfolgen größtenteils analog zu den Messungen an der APD. Wesentlicher Unterschied ist, dass anstelle einer einfachen LED ein Laser der Type *S6305MG* (Roithner Lasertechnik GmbH, Wien, Österreich) eingesetzt wird.

5.4.2.1 Charakterisierung der Laserquelle

Da die Lichtleistung des Lasers ungedämpft zur Sättigung der Q-APD führen würde, wird eine Scheibe mit einem Pinhole zwischen Laser und Q-APD montiert. Dieses Pinhole bewirkt zusätzlich, dass der Durchmesser des Laserstrahls reduziert wird. Um die Leistung noch weiter zu reduzieren, werden zusätzlich Dämpfer mit einer Abschwächung von insgesamt $\frac{1}{1000}$ implementiert. Die Charakteristik von Lasermodulationsspannung U_{Laser} zu Laserleistung P_{Laser} wird mithilfe eines optischen Leistungs- und Energiemessgeräts *PM320E* von *Thorlabs* (Thorlabs GmbH, Bergkirchen, Deutschland) aufgenommen und das Ergebnis ist in Abbildung 5.16 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Charakteristik im Bereich von $U_{\text{MOD}} = 1.25 \text{ V}$ bis 1.5 V gut als Gerade approximiert werden kann. Es wird ein Laserspotdurchmesser von 2 mm verwendet.

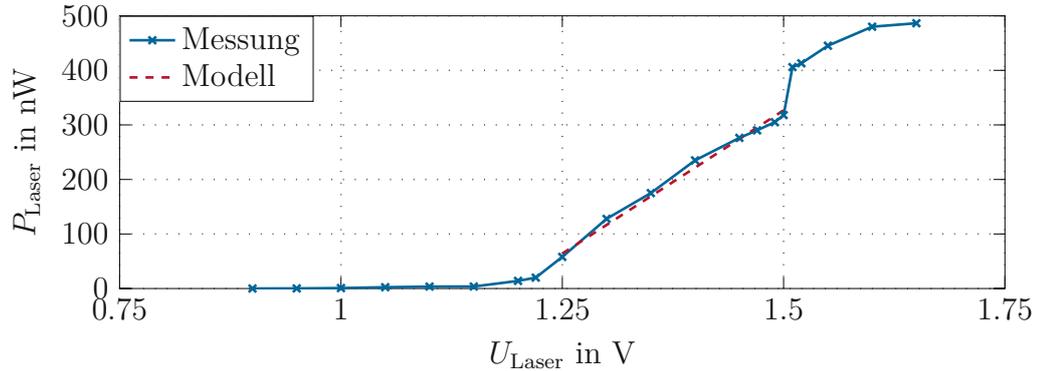


Abbildung 5.16: Laserleistung als Funktion der Lasermodulationsspannung.

5.4.2.2 Verstärkung

Die Verstärkung wird als Verhältnis der Amplituden der Ausgangsspannung U_{OPV}^{Σ} und der Lasermodulationsspannung U_{Laser} . Anschließend wird sie für die Darstellung wieder auf den Verstärkungswert bei 20°C und 90 V in der Form

$$g_{\text{Laser},3} = \frac{U_{\text{OPV}}^{\Sigma}}{U_{\text{Laser}}} \frac{1}{G_{\text{Laser},3}(20^{\circ}\text{C}, 90\text{ V})} \quad (5.11)$$

normiert, wobei $G_{\text{Laser},3}$ den nicht-normierten Wert der Verstärkung angibt.

Bei den Messergebnissen in Abbildung 5.17 zeigt sich grundsätzlich wieder das zu erwartende Ergebnis, nämlich höhere Verstärkung bei höherer Vorspannung sowie höhere Verstärkung bei niedrigerer Temperatur. Zieht man die Ergebnisse der Messung mit der APD aus Abbildung 4.15 zum Vergleich heran, zeigen sich bei der Q-APD höhere Werte der Verstärkung. Dies rührt daher, dass aufgrund der unbekanntenen Spannungs-Leistungscharakteristik der zur Messung verwendeten LED ein Spannungs-Spannungsverstärkung angegeben wird. In diesem Kapitel hingegen wird eine Leistungs-Spannungsverstärkung angegeben.

Weiters ist anzumerken, dass die Unterschiede zwischen den unterschiedlichen Temperaturen größer ist, als bei der APD, was daran liegt, dass, damit die Q-APD nicht sättigt, die Spannung U_{Laser} bei höheren Verstärkungen entsprechend reduziert wird. Dies führt dazu, dass die Umrechnung mit der linearisierten Charakteristik gemäß Abbildung 5.16 nicht mehr zulässig ist. Die qualitative Aussage bleibt jedoch gültig.

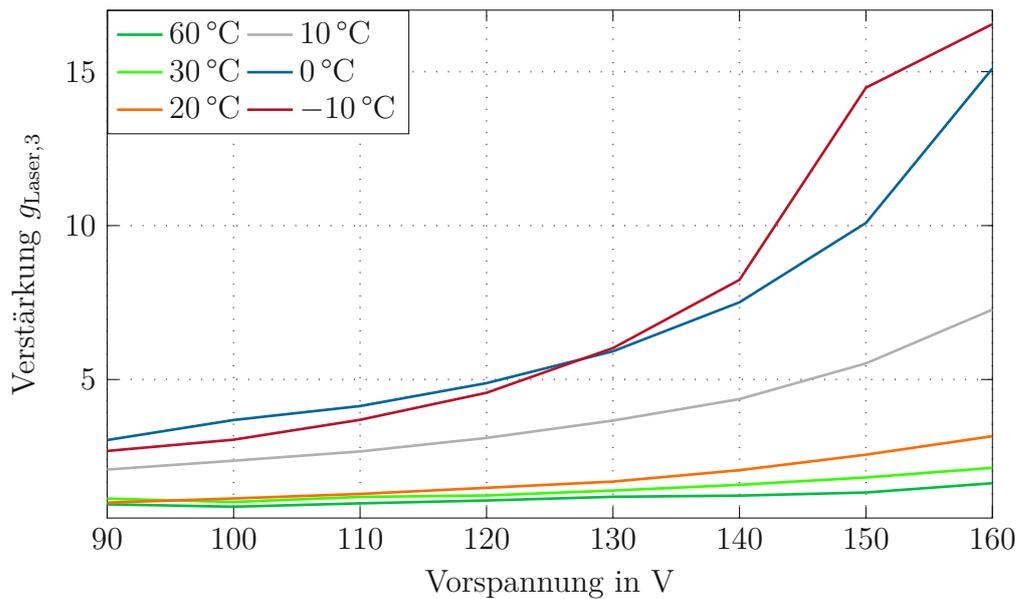
Wie schon bei der APD, kann die Verstärkung als Polynom zweiter Ordnung in Abhängigkeit von U_{vor} in der Form

$$K_{\text{Q-APD}}(\theta, U_{\text{vor}}) = p_{\text{Q-APD},1}^{\theta} U_{\text{vor}}^2 + p_{\text{Q-APD},2}^{\theta} U_{\text{vor}} + p_{\text{Q-APD},3}^{\theta} \quad (5.12)$$

mit den beispielhaften Parametern für $\theta = 20^{\circ}\text{C}$ in Tabelle 5.6 angegeben werden.

Tabelle 5.6: Parameter der Verstärkung der Q-APD für $\theta = 20^\circ\text{C}$.

Parameter	Wert
$p_{\text{Q-APD},1}^{20^\circ\text{C}}$	$1.45 \times 10^{-3}/\text{V}^2$
$p_{\text{Q-APD},2}^{20^\circ\text{C}}$	$-0.26/\text{V}$
$p_{\text{Q-APD},3}^{20^\circ\text{C}}$	15.3

Abbildung 5.17: Messung der auf $20^\circ\text{C}/90\text{ V}$ normierten Verstärkung der Q-APD bei variabler Vorspannung und Temperatur.

5.4.2.3 Dunkelstrom

Im Rahmen der Messung des Dunkelstroms wird die bereits in Abschnitt 5.4.2.3 erwähnte Kompensation der diversen, resultierenden Offsetspannungen durchgeführt. Um sowohl im Bereich der Vorspannung als auch im Bereich der Temperatur über genügend Reserven in beide Richtungen zu verfügen, wird als Arbeitspunkt $U_{\text{vor}} = 130\text{ V}$ und $\theta_{\text{soll}} = 10^\circ\text{C}$ gewählt. Für diesen Arbeitspunkt werden die Potentiometer am Referenzeingang der 2. OPV-Stufe jeweils so justiert, dass die Ausgangsspannungen $U_{\text{OPV},2}^k$, $k \in \mathcal{Z}_2$ gemäß Gleichung (3.2) bei vollständiger Abdunklung möglichst nahe zu 0 V eingestellt werden. In Abbildung 5.18 ist die Gegenüberstellung des Dunkelstromes der Q-APD mit und ohne Kompensation gezeigt.

Verglichen mit Abbildung 4.16 zeigt sich ein analoger qualitativer Verlauf. Ohne Kompensation liegt der Dunkelstrom in einer ähnlichen Größenordnung wie bei der APD. Durch die Kompensation kann eine deutliche Reduktion des Dunkelstroms auf < 10 nA erreicht werden. Dies liegt im Bereich von einigen wenigen % des Nennphotostroms.

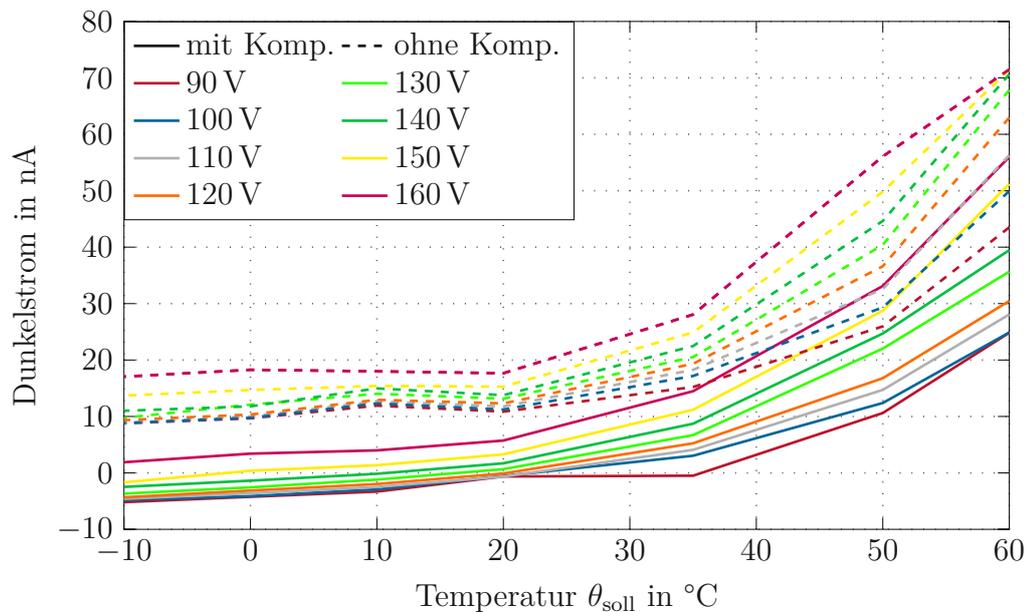


Abbildung 5.18: Dunkelstrom der Q-APD in Abhängigkeit von der Vorspannung U_{vor} und der Temperatur θ_{soll} mit und ohne Kompensation.

5.4.2.4 S-Kurve

Zusätzlich zu den vorangegangenen Messungen kann bei der Q-APD der Verlauf der positionsabhängigen Ausgangsspannungen U_x und U_y bei einer Bewegung des Laserspots über die Quadranten in x- und y-Richtung angegeben werden [44]. Zur Erfassung dieses Verlaufs wird der Strahl mit einem Durchmesser von 2.5 mm zentral über der Q-APD ausgerichtet, anschließend mithilfe der Linear Stages in x- und y-Richtung bewegt und dabei die Ausgangsspannungen U_x , U_y und U_{OPV}^{Σ} aufgenommen. Als Laser wird eine direkt in eine Faser eingekoppelte Laserdiode *SPL635-5-4-PD* (Roithner Lasertechnik GmbH, Wien, Österreich) [54] eingesetzt. Die so aufgenommenen und in Abbildung 5.19 dargestellten Spannungsverläufe werden in der Literatur als *S-Kurve* bezeichnet und zeigen, dass U_x und U_y sowie U_{OPV}^{Σ} an den Rändern der Q-APD zu- und abnimmt. Nach Überschreiten eines Maximums bzw. Minimums gibt es rund um das Zentrum der Q-APD einen linearen Bereich

mit Nulldurchgang. Dieser Abschnitt kann als Arbeitsbereich eines Positionsreglers verwendet werden. In dieser Konfiguration liefert der Detektor eine Sensitivität von 1.7 V/mm. Unter der Annahme, dass eine Linse mit Brennweite von 100 mm den Laserstrahl auf die Q-APD fokussiert, ergibt sich damit ein Messbereich von 16 mrad.

Es zeigt sich, dass die Kurven für x- und y-Bewegung sehr gut übereinstimmen, damit also eine hohe Symmetrie auf der Q-APD herrscht. Abweichungen gibt es nur am Rand nach Überschreiten des Max- bzw. Minimums. Da ein etwaiger Positionsregler ohnehin auf den linearen Bereich eingeschränkt wird, kann dieser Effekt in Kauf genommen werden. Auf den Ausgang U_x hat eine Bewegung in y-Richtung (und umgekehrt) im Idealfall keinen Einfluss. In der Messung zeigt sich ein geringfügiger Crosstalk. Dieser ist auf leichte Abweichungen im Montagesystem zurückzuführen.

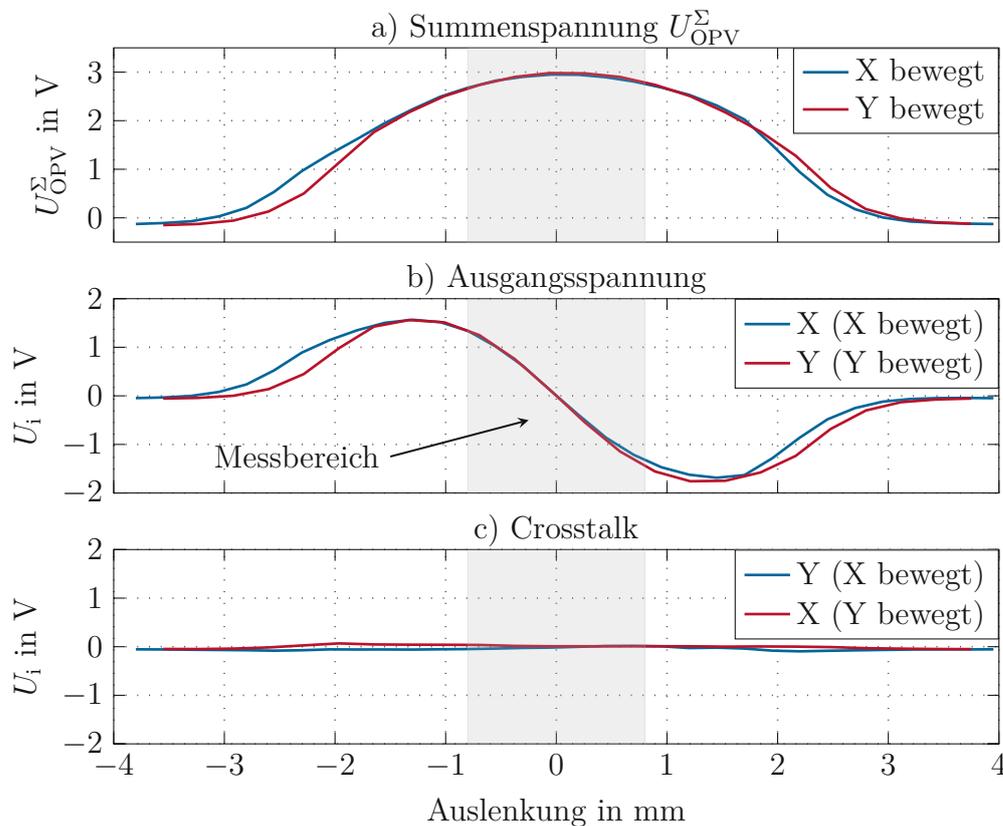


Abbildung 5.19: Gemessene S-Kurve mit Bewegung des Lasers in x-Richtung (blau) und in y-Richtung (rot) mit $i \in \{x, y\}$.

5.5 Vorspannungsquelle

5.5.1 Schaltungsdesign und Kalibrierung

Um die Q-APD mit einer variablen Vorspannung versorgen zu können, muss die in Abbildung 4.17 gezeigte und in Abschnitt 4.5.1 beschriebene Schaltung adaptiert werden. Die wesentliche Änderung wird dadurch erforderlich, dass die Vorspannung in Sperrrichtung der Q-APD angelegt werden muss. Da die vier APDs der verwendeten Q-APD über eine gemeinsame Anode verfügen, muss eine negative Vorspannung angelegt werden, die in der vorhandenen Konfiguration jedoch nicht erzeugbar ist. Um dieses Problem zu lösen, wird die Schaltung der Vorspannungsquelle auf ein galvanisch getrenntes GND-Potential, mit GND_A bezeichnet, gezogen, womit die erzeugte Spannung negativ auf den Rest der Platine eingebracht werden kann. Das Konzept ist in Abbildung 5.20 und die schaltungstechnische Realisierung in Abbildung 5.1 in **hellrot** gezeigt. Die strichpunktierte Linie symbolisiert, dass das GND-Potential auf diesem separaten Abschnitt unterschiedlich zur restlichen Platine ist.

Um den Sollwert der Vorspannung durch den Mikroprozessor mittels SPI, trotz unterschiedlicher GND-Potentiale, vorgeben zu können, wird eine galvanische Trennung in Form eines Optokopplers *Si864ED-B-IS* von *Silicon Laboratories* (Silicon Laboratories Inc., Austin, TX, USA) realisiert.

Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass für diese Schaltung wieder eine Kalibrierung, wie in Abschnitt 4.5.1 beschrieben, erforderlich ist um lineares Verhalten zu erreichen.

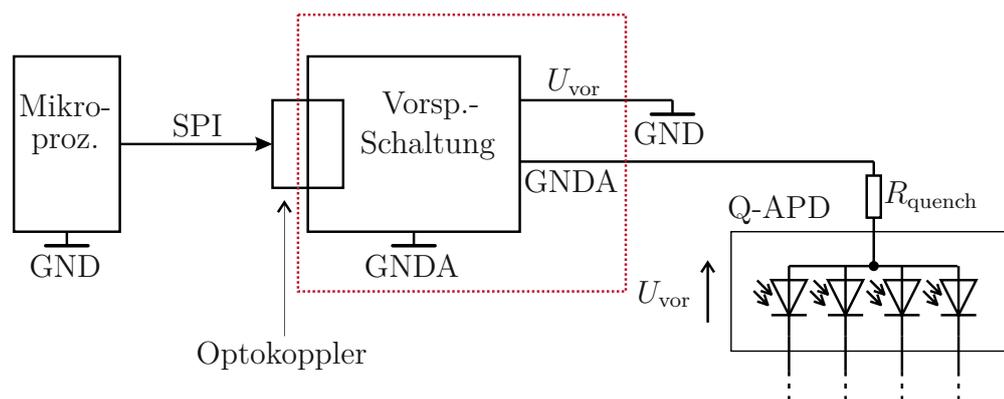


Abbildung 5.20: Schaltungskonzept der Erzeugung der negativen Vorspannung.

5.5.2 Identifikation der Vorspannungsquelle

Die Vorspannungsquelle wird analog zur Vorgehensweise in Abschnitt 4.5.3 identifiziert. Die Messung eines Vorspannungssprungs um 50 V, bezogen auf den Endwert wird vor und nach dem Spannungsteiler erfasst. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.21 dargestellt. Es zeigt sich auf der Q-APD-Platine eine etwas höhere Anstiegszeit im Vergleich zur APD-Platine. Gleichzeitig ist das Überschwingen deutlich reduziert. Die Komponenten aus denen sich die Totzeit zusammensetzt sind in Abbildung 5.22 gezeigt und in Tabelle 5.7 angeführt. Wie in Abschnitt 5.2.1 diskutiert, wird bei der Implementierung am Mikroprozessor zu Beginn der Spannungsreglerfunktion die Temperatur gemessen, um eine Überabtastung zu erreichen. Diese Verarbeitung benötigt Zeit und verursacht einen Teil der Totzeit, die in orange dargestellt ist. Die restliche Erhöhung ist auf die veränderte Sprungantwort aufgrund des anderen Arbeitspunkts der Q-APD im Vergleich zur APD, höhere Kapazitäten und durch eine etwa viermal so hohe Stromaufnahme durch die Q-APD zurückzuführen. Aus diesen Gründen erhöht sich die gesamte Totzeit von ursprünglich $T_{t,opt} = 3.004$ ms um 0.8214 ms auf 3.825 ms.

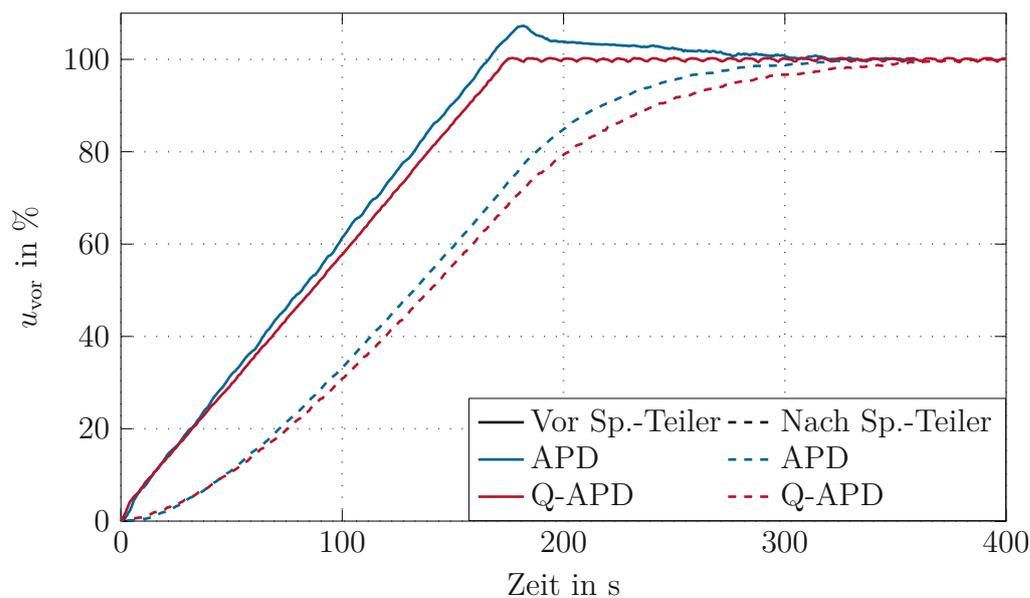


Abbildung 5.21: Vergleich der Sprungantwort der Vorspannung zwischen APD und Q-APD vor und nach dem Spannungsteiler.

Tabelle 5.7: Anteile der einzelnen Komponenten an der Totzeit der Vorspannung der Q-APD-Platine.

Bezeichnung	Totzeit		Anteil
	absolut	akkumuliert	
-	μs	μs	%
Temp. + Verarbeitung	517.44	517.44	13.53
ADC	286.53	803.97	7.49
Spannungsregler	111.43	915.40	2.91
UART	1361.40	2276.80	35.59
Ausgang	1548.60	3825.4	40.48

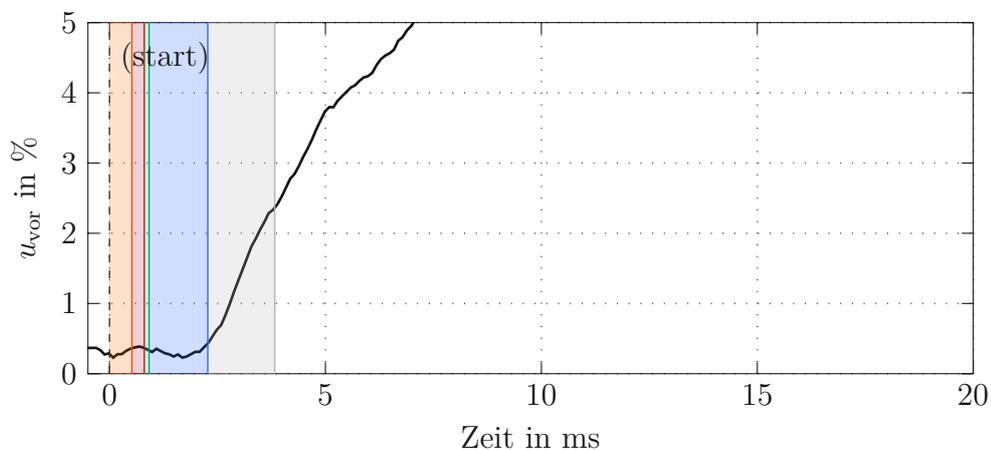


Abbildung 5.22: Aufistung der einzelnen Komponenten der Totzeit der Hochspannungsquelle vor und nach der Optimierung.

5.5.3 Ausgangsspannungsregelung

Für die Ausgangsspannungsregelung wird analog zur APD-Platine eine Regelstrecke gemäß Gleichung (4.26) betrachtet. Da sich die Dynamik der Vorspannungsquelle, wie in Abbildung 5.21 dargestellt, im Vergleich zur APD-Platine nur minimal verändert hat, wird weiterhin die Übertragungsfunktion $G(s)_{\text{vor}}$ gemäß Gleichung (4.25) verwendet. Die Verstärkung der Q-APD wird mit $K_{\text{Q-APD}}(\theta, U_{\text{vor}})$ laut Gleichung (5.12) angegeben. Für die Übertragungsfunktion der OPV-Stufen ist jene der Summenspannung U_{OPV}^{Σ} , also $G(s)_{\text{OPV}}^{\Sigma}$, gemäß Abschnitt 5.3.1.4 mit den Werten aus Tabelle 5.4 heranzuziehen.

Als Regelziel für den Ausgangsspannungsregler wird die Unterdrückung jener Störung definiert, die sich durch die Variation der Intensität eines sich vom Horizont (10°) zum Zenit (80°) bewegenden Satelliten ergibt. In Abbildung 5.24 ist die

Bewegung des Satelliten dargestellt. Bei einem Orbit in der Höhe von 2000 km, dem sog. *low earth orbit (LEO)* und einer typischen Strahldivergenz von $100 \mu\text{rad}$ ergibt sich ein Verhältnis der auf der Q-APD auftretenden Lichtleistung von 4.8. Geht man von einer typischen Dauer für diese Bewegung von 30 s bis 120 s aus, so folgt mit der Anforderung, dass die Regelbandbreite zumindest 10 mal höher als die maximale Frequenz der auftretende Störung sein muss, eine mindestens erforderliche Regelbandbreite im Bereich von $10 \frac{1}{120\text{s}} = 83.3 \text{ mHz}$ bis $10 \frac{1}{30\text{s}} = 333 \text{ mHz}$.

Um zu überprüfen, ob die Vorspannungsquelle diese Frequenz mit einer entsprechenden Amplitude erzeugen kann, wird vom Mikroprozessor direkt ein derartiges Signal an den Vorspannungschip gesendet. Es zeigt sich, dass die Amplitude der Vorspannung durch den Vorspannungschip auf den Bereich 90 V bis 160 V begrenzt ist, was einer Verstärkungsvariation um den Faktor 3.18 entspricht. Bei dem so erzeugten Signal treten an den Extrembereichen des Sinusverlaufs aufgrund des Einschwingverhaltens der Vorspannungsquelle Spannungsspitzen mit einer Amplitude von $\approx 500 \text{ mV}$ auf. Wird dieses Signal einem Regler als Eingangssignal zugeführt zeigt sich, dass damit das gewünschte Regelverhalten nicht erreicht werden kann. Aus diesem Grund wird ein Medianfilter mit einer Fenstergröße von 50 implementiert und gleichzeitig die Abtastfrequenz von 100 Hz auf 500 Hz erhöht.

Für dieses System wird nun ein PID-Regler entworfen, für den sich die in Tabelle 5.8 angeführten Parameter ergeben. Wird eine Lichtleistung P_{in} gemäß diskutierter

Tabelle 5.8: Parameter des Ausgangsspannungsreglers analog zu Gleichung (4.27).

Parameter	Wert
$K_{\text{P,vor}}$	130
$K_{\text{I,vor}}$	141
$K_{\text{D,vor}}$	0.074

Anforderung aufgeschaltet, ergibt sich für den beispielhaften Fall von 100 mHz der in Abbildung 5.23 dargestellte Verlauf. Die gezeigte Ausgangsspannung U_{OPV}^{Σ} ist mit dem beschriebenen Medianfilter um Spannungsspitzen bereinigt. Der relative Fehler des Ausgangssignals kann durch den Ausgangsspannungsregler von $\pm 40\%$ auf 3.7%, also um einen Faktor 10 bzw. 20 dB, reduziert werden. Das Rauschlevel beträgt 20 mV. In Abbildung 5.25 ist der RMS-Fehler bei steigender Frequenz, sowie die Verbesserung gegenüber dem Betrieb ohne Regler gezeigt. Durch die Anpassungen gegenüber dem Regler aus Abschnitt 4.5.4 kann der Zielwert der Verbesserung auf den Faktor 10 angehoben werden. Damit ist eine Ausregelung von Störungen bis zu einer Frequenz von 400 mHz möglich.

Damit ist die prinzipielle Machbarkeit einer Nachführung der Vorspannung einer Q-APD auf Basis der erhaltenen Summensignals gezeigt, wodurch die Referenzin-

tensitätsschwankung eines sich vom Horizont zum Zenit bewegenden Satelliten ausgeglichen werden kann.

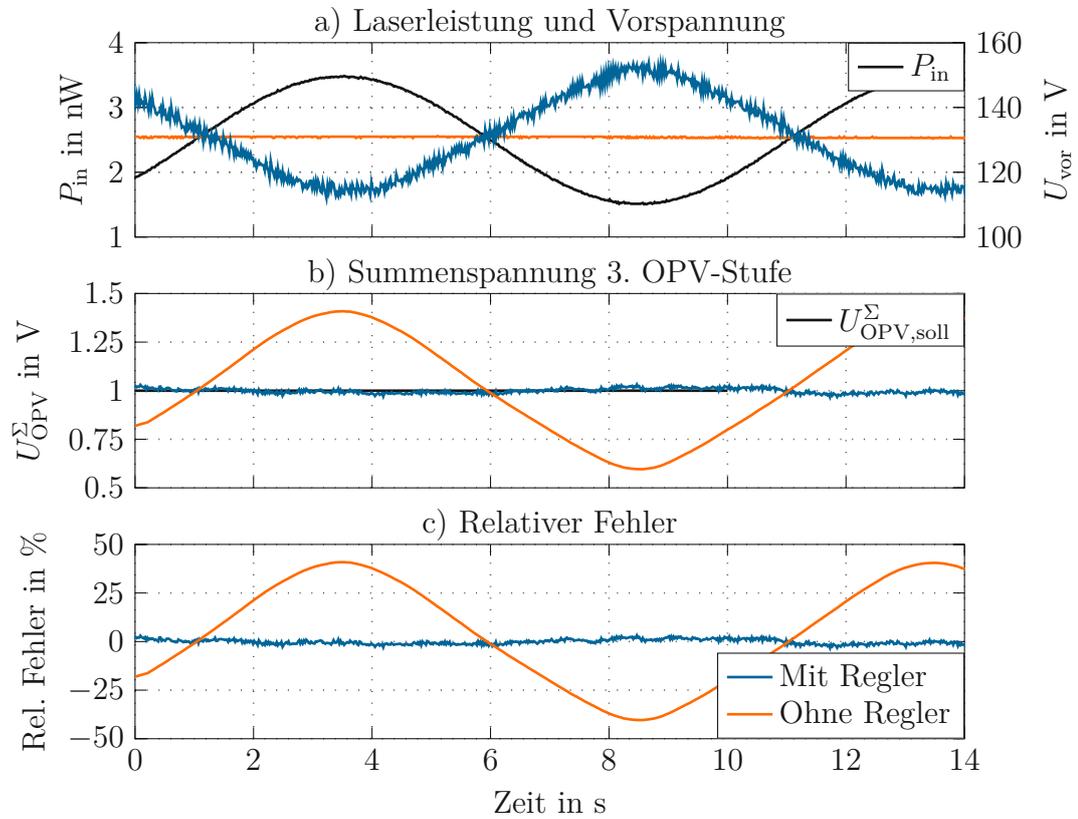


Abbildung 5.23: Vergleich der mediangefilterten Ausgangsspannung der 3. OPV-Stufe U_{OPV}^{Σ} mit und ohne Ausgangsspannungsregler bei variabler Intensität.

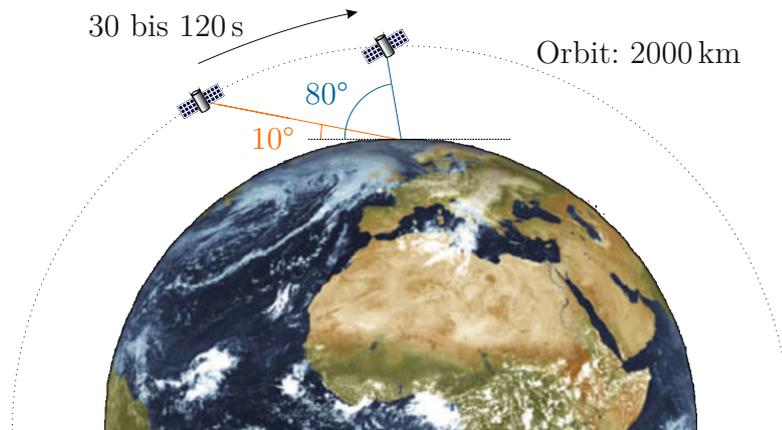


Abbildung 5.24: Prinzipskizze zur Berechnung der Intensitätsschwankung bei einer Satellitenbewegung von Horizont (10°) und Zenit (80°) [55].

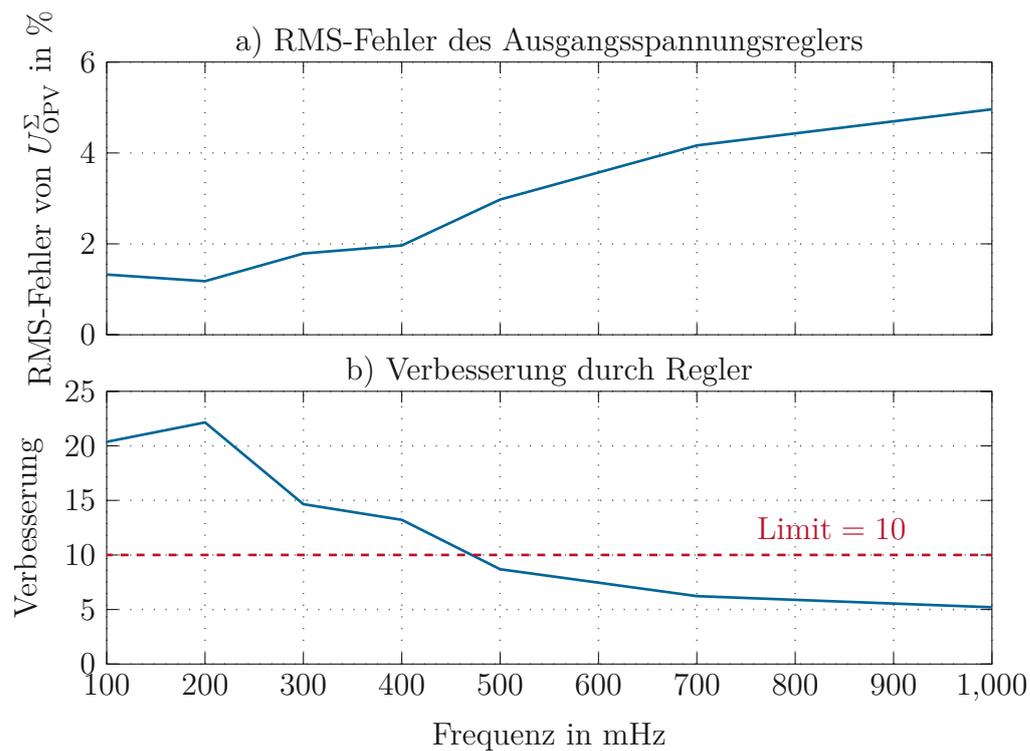


Abbildung 5.25: Relativer RMS-Fehler der Ausgangsspannung durch den Ausgangsspannungsregler abhängig von der Frequenz für $U_{OPV,soll}^\Sigma = 1\text{ V}$ sowie die Verbesserung gegenüber dem Verhalten ohne Regler.

5.6 Abschließende Bemerkungen

In diesem Kapitel wird gezeigt, dass die in Kapitel 4 für einen Quadranten etablierten Konzepte grundsätzlich auf eine Q-APD erweitert werden können.

Die Temperaturregelung wird dahingehend verbessert, dass Umgebungstemperaturschwankungen mit einer Regelbandbreite von 10 mHz auf 0.22 °C genau ausgeregelt werden können. Problematisch ist anzumerken, dass durch die hohen Stromänderungen aufgrund der Ansteuerung des Peltierelements mittels PWM, starke Störungen in das System eingebracht werden.

Mit dem gesamten Detektor ist es, unter der Annahme einer Linse mit Brennweite von 100 mm, die den Laserstrahl auf die Q-APD fokussiert, sowie einer Winkelverstärkung durch ein Teleskop mit einem Durchmesser von 30 cm, möglich, die Position eines Laserstrahls auf der Q-APD mit einer Winkelunsicherheit von 5 μ rad anzugeben. Durch die implementierte Ausgangsspannungsregelung können die mittleren Intensitätsschwankungen während eines Überflugs ausgeregelt werden. Aufgrund des dynamischen Verhaltens der Vorspannungsquelle werden allerdings Störungen eingebracht, die, um den Regler zuverlässig einsetzen zu können, ein Medianfilter erforderlich machen. Es können Störungen mit einer Regelbandbreite von 400 mHz um einen Faktor 10 verbessert werden.

Schlussfolgerungen und Ausblick

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wird ein Detektor zur Positionsbestimmung von Objekten im Orbit auf Basis einer Q-APD konzipiert, implementiert und analysiert. Im ersten Schritt wird eine Platine zur Feststellung der grundsätzlichen Realisierbarkeit der einzelnen Module Kühlung, Verstärkerstufen, APD und Vorspannungsquelle mit einer APD realisiert. Anschließend werden diese Konzepte auf eine neue Platine mit Q-APD übertragen. Im folgenden Abschnitt werden Schlussfolgerungen gezogen und die Forschungsfragen beantwortet. Zum Abschluss der Arbeit findet sich ein Ausblick auf Verbesserungspotentiale und mögliche Ansätze für Folgearbeiten.

6.1 Schlussfolgerungen

Die Beantwortung der in Abschnitt 2.4 definierten Forschungsfragen und der in Abschnitt 1.2 gestellten Regelungsziele erfolgt im Rahmen einer Diskussion der zugehörigen Module. Es werden die Ergebnisse der APD- bzw. Q-APD-Platine reflektiert.

Forschungsfrage 1:

Kann mithilfe eines PWM-gesteuerten Peltierelements die Q-APD derart gekühlt werden, dass die Erhöhung des SNR durch die niedrigere Temperatur dem Rauscheintrag durch die Kühlung überwiegt?

Die in dieser Arbeit entwickelte Temperaturregelung basiert auf einem durch ein über eine PWM mit einer Frequenz von 30 Hz angesteuertes Peltierelement. Mit dem so realisierten Regelkreis ist es möglich, die Temperatur mit einer Bandbreite von 10 mHz auf 0.22 °C genau auszuregeln. Da sich Änderungen der Umgebungstem-

peratur im Bereich von mehreren 10 min abspielen ist diese Bandbreite ausreichend. Die Temperaturvariation hat eine Änderung der Verstärkung von einigen wenigen % zur Folge, was vom Vorspannungsregler problemlos kompensiert werden kann. Grundsätzlich führt eine niedrigere Temperatur zu einer Reduktion des Rauschens mit, im Falle der Q-APD, gleichzeitiger Erhöhung der Verstärkung, also des Nutzsignales, was sich als Erhöhung des SNR äußert. Allerdings bringen die hohen Stromänderungsraten, die aus der Ansteuerung mittels PWM resultieren, starke Störungen in das Signal ein, die diesen Vorteil wieder aufheben. Mit vertretbarem Aufwand ist es in dieser Arbeit nicht möglich, die Störungen ausreichend zu unterdrücken. Aus diesem Grund werden Messungen bei unterschiedlichen Temperaturen mit deaktiviertem Peltierelement durchgeführt und diese Forschungsfrage ist mit *nein* zu beantworten.

Forschungsfrage 2:

Ist eine Q-APD im Linearen Betrieb dazu geeignet die Position eines einfallenden Laserspots reproduzierbar mit einer Bandbreite > 50 kHz zu bestimmen?

Bei der Bewegung des Laserspots über die Q-APD zeigt sich symmetrisches und in einem abgegrenzten Bereich eindeutiges und annähernd lineares Verhalten der positionsabhängigen Ausgangsspannungen bei Bewegung in x- und y-Richtung. Rund um das Zentrum der Q-APD weist dieser Bereich in beide Richtungen eine Sensitivität von 1.7 V/mm auf. Für ein 30 cm Teleskop ergibt sich ein Messbereich von 700 μ rad mit einer Winkelunsicherheit von 5 μ rad. Dieser kann als Arbeitsbereich für einen Positionsregler herangezogen werden. Mit diesem Aufbau wird also das Regelungsziel hinsichtlich der Genauigkeit der Positionsbestimmung von 15 μ rad erfüllt. Dabei wird eine Bandbreite von 69 kHz erzielt. Beschränkt man die Auslenkung des Laserspots auf den definierten, streng monotonen Bereich rund um den Mittelpunkt, ist eine eindeutige Aussage über die Richtung der Auslenkung möglich und es kann diese Forschungsfrage mit *ja* beantwortet werden.

Forschungsfrage 3:

Kann mithilfe einer Vorspannungsquelle die Verstärkung der Q-APD so vorgegeben werden, dass der Detektor Intensitätsschwankungen während des Überfluges eines Satelliten im *low Earth-orbit* (< 2000 km) ausgleichen kann?

Es wird ein Spannungsregler implementiert, der über einen Hochspannungschip die Vorspannung derart vorgibt, dass die Verstärkung der Q-APD dem variierenden Eingangspotentialstrom entgegengesetzt nachgeführt wird um die Summenspannung konstant zu halten. Der Vorteil dieser Strategie gegenüber der Variation der Verstärkung der OPV-Kaskade durch einstellbare Widerstände ist, dass die Verstärkung der Q-APD mit geringerem zusätzlichem Rauscheintrag variiert werden kann. Wird

hingegen die OPV-Kaskade beeinflusst, wird das Rauschen durch die Q-APD gleichermaßen wie das Nutzsignal verstärkt, was das SNR insgesamt verschlechtert und gleichzeitig die 3 dB-Bandbreite der variierten OPV-Stufe reduziert. Hinzu kommt, dass derartige einstellbare Widerstände mitunter komplex in der Handhabung sind und zusätzliche Unsicherheiten einbringen.

Bei einer gewünschten Verbesserung der Störungsunterdrückung gegenüber dem Betrieb ohne Regler um einen Faktor von 10, ist eine Regelbandbreite von 400 MHz erreichbar. Diese Bandbreite ist ausreichend, um eine Intensitätsschwankung vergleichbar mit der eines Satelliten, der sich auf einem Orbit von 2000 km innerhalb von 30 s vom Horizont zum Zenit bewegt, auszugleichen. Da durch den eingesetzten Vorspannungschip die Vorspannung auf einen Bereich von 90 V bis 160 V begrenzt ist, wird in dieser Arbeit experimentell nur eine Intensitätsschwankung vergleichbar mit einer Bewegung von 25° bis 65° gezeigt. Mit entsprechenden Anpassungen der Vorspannungsschaltung oder Verwendung eines anderen Chips könnte die untere Grenze auf 60 V verschoben werden. Mit einer linearen Abschätzung gelangt man zu Ergebnis, dass mit diesen Vorspannungen der Detektor mit der verwendeten Q-APD in der Lage ist eine Bewegung von 10° bis 80° zu kompensieren [41]. Damit ist die letzte Forschungsfrage ebenfalls mit *ja* zu beantworten.

6.2 Ausblick

Großes Verbesserungspotential bietet sich bei der Kühlung der Q-APD. Da grundsätzlich von geringerem Rauschen bei niedrigeren Temperaturen und damit einem verbesserten SNR auszugehen ist, sollten in Folgearbeiten Strategien untersucht werden, die Kühlung zu optimieren. Ein Ansatz wäre, die PWM zu eliminieren und die Kühlleistung stattdessen durch einen linearen Verstärker vorzugeben, der allerdings prinzipbedingt mit hohen Verlusten belastet ist.

Bei dem in dieser Arbeit entwickelten System wird die Dunkelstromkompensation über manuell einstellbare Potentiometer an den OPV-Eingängen realisiert. Für die praktische Anwendung kann es sinnvoll sein, eine Regelung zur automatisierten Dunkelstromkompensation zu implementieren. Alternativ können Verfahren zur Kalibrierung vor Inbetriebnahme des Sensors evaluiert werden.

Aus der Messung der S-Kurve ergibt sich hohe Symmetrie der beiden Positionsausgänge. Bei der Unterdrückung sich zu null summierender Signale zeigt sich allerdings eine unterschiedliche Unterdrückung, die ein Hinweis für Asymmetrien ist, deren Ursache nicht eindeutig nachvollzogen werden kann. Vor einer Implementierung eines Positionsreglers sollten zukünftige Arbeiten die tatsächlichen Auswirkungen und gegebenenfalls Lösungsvorschläge untersuchen.

Durch den Ausgangsspannungsregler werden über die Vorspannungsquelle auf Grund des Einschwingvorgangs beim Sollwertwechsel, Spannungsspitzen im Bereich

von 500 mV in die Ausgangsspannung eingebracht. Diese werden softwareseitig durch einen Medianfilter im digitalisierten Messsignal unterdrückt. Dennoch sollten zukünftige Arbeiten die genaue Ursache für dieses Verhalten feststellen und Strategien zur Behebung untersuchen. Ein möglicher Ansatz wäre es, die Beschaltung des Vorspannungschips, und damit die Dynamik des integrierten Regelkreises, zu optimieren. Sollten sich in der Anwendung Probleme mit der Bandbreite der Ausgangsspannungsregelung abzeichnen, empfiehlt es sich, alternative Hochspannungschips heranzuziehen. Hier ist darauf zu achten, dass die Sollwertvorgabe mit einer geringeren Totzeit behaftet ist und damit eine höhere Bandbreite des Gesamtsystems ermöglicht.

ANHANG A

Schaltpläne und Programmcode

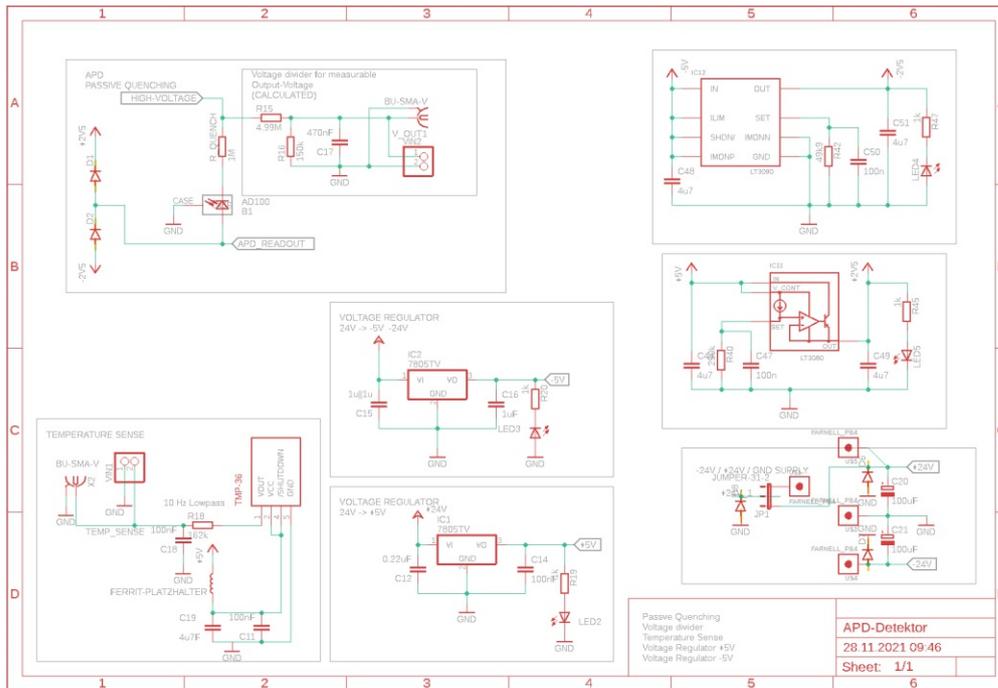


Abbildung A.1: Schaltplan der APD-Spannungsversorgung.

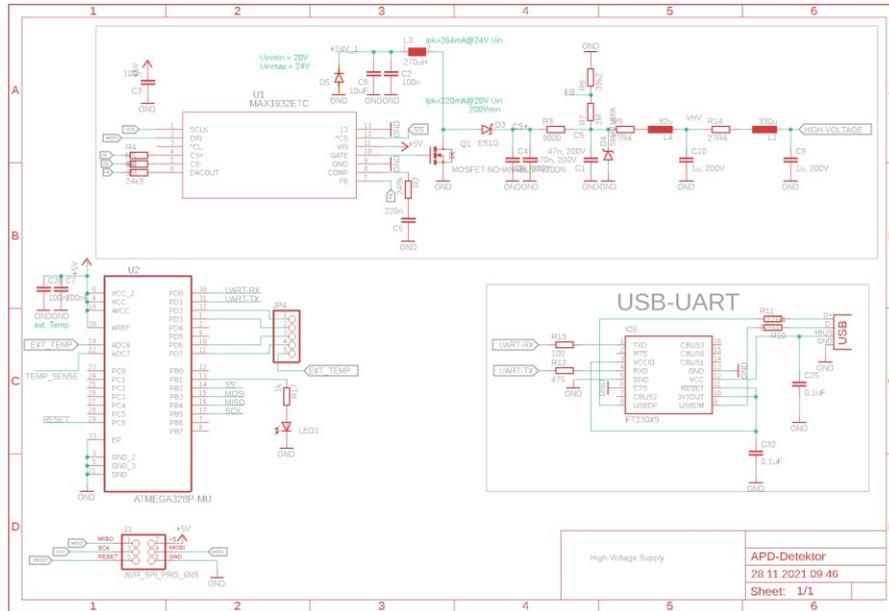


Abbildung A.2: Schaltplan der APD-Vorspannungsquelle.

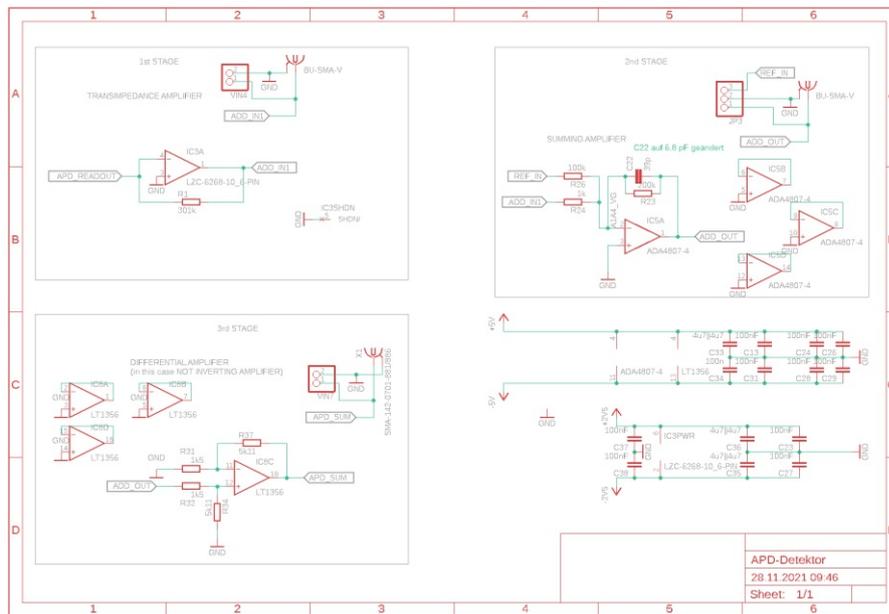


Abbildung A.3: Schaltplan der OPV-Kaskade der APD-Platine.

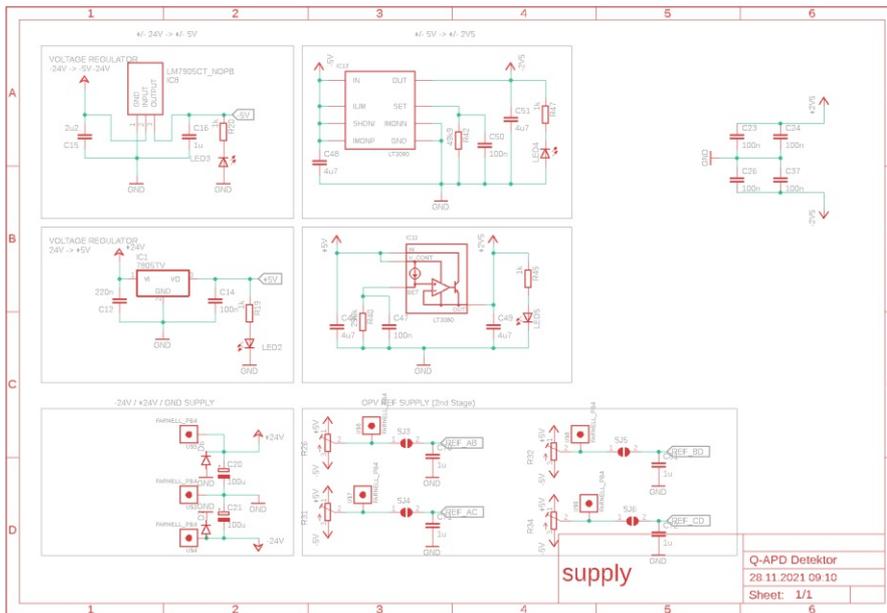


Abbildung A.4: Schaltplan der Q-APD-Spannungsversorgung.

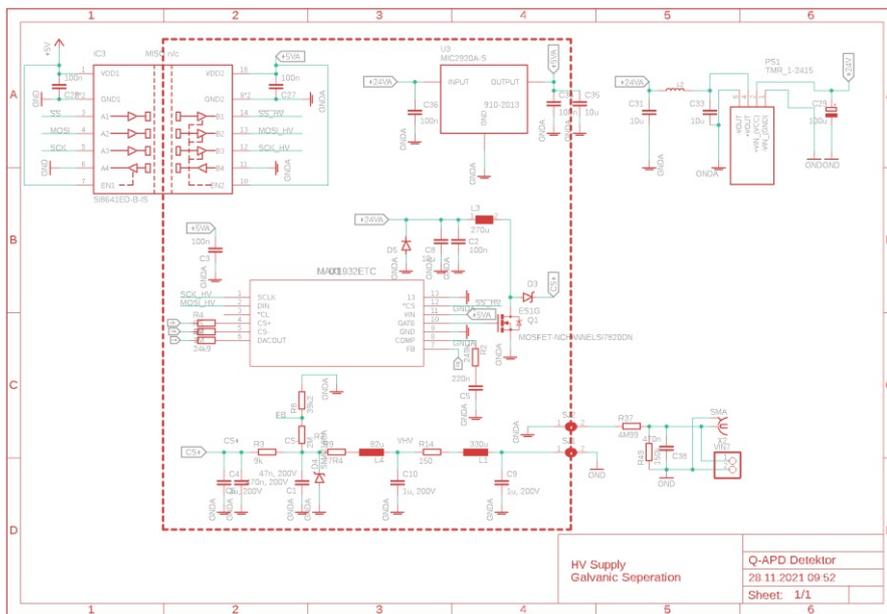


Abbildung A.5: Schaltplan der Q-APD-Vorspannungsquelle.

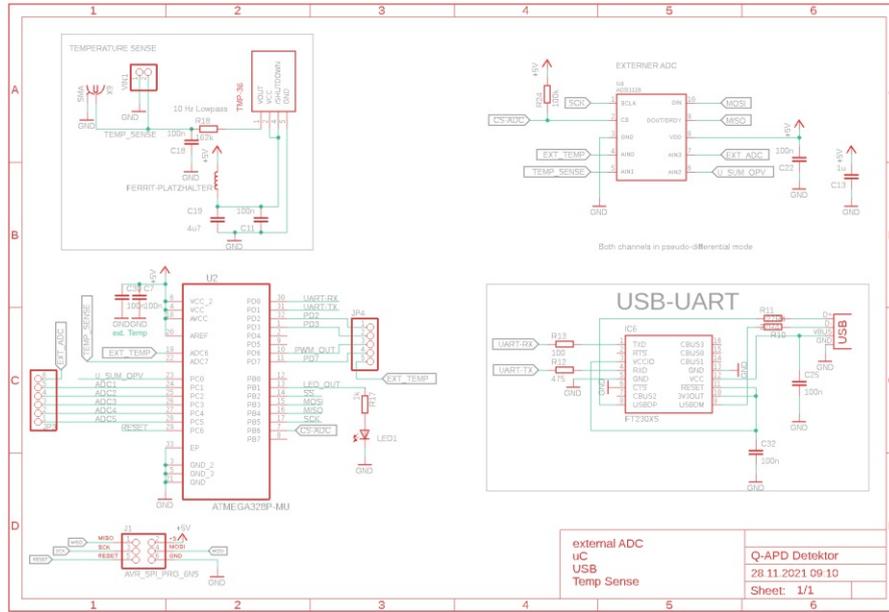


Abbildung A.6: Schaltplan des Mikroprozessors auf der Q-APD-Platine.

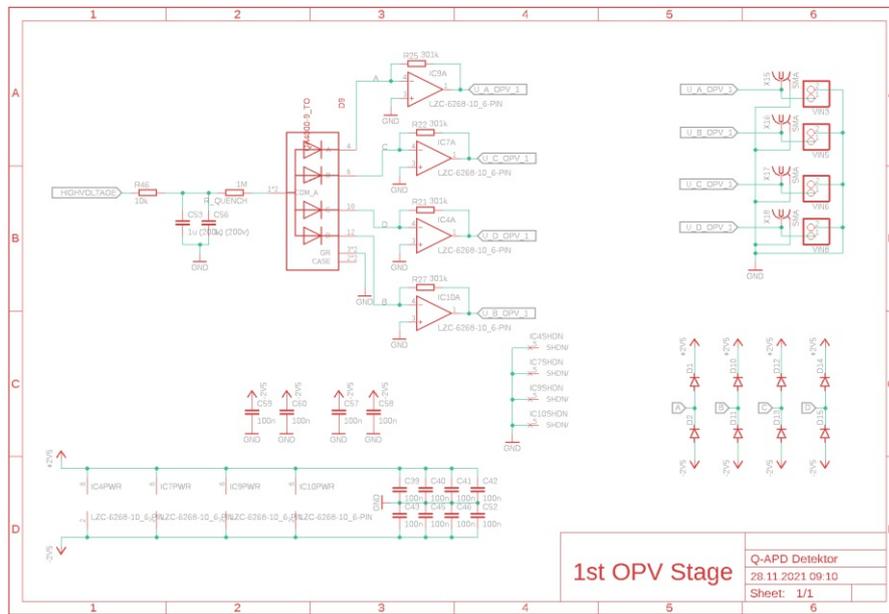


Abbildung A.7: Schaltplan der 1. OPV-Stufe der Q-APD-Platine.

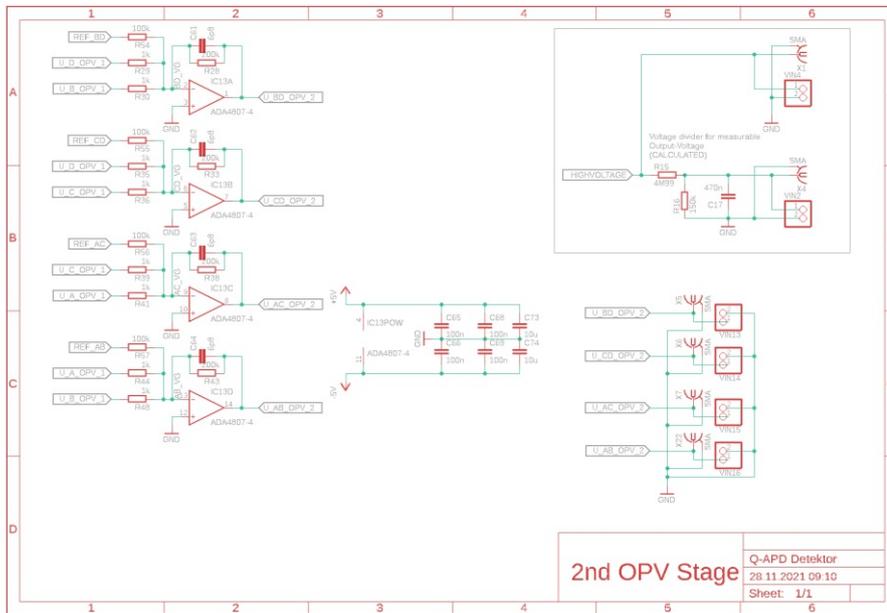


Abbildung A.8: Schaltplan der 2. OPV-Stufe der Q-APD-Platine.

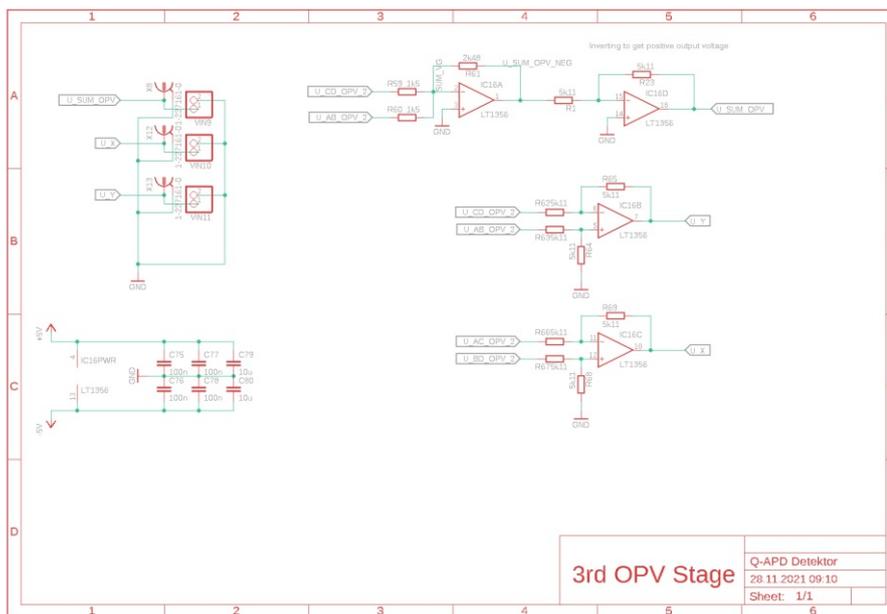


Abbildung A.9: Schaltplan der 3. OPV-Stufe der Q-APD-Platine.

```
1 void bytesenden(uint8_t daten)
2 {
3     PORTB &= ~(1<<5);
4     PORTB &= ~(1<<2);
5
6     uint8_t i=0;
7     uint8_t schieb=0b10000000;
8     for(i=0;i<8;i++)
9     {
10         if(schieb&daten)
11         {
12             PORTB |= (1<<3);
13         }
14         else
15         {
16             PORTB &= ~(1<<3);
17             schieb=schieb>>1;
18             _delay_us(DURATION_DELAY_US);
19             PORTB |= (1<<5);
20             _delay_us(DURATION_DELAY_US);
21             PORTB &= ~(1<<5);
22         }
23     }
24     _delay_us(DURATION_DELAY_US);
25     PORTB |= (1<<2);
26 }
```

Listing A.1: Funktion zur SPI-Kommunikation zwischen Mikroprozessor und Hochspannungschip.

Literatur

- [1] J.-C. Liou, „An active debris removal parametric study for LEO environment remediation“, *Advances in Space Research*, Jg. 47, Nr. 11, S. 1865–1876, 2011.
- [2] European Space Agency. (Apr. 2020). „Space Debris User Portal“. online: Abrufdatum: 08.04.2020, Adresse: <https://sdup.esoc.esa.int/>.
- [3] Union of Concerned Scientists. (Dez. 2019). „UCS Satellite Database“. online: Abrufdatum: 08.04.2020, Adresse: <https://www.ucsusa.org/resources/satellite-database>.
- [4] W. H. Boyce, „Examination of NORAD TLE Accuracy using the Iridium Constellation“, in *AAS/AIAA Spaceflight Mechanics Meeting*, Maui, HI, Feb. 2004, S. 04–240.
- [5] D. Vallado und P. Cefola, „Two-line element sets - Practice and use“, *Proceedings of the International Astronautical Congress, IAC*, Jg. 7, S. 5812–5825, Jan. 2012.
- [6] D. Hampf, E. Schafer, F. Sproll, T. Otsubo, P. Wagner und W. Riede, „Satellite laser ranging at 100 kHz pulse repetition rate“, *CEAS Space Journal*, Jg. 11, S. 363–370, 2019.
- [7] K. Riesing, H. Yoon und K. Cahoy, „A portable optical ground station for low-earth orbit satellite communications“, in *2017 IEEE International Conference on Space Optical Systems and Applications (ICSOS)*, 2017, S. 108–114.
- [8] A. Sinn, T. Riel, P. Kremsner und G. Schitter, „Analysis of tip-tilt compensation for reflective free-space optical satellite communication“, in *Free-Space Laser Communications XXXI*, Vortrag: SPIE Photonics West 2019, San Francisco, California, USA, 109101G: SPIE, 2019.
- [9] G. Kirchner, F. Koidl und D. Kucharski, „kHz Satellite Laser Ranging - Innovative Applikationen“, *Vermessung & Geoinformation*, Jg. 2, S. 102–108, 2010.

- [10] L. Combrinck, „Satellite Laser Ranging“, in *Sciences of Geodesy - I: Advances and Future Directions*. Jan. 2010, S. 301–338.
- [11] T. Dekorsy, „Laser Tracking and Removal of Space Debris“, in *Optics Summer Colloquium*, Mai 2018.
- [12] M. Budoni, C. Carloni, D. Cerutti-Maori und F. Piergentili, „Autonomous tracking mode with space observation radar: Initial orbit determination and tracking“, in *Proc. of 1st NEO Debris Detection Conference, ESA/ESOC*, T. Flohrer, R. Jehn und F. Schmitz, Hrsg., Bd. 1, 2019.
- [13] D. Mehrholz, L. Leushacke und D. Banka, „Beam-park experiments at FGAN“, *Advances in Space Research*, Jg. 34, Nr. 5, S. 863–871, Jan. 2004.
- [14] N. Brosch, I. Häggström und A. Pellinen-Wannberg, „EISCAT observations of meteors from the sporadic complex“, *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, Jg. 434, Nr. 4, S. 2907–2921, Aug. 2013.
- [15] P. Pallé, „The Teide Observatory“, *Solar Physics*, Jg. 133, S. 65–67, Apr. 1991.
- [16] D. Koschny und M. Busch, „The Teide Observatory Tenerife Asteroid Survey“, English, *Planetary and Space Science*, Jg. 118, Nr. Complete, S. 305–310, 2015.
- [17] G. Fonder, M. Hughes, M. Dickson, M. Schoenfeld und J. Gardner, „Space Fence Radar Overview“, in *2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, 2019, S. 1–2.
- [18] Combined Force Space Component Command. (Apr. 2020). „Space-Track Homepage“. online: Abrufdatum: 18.04.2020, Adresse: <https://www.space-track.org/>.
- [19] T. S. Kelso. (Apr. 2020). „Celestrak Orbit Visualization“. online: Abrufdatum: 17.04.2020, Adresse: <https://www.celestrak.com/NORAD/elements/>.
- [20] F. R. Hoots und R. L. Roehrich, „Spacetrack Report No. 3 - Models of Propagation of NORAD Element Sets“, Space-Track, Techn. Ber., Dez. 1988.
- [21] K. Maine, C. Devieux und P. Swan, „Overview of IRIDIUM satellite network“, in *Proceedings of WESCON'95*, Dez. 1995, S. 483.
- [22] E.-I. Croitoru und G. Oancea, „Satellite tracking using NORAD Two-Line Element set format“, *Scientific research and education in the air force*, Jg. 18, S. 423–432, Juni 2016.
- [23] M. Pearlman, J. Degnan und B. J.M., „The International Laser Ranging Service“, *Advances in Space Research*, Jg. 30, Nr. 2, S. 135–143, Juli 2002.

- [24] International Laser Ranging Service. (Apr. 2020). „ILRS Homepage“. online: Abrufdatum: 17.04.2020, Adresse: <https://ilrs.gsfc.nasa.gov/>.
- [25] ILRS Data Forma and Procedures Working Group, *Consolidated Laser Ranging Prediction Format, Version 2.00*, Feb. 2018.
- [26] „Fiber Optical Communication“, in *Engineering Optics*. New York, NY: Springer New York, 2008, S. 333–369.
- [27] M. Stipčević, „Active quenching circuit for single-photon detection with Geiger mode avalanche photodiodes“, *Applied Optics*, Jg. 48, Nr. 9, S. 1705–1714, März 2009.
- [28] *Avalanche photodiode, A User Guide*, 44370 Christy Street, Fremont, CA 94538-3180: Excelitas Technologies, 2011.
- [29] First Sensor AG, *AD230-9 TO Datasheet*, First Sensor AG, Peter-Behrens-Straße 15, 12459 Berlin, Deutschland, 2018.
- [30] *Avalanche Photodiode Receiver Performance Metrics, Technical Note: V803*, 15985 NW Schendel Ave. Ste. 200, Beaverton, OR 97006: Voxtel Inc., Juli 2012.
- [31] M. R. J., „Multiplication noise in uniform avalanche diodes“, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Jg. ED-13, Nr. 1, S. 164–168, 1966.
- [32] A. Huntington, *Sensitivity Analysis of APD Photoreceivers*, 15985 NW Schendel Ave. Ste. 200, Beaverton, OR 97006: Voxtel Inc., Sep. 2016.
- [33] *Technical Information SD-28, Characteristics and use of Si APD (Avalanche Photodiode)*, 1126-1 Ichino-cho, Hamamatsu City, 435-8558 Japan: Hamamatsu Photonics K.K, Mai 2004.
- [34] I. Prochazka, J. Kodet, J. Blazej, G. Kirchner und F. Koidl, „Photon counting detector for space debris laser tracking and lunar laser ranging“, *Advances in Space Research*, Jg. 54, Nr. 4, S. 755–758, 2014.
- [35] G. M. Williams, M. A. Compton und A. S. Huntington, „High-speed photon counting with linear-mode APD receivers“, in *Advanced Photon Counting Techniques III*, M. A. Itzler und J. C. Campbell, Hrsg., International Society for Optics und Photonics, Bd. 7320, SPIE, 2009, S. 252–260.
- [36] R. Munnig Schmidt, G. Schitter, A. Rankers und J. van Eijk, *The design of high performance mechatronics: high-tech functionality by multidisciplinary system integration (2nd revised edition)*, English. Netherlands: IOS Press, 2014.
- [37] K. Clements, *Understanding and Servicing CD Players*. Newnes, Okt. 1994.

- [38] A. Gruber, „Implementation and Evaluation of an Active Quenching Circuit for highly Sensitive Avalanche Photodetectors“, Project Documentation for 376.049 Industrial Automation Project, Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik (ACIN), Technische Universität Wien, Sep. 2017.
- [39] Y. Gurevich und J. Velázquez-Pérez, „Peltier Effect in Semiconductors“, in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*. John Wiley und Sons, Apr. 2014, S. 1–21.
- [40] J. Lee und H. Park, „Carnot efficiency is reachable in an irreversible process“, *Scientific Reports*, Jg. 7, Dez. 2017.
- [41] First Sensor AG, *QA4000-9 TO Datasheet*, First Sensor AG, Peter-Behrens-Straße 15, 12459 Berlin, Deutschland, 2018.
- [42] A. Prechtel, *Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik*, 2. Aufl. Springer-Verlag Wien, 2007, Bd. 2.
- [43] First Sensor AG. (Juni 2020). „First-Sensor Homepage“. online: Abrufdatum: 20.06.2020, Adresse: <https://www.first-sensor.com/en/products/optical-sensors/detectors/quadrant-apds-qa/>.
- [44] J. Steininger und G. Schitter, „Influence of the Photodetector Geometry on the Deflection Measurement in Atomic Force Microscopes“, in *Proceedings of the ASPE 2014 Annual Meeting*, Vortrag: ASPE 2014 Annual Meeting, Boston (USA); 2014-11-09 – 2014-11-14, 2014, S. 674–679.
- [45] Texas Instruments Incorporated, *LM7805 Datasheet*, Texas Instruments Incorporated, 12500 TI Boulevard, Dallas, Texas 75243, USA, 2016.
- [46] Texas Instruments Incorporated, *LM7905 Datasheet*, Texas Instruments Incorporated, 12500 TI Boulevard, Dallas, Texas 75243, USA, 2013.
- [47] Linear Technology Corporation, *LM3080 Datasheet*, Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417, USA, 2007.
- [48] Linear Technology Corporation, *LT3090 Datasheet*, Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417, USA, 2013.
- [49] P. Hippe, *Windup in Control: Its Effects and Their Prevention*, 1. Aufl. London: Springer Verlag, 2006.
- [50] Linear Technology Corporation, *LTC6268 Datasheet*, Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417, USA, 2014.
- [51] H. Hashemi, *Transimpedance Amplifiers (TIA): Choosing the Best Amplifier for the Job*, 12500 TI Boulevard, Dallas, Texas 75243, USA: Texas Instruments Incorporated, Mai 2017.

Literatur

- [52] Maxim Integrated Products, *MAX1932 Datasheet*, Maxim Integrated Products, Inc., 160 Rio Robles, San Jose, CA 95134, USA, 2015.
- [53] Analog Devices Incorporated, *TMP35/TMP36/TMP37 Datasheet*, Analog Devices Incorporated, One Analog Way, Wilmington, MA 01887, USA, 2015.
- [54] Roithner Lasertechnik GmbH, *SPL635-5-4-PD Datasheet*, Roithner Lasertechnik GmbH, Wiedner Hauptstraße 76, 1040 Wien, Österreich, 2015.
- [55] European Space Agency. (Nov. 2021). „MSG views one quarter of Earth“. online: Abrufdatum: 06.11.2021, Adresse: https://www.esa.int/ESA_Multimedia/Images/2002/07/MSG_views_one_quarter_of_Earth2.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct - Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis (in der aktuellen Fassung des jeweiligen Mitteilungsblattes der TU Wien), insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, im Dezember 2021



Dominik Behavy-Otto, BSc.