Hochschule
Bonn-Rhein-Sieg
University of Applied Sciences

DLR Deutsches Zentrum
für Luft- und Raumfahrt
Institut für Technische Physik

Fachbereich Elektrotechnik, Maschinenbau
und Technikjournalismus (EMT)
Studiengang Elektrotechnik (B. Eng.)

Bachelor-Thesis

"Ferndetektion von schädlichen Pilzen im Weinbau durch Laserinduzierte Fluoreszenz

- Weiterentwicklung des VinoLAS® Systems"

Vorgelegt von:
Elias Ellingen
Burgstraße 18a
53773
Hennef Uckerath
Tel. 015787692618
Mail: elias.ellingen@gmail.com
Matr.-Nr. 9033698

Beim Deutschen Zentrum für Luft und Raumfahrt
Institut für Technische Physik
Erstprüfer: Professor Dr. Robert Lange
Zweitprüfer: Professor Dr.-Ing. Alejandro Valenzuela
Betreuer: Dr. Christoph Kölbl
St. Augustin, 3. Mai 2022

Executive Summary

Der Befall mit schädlichen Pilzen führt im Weinbau zu Ertragseinbußen sowie zu ökonomischen und ökologischen Belastungen durch den präventiven Einsatz von Fungiziden. Diese könnten durch eine Früherkennung des Befalls verringert werden. Das Projekt vinoLAS® soll die kontaktlose Früherkennung des falschen Mehltaus, einer wichtigen schädlichen Pilzart im Weinbau, ermöglichen. Dabei sollen Methoden der laserinduzierten Fluoreszenzspektroskopie verwendet werden. In dieser Arbeit wird ein Detektionsmodul zur Analyse des laserinduziertem Fluoreszenzlichts in vier spektralen Kanälen entwickelt.

Die Anforderungen an das Detektionsmodul werden festgelegt und die Entwicklung erläutert. Das System lässt sich in einen optischen und elektronischen Aufbau teilen. Das Verhalten des elektronische Aufbaus wird anhand umfangreicher Messungen bestimmt und mit den Anforderungen verglichen. Es wird mit dem optischen Aufbau zu einem Gesamtsystem kombiniert. Mit diesem werden Messungen im vinoLAS® Laboraufbau durchgeführt, welche zur Verifikation mit einer Referenzmessung verglichen werden.

Die Messungen zum elektronischen Aufbau zeigen, dass alle gestellten Anforderungen erfüllt und teilweise übertroffen werden. Das entstandene Gated-Integrator System ist mit einem, deutlich teureren, kommerziellen Gated-Integrator vergleichbar, bietet dabei aber doppelt so viele Kanäle und ein 44 % geringeres Rauschen. Mit der Diskussion der Messdaten werden außerdem Ansätze vorgestellt, die eine kostengünstige weiter Verbesserung des elektronischen Systems ermöglichen.

Die Messungen mit dem Gesamtsystem zeigen eine qualitative Übereinstimmung mit der Referenzmessung, es sind jedoch noch quantitative Abweichungen vorhanden, die weiter untersucht werden müssen. Außerdem zeigt sich, dass die Qualität der Messdaten durch eine Schwankung der Laserfrequenz stark eingeschränkt wird. Eine leicht implementierbare und kostengünstige Lösung für dieses Problem wird jedoch vorgestellt.

Nach Umsetzung der beiden Verbesserungsvorschläge kann das System in den vinoLAS® Aufbau integriert werden und so eine kontaktlose Früherkennung von falschem Mehltau in Weinreben ermöglichen.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis **iv**

Tabellenverzeichnis **vi**

Abkürzungsverzeichnis **vii**

Einführung **1**

1 Grundlagen **7**
1.1 Fluoreszenz 7
1.2 Elektronische Bauteile 10
1.3 Gated-Integration 16
1.4 Metriken zur Bewertung des Systems 18

2 Planung des vier-Kanal Detektionssystems **21**
2.1 Optischer Aufbau des vinoLAS® Systems 21
2.2 Anforderungen und Umsetzung des vier-Kanal Detektionsssystems 25
2.3 Vorgehen zur Systembewertung 27

3 Elektronische Datenerfassung **29**
3.1 Gated-Integratorschaltung mit Hintergrundabzug 30
3.2 Timing des Integrationsfensters 46
3.3 Analog Digitalwandlung 52
3.4 Kombination zu einer vier-Kanal Platine 56

4 Aufbau des Detektionsmoduls **72**
4.1 Optomechanischer Aufbau 72
4.2 Test des Detektionsmoduls 75

5 Fazit **78**
5.1 Evaluation des entwickelten Systems 78
5.2 Ausblick 79

Literaturverzeichnis **81**

Anhang **84**

Abbildungsverzeichnis

1 vinoLAS® System im Feldeinsatz 2
2 Skizze des Laboraufbaus aus Entwicklungsphase I 3
3 Statistische Auswertung bestehender Ergebnisse 4

1.1 Vereinfachtes Perrin-Jablonski Diagramm 8
1.2 Perrin-Jablonski Diagramm und resultierendes Spektrum 8
1.3 Schematischer Aufbau zur laserinduzierten Fluoreszenzspektroskopie 10
1.4 Ersatzschaltbild für einen Transkonduktanzverstärker 12
1.5 Kennlinie des SOTA 13
1.6 SPI Verbindung und SPI Baustein 15
1.7 Funktionsweise der Lockin und Gated Messung 17

2.1 Basis für den modularen Messaufbau 21
2.2 Anregungs-Emissionsspektrum eines Weinblatts 22
2.3 Ansätze zur Detektion des Fluoreszenzlichts 24
2.4 Optische Aufbauten für die vier-Kanal Detektion 25
2.5 Blockschaltbild der Gesamtschaltung 27

3.1 Gesamtsystem zur Elektronischen Datenauswertung 29
3.2 Konzept zur Integratorschaltung 30
3.3 Schaltungen zum Hintergrundabzug 32
3.4 Intensität des einfallenden Lichts in Abhängigkeit der Zeit 32
3.5 Entwickelte Integratorschaltung mit Hintergrundabzug. 34
3.6 Simulation der Integratorschaltung 37
3.7 Simulierte Kennlinie der Integratorschaltung 38
3.8 Messaufbau zur Charakterisierung der Integratorplatine 41
3.9 Gemessener zeitlicher Verlauf von Ein- und Ausgangsspannung . . 42
3.10 Messergebnisse zum Integrationsverhalten 43
3.11 Oszilloskopbild zum zeitlichen Ablauf des Fluoreszenzsignals . . . 47
3.12 Schaltungskonzept zur Erzeugung des Integrationsfensters 48
3.13 Analoge Schaltung zur Triggerverzögerung 49
3.14 Timer im onepulse mode 51
3.15 Verbindung der seriellen Interfaces mit dem ADC 53
3.16 Serielle Übertragung 54
3.17 Korrektur des Spannungsabfalls zwischen zwei AD Wandlungen . 55

3.18 Programmablaufplan des Mikrocontrollers 56
3.19 Blockschaltbild der Vierkanalplatine 59
3.20 Foto der vier Kanal Platine. 60
3.21 Blockschaltbild des Messaufbaus 61
3.22 Zeitverhalten einer Integration 63
3.23 Gemessene Kennlinie eines Kanals 64
3.24 Nichtlinearität des Integrators 65
3.25 Messungen mit dem UHFLI Boxcar Integrator 66
3.26 Histogramm einer Messung 67
3.27 Vergleich der Standardabweichungen der gemessenen Eingangspulsflächen 68
3.28 Relative Abweichung η für die vier-Kanal Platine 68

4.1 Bestehender Aufbau zur vier-Kanaldetektion: 72
4.2 Faseroptischer Aufbau eines 4-Kanal Detektionsmodul 73
4.3 Optomechanischer Aufbau eines Kanals des Detektionsmoduls . . 74
4.4 Spektrum der laserinduzierten Fluoreszenz des Papiers 75
4.5 Histogramm der beiden Messungen 76

5.1 Schaltplan und Layout für die erste Version der Platine 84
5.2 Schaltplan der vier Kanal Platine 84
5.3 Layout der vier Kanal Platine. 85
5.4 Kennlinien für verschiedene Pulsweiten des Eingangspuls. 85
5.5 Blockschaltbild des STM32F4 Mikrocontrollers 86

Tabellenverzeichnis

2.1 Spezifikationen des verwendeten Lasermoduls. 23
2.2 Anforderungen an die zu entwickelnde Ausleseschaltung 28

3.1 UART Befehle für den Mikrocontroller 58
3.2 Steigung und Y-Achsenschnitt der vier bestimmten Kennlinien . . 65
3.3 Gemessenes Übersprechen D 69

4.1 Wellenlänge und Bandbreite der verwendeten Bandpassfilter. . . . 74
4.2 Mit Oszilloskop und Ausleseschaltung bestimmte Flächen 76

5.1 Eigenschaften der entwickelten Ausleseschaltung und des UHFLI Boxcar Integrators 79

Abkürzungsverzeichnis

ARR	Auto Reload Register
CCR	Capture Compare Register
CLK	Clock
CNT	Counter
MISO	Master In Slave Out
MOSI	Master Out Slave In
OTA	Operational Transconductance Amplifier
SCK	Serial Clock
SNR	Signal-Rausch Verhältnis
SOTA	Sampling Operational Transconductance Amplifier
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
VC-OPV	Voltage-Current-Operationsverstärker
VV-OPV	Voltage-Voltage-Operationsverstärker

Einführung

Motivation: Im europäischen Weinbau werden jährlich ca. 90000 Tonnen Fungizid zur Bekämpfung und zur Vorbeugung von schädlichem Pilzbefall eingesetzt. Das entspricht 60% des gesamten Fungizidverbrauchs in der Landwirtschaft, obwohl der Weinbau nur 5% der Anbaufläche einnimmt (Vgl. [1]).

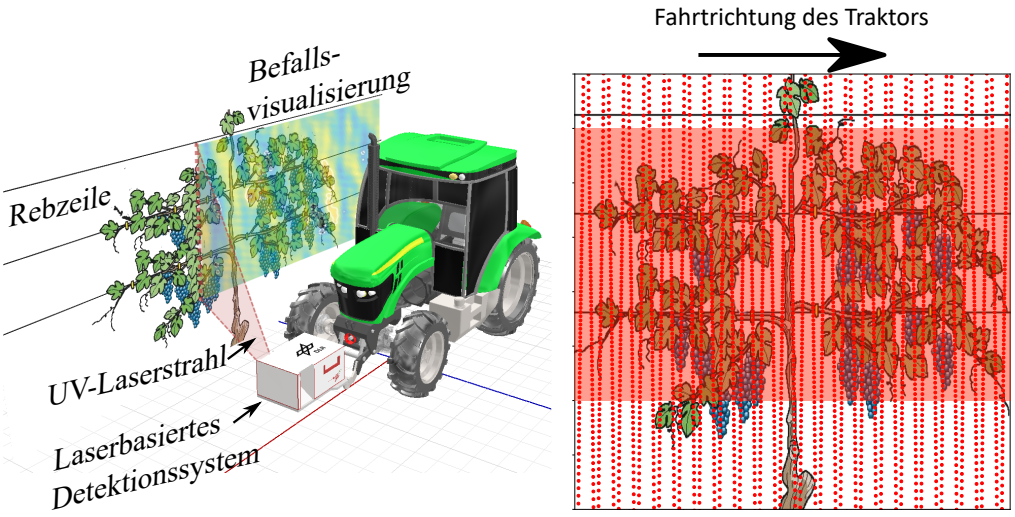
Das Ziel des vinoLAS® Projekt ist es, durch laserbasierte Ferndetektion die Detektion von falschem Mehltau zu ermöglichen. Im Vergleich zu existierenden, passiven Detektionstechnologien, soll die aktive Anregung eine frühere Detektion und damit einen gezielteren Einsatz dieser Fungizide ermöglichen. Dadurch entstehen folgende Vorteile:

- Ertragssteigerung durch frühere Erkennung
- geringere Kosten für Fungizide
- geringere Umweltbelastung

Das Projekt vinoLAS® setzt sich aus mehreren Entwicklungsphasen zusammen. Im ersten, abgeschlossenen, Entwicklungsschritt I konnte gezeigt werden, dass die Ferndetektion mittels laserinduzierter Fluoreszenz unter Laborbedingungen möglich ist. Weiterhin kann der Pilzbefall schon vor Auftreten von optischen Symptomen erkannt werden. Der Laboraufbau aus Entwicklungsschritt I nimmt Messungen lediglich für einen einzigen Punkt auf. (Vgl. [2])

Ziel des aktuellen Entwicklungsschritt II ist es, das System weiterzuentwickeln, sodass „eine selektive Detektion von Pilzbefall in Feldtests möglich ist“ [2].

Dabei wird die Idee verfolgt, dass das entstehende System, wie in Abbildung 1a gezeigt, später an einem Traktor montiert werden, und die gesamte Laubfläche analysieren kann. In [3] wurde zu diesem Zweck ein Scanspiegelsystem entwickelt. Ein rotierender Spiegel lenkt die Punkte in vertikaler Richtung ab. Durch die Überlagerung mit der horizontalen Bewegung des Traktors entsteht ein zweidimensionalen Scanmuster.



(a) Skizze des geplanten Systems

(b) Scan der Laubfläche durch 1-d Punkt-scans

Abbildung 1: Das vinoLAS® System im Feldeinsatz: (a) zeigt den geplanten Aufbau für das vinoLAS® System. Das Detektionssystem wird vorne an einem Traktor befestigt und kann dann beim Durchfahren der Rebzeile eine Kartierung des Befalls vornehmen [2]. (b) veranschaulicht, wie die zweidimensionale Laubfläche mit einem eindimensionalen Linienscan aufgenommen werden kann. Die roten Punkte stellen dabei die Messpunkte dar. Die Verteilung der Messpunkte entsteht durch die Überlagerung der horizontalen Bewegung des Detektionssystems mit der Rotation eines Scanspiegels, der die Messung in der Vertikalen lenkt [3]. Der Messbereich ist rot eingefärbt.

Stand der Technik: In diesem Abschnitt werden zunächst der Laboraufbau und die Ergebnisse aus Entwicklungsschritt I vorgestellt. Im Anschluss werden gängige Methoden zur Auswertung von Fluoreszenzsignalen vorgestellt und im Bezug auf die Erkenntnisse aus Entwicklungsschritt I gesetzt.

Der Laboraufbau aus Entwicklungsschritt I ist in Abbildung 2 skizziert. Als Laserquelle diente hierbei ein gütegeschalteter, gepulster DPSS[1]-Laser (Frankfurt Laser) bei einer Wellenlänge von 355 nm. Der kollimierte Laserstrahl wird über Spiegel auf die Probe, in dem Fall das Blatt einer Topfrebe, gelenkt. Durch die laserinduzierte Anregung der Blattmatrix wird Fluoreszenzlicht emittiert. Mit Hilfe eines Kepler Fernrohrs wird dieses, entsprechend der numerischen Apertur der verwendeten Optik, gesammelt. Anschließend wird mittels eines Notch- bzw. Langpassfilters die, am Blatt reflektierte, Laserwellenlänge herausgefiltert. Da das emittierte Fluoreszenzlicht immer höhere Wellenlängen als das Anregungslicht aufweist, wird es von diesem Filter nicht beeinflusst. Das Licht wird dann durch eine optische Multimodenfaser in das Spektrometer gekoppelt.

[1]Diode Pumped Solid State

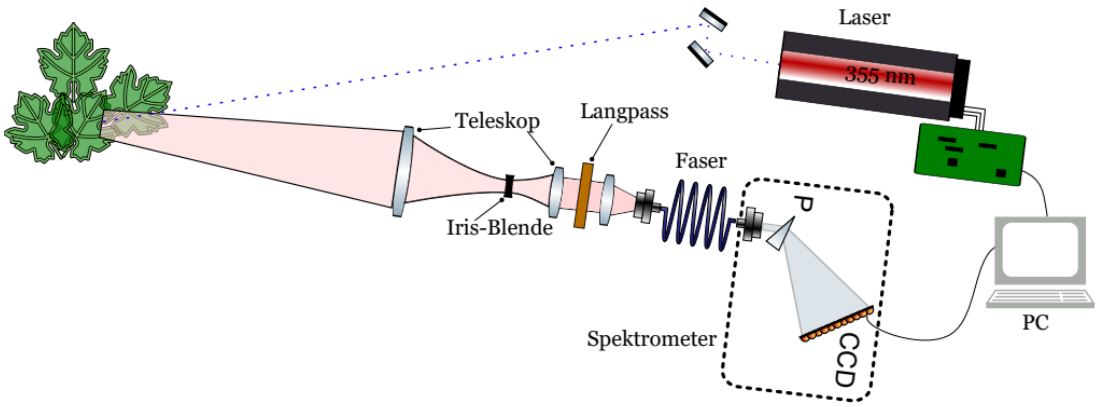
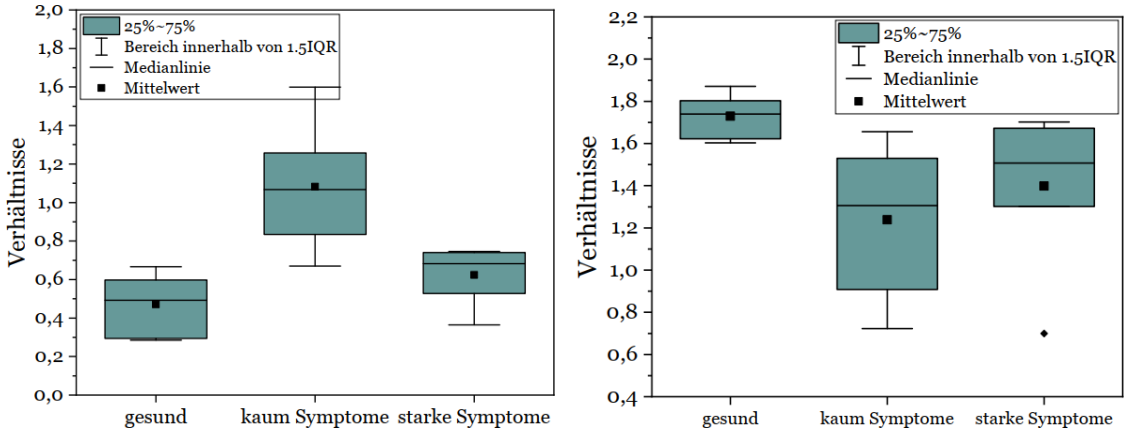


Abbildung 2: Skizze des Laboraufbaus zur Durchführung der Proof of Concept Experimente in Entwicklungsphase I: Dieser besteht aus einem Laser zur Anregung der Fluoreszenz, einem Teleskop zum Einfangen des Fluoreszenzsignals und einem Spektrometer zur Analyse des Fluoreszenzsignals [4].

Mit dem beschriebenen Aufbau wurden mehrere Messungen an Weinblättern von inokulierten Topfreben und, zur Kontrolle, an Weinblättern von gesunden Topfreben durchgeführt. In der ersten Analyse wurde eine Einteilung in die Gesundheitszustände *gesund*, *inokuliert ohne sichtbare Symptome* und *inokuliert mit sichtbaren Symptomen* vorgenommen (Vgl. [2]). Analog zum NDVI (Normalized Difference Vegetation Index), der beispielsweise in der Fernerkundung häufig als Vegetationsindex verwendet wird, wurden zur weiteren Auswertung folgende Verhältnisse aus den Intensitäten der blau grünen Fluoreszenz und der roten Fluoreszenz berechnet (Vgl. [4]):

$$V_{BGF} = \frac{\int_{500\,\mathrm{nm}}^{600\,\mathrm{nm}} I(\lambda)\,\mathrm{d}\lambda}{\int_{400\,\mathrm{nm}}^{500\,\mathrm{nm}} I(\lambda)\,\mathrm{d}\lambda} \qquad V_{RF} = \frac{\int_{707\,\mathrm{nm}}^{850\,\mathrm{nm}} I(\lambda)\,\mathrm{d}\lambda}{\int_{650\,\mathrm{nm}}^{706\,\mathrm{nm}} I(\lambda)\,\mathrm{d}\lambda} \tag{1}$$

Nach statistischer Analyse der damals aufgenommenen Messdaten auf Basis dieser beiden Verhältnisse für die blau-grüne (BGF) und rote Fluoreszenz (RF) zeigte sich das in Abbildung 3 dargestellte Verhalten der Intensitätsverhältnisse V_{BGF}, V_{RF}.



(a) Blau-grüne Fluoreszenz (b) Rote Fluoreszenz

Abbildung 3: (a) zeigt eine statistische Auswertung der gemessenen Verhältnisse V_{BGF}, (b) die der Verhältnisse V_{RF} [4]. Beide Verhältnisse zeigen im Zustand *kaum Symptome* eine Veränderung gegenüber der gesunden Kontrollgruppe. Bei starken Symptomen nimmt diese Veränderung wieder ab.

Diese Auswertung zeigt, dass die inokulierten Blätter ohne sichtbare Symptome, im Vergleich zu den gesunden Blättern, einen Anstieg der Verhältnisse der blau-grünen Fluoreszenz aufweisen. Die Verhältnisse der roten Fluoreszenz nehmen dagegen ab. Eine Unterscheidung zwischen inokulierten und gesunden Weinblättern scheint somit möglich.

Allerdings zeigt sich auch, dass sich beide Verhältnisse mit dem Auftreten der optischen Symptome wieder dem Ausgangszustand annähern. Ein Grund hierfür könnte sein, dass nicht die Fluoreszenz des Pilzes selber gemessen wird, sondern die Reaktionen der Pflanze auf die Infektion. Diese Reaktionen werden für Gerstenpflanzen, die mit echtem Mehltau inokuliert wurden, beschrieben [5]: Nach der Inokulation werden im Fluoreszenzspektrum Änderungen messbar, die nach einer gewissen Zeit wieder abnehmen. Um diese Hypothese zu verifizieren müssen weitere Messungen vorgenommen werden, die den zeitlichen Verlauf der Fluoreszenzspektren nach der Inokulierung zeigen.

Insgesamt zeigen die Proof of Concept Messungen, dass es zur Erkennung des Pilzbefalls genügen könnte, die Intensität für die vier genannten Wellenlängenbereiche zu bestimmen.

In diesen Messungen wurde für die Anregung ein gepulster Laser verwendet, der eine Messung mit einem Gated-Spektrometer ermöglicht. Dabei wird eine zeitliche Einschränkung der Messung auf den Zeitraum vorgenommen, in dem das Fluoreszenzlicht emittiert wird, wodurch das Signal-Rausch Verhältnis deutlich besser ist, als bei einer Messung ohne Gating. Die durchgeführte Messung mittels

eines CCDs wurde über mehrere Pulse ohne Gating gemittelt, wodurch dieser Vorteil nicht genutzt wurde. Für die Detektion des gepulsten Fluoreszenzsignals bestehen folgende Möglichkeiten:

- **CCD-Spektrometer ohne Gating:** Die weitere Verwendung eines CCD-Spektrometers ohne Gating hätte den Vorteil geringerer Kosten im Vergleich zu einem System mit Gating. Dadurch, dass die Detektion später anhand einzelner Messungen ohne Mittelung erfolgen soll, ist diese Option allerdings nicht optimal.
- **Gated-Spektrometer:** Ein gegatetes Spektrometer bietet die erwähnte Verbesserung des Signal-Rausch Verhältnis. Allerdings sind die erhältlichen Systeme sehr teuer und bieten im Vergleich zu einem klassischen Spektrometer nur wenige (z.B. 32) Kanäle.
- **Eigenbau vier-Kanal Gated-Spektrometer:** Genügt, wie vermutet, die Messung von vier Kanälen, so könnte ein selbst entwickeltes Gated vier-Kanal Spektrometer die Vorteile des guten Signal-Rauschverhältnis zu einem günstigeren Preis bieten.

Um die Eigenschaften der verschiedenen Methoden zur Detektion und Anregung der laserinduzierten Fluoreszenz in Feldtests zuverlässig evaluieren zu können, soll ein modulares Messsystem entwickelt werden. In dieses können dann verschiedene Anregungs und Detektionsmodule eingebaut und getestet werden. Ziel dieser Arbeit ist es, ein Detektionsmodul auf Basis der vier-Kanal Detektion zu entwickeln.

Überblick über die Arbeit: In dieser Arbeit wird die Entwicklung eines optischen Detektionsmoduls auf Basis der vier-Kanal Detektion, in Kombination mit der Konzeptionierung und Umsetzung der dafür notwendigen Datenerfassung, beschrieben.

In *Kapitel 1* werden Grundlagen der Fluoreszenzspektroskopie eingeführt und die Funktionsweisen der elektronischen Bauteile erläutert, die für die Umsetzung des Detektionsmoduls relevant sind. Verschiedene Metriken zur Bewertung des Detektionssystems werden definiert. In *Kapitel 2* wird das vinoLAS® Messsystem, in welches sich das in dieser Arbeit entwickelte Detektionsmodul eingliedert, genauer beschrieben. Davon ausgehend lassen sich die technischen Anforderungen an das Detektionssystem ableiten. Zudem wird das erarbeitete Gesamtkonzept

der elektronischen Datenerfassung vorgestellt. Anhand dieses Gesamtkonzepts wird in *Kapitel 3* die Entwicklung der elektronischen Datenerfassung beschrieben. Neben der elektronischen Datenerfassung wurde auch ein optomechanischer Aufbau konstruiert. Dieser wird in *Kapitel 4* beschrieben und umfasst die Aufteilung des optischen Signals, die Bandpassfilterung, und die Umwandlung in ein elektrisches Signal mithilfe von Avalanche Photodioden. Hier wird außerdem evaluiert inwiefern das entwickelte Detektionsmodul an den modularen Aufbau angeschlossen werden kann und es werden Testmessungen durchgeführt. Diese werden mit Referenzmessungen, die mit einem Spektrometer entstanden sind, verglichen. Abschließend werden in *Kapitel 5* alle Messergebnisse zusammengefasst und diskutiert und es wird ein Überblick über weitere Entwicklungsschritte gegeben.

1: Grundlagen

1.1 Fluoreszenz

Zur Bestimmung der chemischen und physikalischen Eigenschaften einer Probe kommen verschiedene spektroskopische Methoden zum Einsatz. Dazu zählen unter anderem NIR (Near Infrared)-, MIR (Mid Infrared)-, Fluoreszenz- und Raman-Spektroskopie, wobei jede dieser Methoden anwendungsspezifische Vor- und Nachteile bietet [6]. Da das Messsystem, zu dem diese Arbeit beiträgt, auf der laserinduzierten Fluoreszenz basiert, wird das Phänomen der Fluoreszenz im Folgenden näher beschrieben.

1.1.1 Grundlagen

Die Fluoreszenz ist, wie die Phosphoreszenz, eine Form der Photolumineszenz: Durch ein oder mehrere einfallende Photonen wird ein Elektron in einen höheren elektronischen Zustand angeregt. Bei der Relaxation in einen energetisch niedrigeren Zustand emittiert es die überschüssige Energie in Form von Photonen. Aufgrund von inter- und intramolekularen Wechselwirkungen ist die Energie des emittierten Photons geringer, sodass die Wellenlänge stets größer als die des absorbierten Photons ist (Vgl. [7, S. 2]).

Die Fluoreszenz tritt auf, wenn ein Übergang direkt aus einem angeregten Zustand in den Grundzustand erfolgt. Bei der Phosphoreszenz erfolgt dagegen zunächst eine Interkombination in einen anderen Zustand. In Abbildung 1.1 sind die Vorgänge der Fluoreszenz und der Phosphoreszenz in einem Termschema dargestellt. Die Interkombination vom angeregten Zustand in den Zwischenzustand ist hierbei deutlich unwahrscheinlicher als der direkte Übergang in den Grundzustand. Darum ist die Abklingdauer der Phosphoreszenz in der Regel mit 1 ms – 10 s deutlich länger als die der Fluoreszenz, welche typischerweise im Bereich von 0,1 ns – 100 ns liegt [7, S. 65]. Eine detaillierte Beschreibung des Fluoreszenzprinzips findet sich in [7, S. 36 f], Informationen zur Interkombination in [7, S. 58 f].

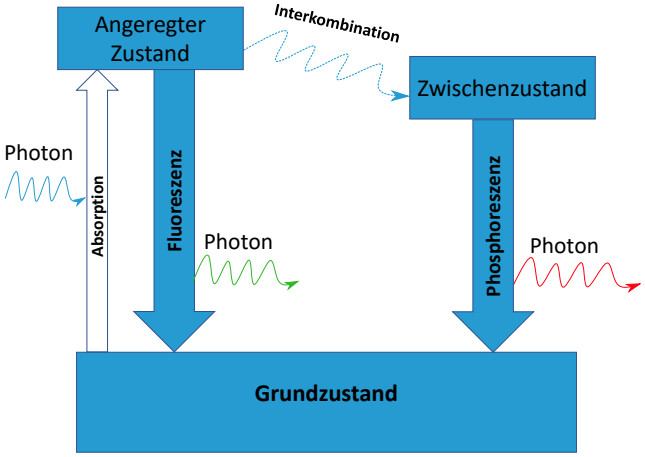
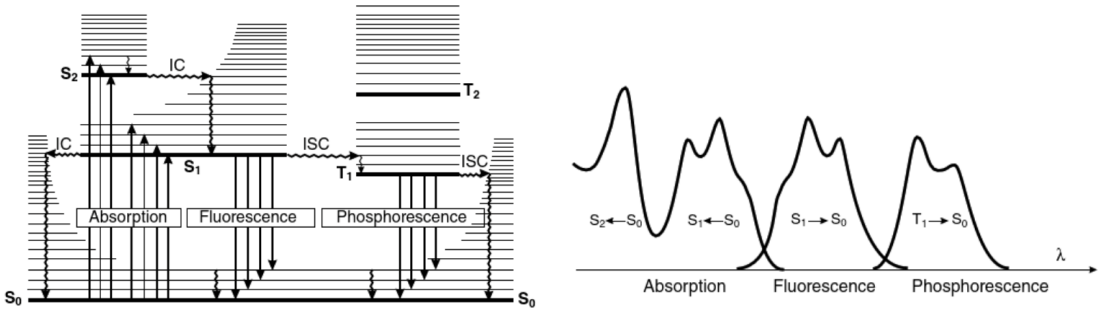


Abbildung 1.1: Vereinfachtes Perrin-Jablonski Diagramm nach [7, S. 14].

Fände der Fluoreszenzprozess nur zwischen dem Grundzustand und einem angeregten Zustand statt, würde sich im Spektrum genau eine Linie zeigen. In der Realität gibt es jedoch eine Vielzahl von Schwingungszuständen, die energetisch über dem Grundzustand liegen. Somit besteht die Möglichkeit für viele verschiedene Übergänge, bei denen Photonen unterschiedlicher Wellenlängen emittiert werden. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Elektron in einen bestimmten Zustand übergeht, wird hierbei durch das Franck-Condon Prinzip bestimmt [7, S. 47ff]. Abbildung 1.2 zeigt ein typisches Perrin-Jablonski Diagramm und die daraus resultierenden Absorptions-, Fluoreszenz- und Phosphoreszenzspektren.



(a) Perrin-Jablonski Diagramm

(b) Korrespondierendes Spektrum

Abbildung 1.2: Perrin-Jablonski Diagramm [7, S. 54]: Die Fluoreszenzvorgänge (a) haben verschiedene Energien und somit auch verschiedene Wellenlängen. Dies zeigt sich auch im Spektrum (b), das, statt einer diskreten Linie, einen kontinuierlichen Verlauf zeigt.

Dabei wird deutlich, dass das Fluoreszenzspektrum im Vergleich zum Absorptionsspektrum zu niedrigeren Energien bzw. längeren Wellenlängen hin verschoben ist. Zudem erstreckt sich dieses typischerweise (abhängig von der Anregung) im Vergleich zu anderen optischen Spektroskopieverfahren (z.B. Raman Spektroskopie) sehr breitbandig vom UV bis in den sichtbaren Bereich des Spektrums.

1.1.2 Fluoreszenzspektroskopie

Zur Messung von Fluoreszenzspektren kommt in der Regel ein Fluoreszenzspektrometer zum Einsatz. Ein Fluoreszenzspektrometer[1] ist in der Lage das Emissionsspektrum einer Probe aufzunehmen. Das Emissionsspektrum beschreibt die Intensität des emittierten Lichts in Abhängigkeit der Wellenlänge, wobei die Anregungswellenlänge konstant bleibt. Mit den meisten Fluoreszenzspektrometern kann auch das Anregungsspektrum aufgenommen werden, welches die Intensität des emittierten Lichts einer Wellenlänge, in Abhängigkeit der Anregungswellenlänge beschreibt (Vgl. [8, S. 27]).

Grundsätzlicher Aufbau eines Spektrometers Ein Fluoreszenzspektrometer setzt sich aus einer **Lichtquelle**, je einem **Monochromator** für das Anregungslicht und das emittierte Licht und einem **Detektor** zusammen [8, S. 27].

- **Lichtquelle** Im Falle der laserinduzierten Fluoreszenzspektroskopie ist die Lichtquelle ein Laser. Andere häufig verwendete Lichtquellen sind z.B. Xenonlampen oder LEDs [8, S. 31ff].
- **Monochromator** Der Monochromator hat die Aufgabe das Licht in seine spektralen Bestandteile zu zerlegen. Dabei kommen in der Fluoreszenzspektroskopie i.d.R Gitter zum Einsatz [8, S. 34ff]. Wird kein Anregungsspektrum erstellt, muss der Monochromator die Wellenlänge des Anregungslichts während der Messung nicht verändern, und es genügt die Verwendung eines Bandpassfilters.
- **Detektor** Der Detektor wird genutzt um das, optische Signal nach dem Monochromator in ein elektrisches Signal zu wandeln, dass dann weiterverarbeitet werden kann. Häufig verwendete Detektoren sind PMTs (Photo Multiplier Tube), CCDs (Charge Coupled Device) und APDs (Avalanche Photodiode). PMTs sind dabei die sensitivsten Detektoren aber relativ groß und teuer. CCDs dagegen bieten einen kompakteren Aufbau mit hoher spektraler Auflösung. APDs ermöglichen eine ähnliche Verstärkung zu PMTs bei einem günstigeren Preis. Allerdings ist die Detektorfläche typischerweise deutlich kleiner, sodass die Fokussierung und Ausrichtung eine Herausforderung darstellen kann. [8, S. 44, S. 118]

[1] z.B. Edingburgh Instruments: https://www.edinst.com/types/fluorescence-spectrometers/

Ein Aufbau zur laserinduzierten Fluoreszenzspektroskopie setzt sich zusammen aus einem Laser zur Anregung, dessen Licht in der Probe Fluoreszenz anregt, einem Monochromator, der dieses Licht in seine spektralen Bestandteile zerlegt und einem Detektor, der die Intensität der so separierten Bestandteile des Lichts bestimmt. Ein solcher Aufbau ist in Abbildung 1.3 schematisch skizziert.

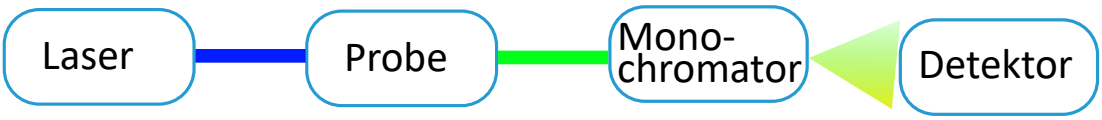


Abbildung 1.3: Schematischer Aufbau zur laserinduzierten Fluoreszenzspektroskopie nach [9].

Um die Messung des Fluoreszenzsignals bei Hintergrundlicht zu ermöglichen kann ein gepulster Laser verwendet werden. Während dieser kein Licht emittiert kann die Hintergrundstrahlung gemessen und so später vom gemessenen Signal abgezogen werden. Das Fluoreszenzsignal entspricht dann der Energie der Fluoreszenzpulse, die durch die Laserpulse ausgelöst werden.

1.2 Elektronische Bauteile

1.2.1 Avalanche Photodiode

Zur Messung der Energie dieser Fluoreszenzpulse ist ein Detektor notwedig. Im entwickelten Detektionsmodul kommen dafür Avalanche Photo Dioden (APDs) zum Einsatz. Deren grundlegende Funktionsweise wird im Folgenden erläutert. Davon ausgehend wird die Bedeutung des elektrischen Ausgangssignals der verwendeten APDs dargestellt.

Funktionsweise Eine Avalanche Photodiode ist eine Photodiode, bei der am PN-Übergang eine hohe Bias Spannung anliegt. Bei der regulären Photodiode lösen einfallende Photonen am PN-Übergang durch den photoelektrischen Effekt Ladungsträger aus, welche durch die Potentialdifferenz zwischen P und N dotiertem Bereich einen Photostrom auslösen. Das Verhältnis diese Photostroms I_p zur einfallenden Lichtleistung Φ_p wird als Responsivität bezeichnet [10, S. 514ff]:

$$R = \frac{I_p}{\Phi_p} \tag{1.1}$$

Bei einer Avalanche Photodiode wird eine hohe Bias Spannung nach dem PN Übergang angelegt. Der Photostrom wird zunächst wie bei der normalen Photodiode erzeugt, die Elektronen werden dann jedoch durch das elektrische Feld weiter beschleunigt. Ist diese Beschleunigung groß genug, können sie durch Kollision mit den Atomen des Halbleiters zusätzliche Ladungsträger freisetzen, welche ebenfalls beschleunigt werden und den selben Effekt erneut auslösen können. So entsteht ein deutlich größerer Photostrom, da ein Photon viele Ladungsträger auslöst. Die Verstärkung durch diesen Effekt wird mit dem M Faktor beschrieben, der beschreibt, wieviele Ladungsträger ein Ladungsträger, der durch die reguläre Photodiode entstanden ist, auslöst. Die Responsivität der APD entspricht dem Produkt aus der Responsivität der Photodiode und dem M Faktor (Vgl. [10, S. 532ff]). Bei der verwendeten APD430A2(M) der Firma Thorlabs lässt sich der M Faktor auf einen Wert zwischen 10 und 100 einstellen.

Interpretation des elektrischen Ausgangssignals Der so entstehende Photostrom wird bei der verwendeten APD durch einen Transimpedanzverstärker in ein Spannungssignal gewandelt, welches am BNC Stecker der Photodiode abgegriffen werden kann. Für das Spannungssignal $U(t, \lambda)$ gilt dann [11, S. 7]:

$$U(t, \lambda) = R(\lambda) \cdot A \cdot \Phi(t, \lambda) \tag{1.2}$$

Dabei beschreibt $R(\lambda)$ die Responsivität in Abhängigkeit der Wellenlänge λ, A die Transimpedanzverstärkung und $\Phi(t, \lambda)$ die optische Leistung des Fluoreszenzsignals in Abhängigkeit der Zeit t und der Wellenlänge λ.

Im vorliegenden Anwendungsfall wird das einfallende Licht durch optische Bandpassfilter auf einen Wellenlängenbereich von ca. 30 nm begrenzt. Vereinfacht werden deshalb $R(\lambda)$ und $\Phi(\lambda)$ für die jeweiligen Wellenlängenbanden als konstant angenommen.

Da die einzelnen Detektoren unterschiedliche Spektralbereiche abdecken unterscheiden sie sich hinsichtlich ihrer Responsivität. Im folgenden wird die Responsivität bei der Wellenlänge λ als R_λ bezeichnet. Analog beschreiben die Funktionen $\Phi(t)_\lambda$ und $U(t)_\lambda$ den zeitlichen Verlauf der einfallenden Lichtleistung bzw. der ausgegeben Spannung bei der Wellenlänge λ.

Somit lässt sich aus dem Spannungssignal $U(t)_\lambda$ aus (1.2) die Energie eines Fluo-

reszenzpulses bei der Wellenlänge λ berechnen:

$$E_\lambda = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t)_\lambda \, \mathrm{d}t = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U(t)_\lambda}{R_\lambda \cdot A} \, \mathrm{d}t = k_\lambda \int_{-\infty}^{\infty} U(t)_\lambda \, \mathrm{d}t \qquad \text{mit } k_\lambda = \frac{1}{R_\lambda \cdot A} \tag{1.3}$$

1.2.2 Intergratorschaltung für hohe Frequenzen

Um das Integral in 1.3, und somit die Energie des Fluoreszenzpulses im entsprechenden Wellenlängenbereich, zu berechnen, soll eine analoge Integratorschaltung verwendet werden. Die gewählte Schaltung basiert auf einem Transkonduktanzverstärker, auch Voltage-Current Operationsverstärker (VC-OPV) genannt. Zunächst wird der VC-OPV und dann die darauf basierende Integratorschaltung beschrieben.

Idealer VC-OPV Während der normale Volage-Voltage Operationsverstärker (VV-OPV) am Ausgang eine Spannung ausgibt, die proportional zur Spannung am Eingang ist, wird am Ausgang des VC-OPV ein Strom ausgegeben. Ein idealer VC-OPV ist somit eine spannungsgesteuerte Stromquelle. In Abbildung 1.4 ist das Ersatzschaltbild für einen VC-OPV gezeigt.

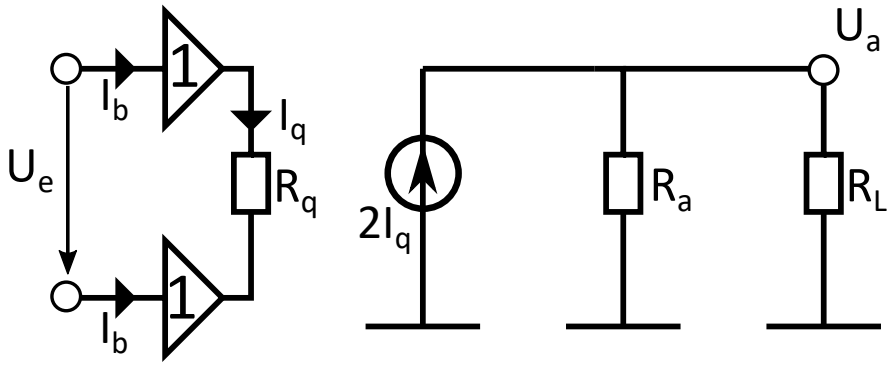


Abbildung 1.4: Ersatzschaltbild für einen Transkonduktanzverstärker nach [12, S. 597]. Die Eingänge sind durch einen Buffer Verstärker (auch Spannungsfolger genannt) modelliert. Der Ausgang wird durch eine ideale Stromquelle mit dem Ausgangswiderstand R_a umgesetzt.

Für einen idealen VC-OPV ist der Eingangsstrom I_b an beiden Eingängen gleich null und der Ausgangswiderstand $R_a \to \infty$. Durch die Buffer Verstärker an den Eingängen ist die Spannung über den Widerstand R_q gleich U_e. Der Strom I_q wird dann durch die Wahl des Widerstands R_q und die Eingangsspannung U_e

bestimmt. Die ideale Stromquelle erzeugt das doppelte des Stroms I_q. Die Ausgangsspannung U_a des idealen VC-OPV entspricht dann [12, S. 595ff]:

$$U_a = 2 \cdot R_L \cdot I_q = 2 \cdot R_L \cdot \frac{U_e}{R_q} \tag{1.4}$$

Realer VC-OPV Ein realer VC-OPV weicht von dem idealen Modell in verschiedenen Hinsichten ab. Für diese Arbeit relevant sind dabei die folgenden Punkte:

Am Eingang des nicht idealen VC-OPV tritt ein Eingangsstrom I_b auf. Fließt dieser Strom in der Schaltung durch Widerstände löst er eine Spannung aus, die das Verhalten der Schaltung verändern kann.

Weiterhin sind Ein- und Ausgangsspannung und Ausgangsstrom auf einen linearen Arbeitsbereich beschränkt. Dies zeigt sich unter anderem in der Kennlinie des *Sampling Operational Transconductance Amplifier* (SOTA) des verwendeten OPA615 (Abbildung 1.5). Die Kennlinie zeigt den Ausgangsstrom in Abhängigkeit der Eingangsspannung. Je weiter die Eingangsspannung von 0 abweicht, desto größer wird die Nichtlinearität.

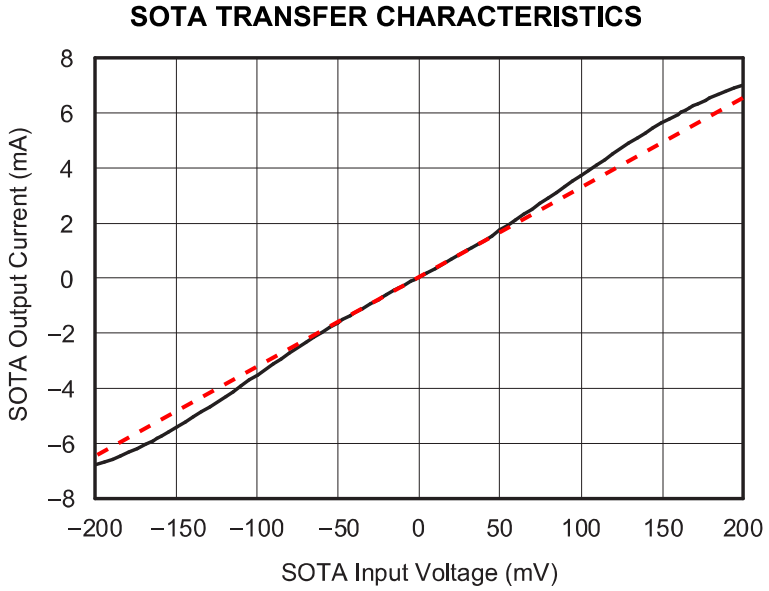


Abbildung 1.5: Kennlinie des SOTA: Gezeigt ist der Ausgangsstrom in Abhängigkeit der Eingangsspannung (schwarz). Je weiter die Eingangsspannung von 0 abweicht, desto größer wird die Abweichung vom linearen Verlauf (rot) [13].

Außerdem weist die Transkonduktanz mancher VC-OPVs eine Temperaturabhängigkeit auf, die korrigiert werden muss. Der verwendete OPA615 enthält VC-OPVs die bereits intern temperaturkompensiert sind.

VC-Integrator Wird mit einem VC-OPV ein Kondensator geladen ergibt sich eine Integratorschaltung. Für die Ausgangsspannung U_a gilt dann [12, S. 749f]:

$$U_a = \frac{2}{C} \int I_q(t)\,\mathrm{d}t = \frac{2}{R_q \cdot C} \int U_e(t)\,\mathrm{d}t \tag{1.5}$$

Somit eignet sich die Schaltung zur Integration des Spannungssignals. Weiterhin bietet sie im Vergleich zu einer Integratorschaltung auf Basis eines VV-OPV ein besseres Verhalten für hohe Frequenzen [12, S. 749].

1.2.3 Mikrocontroller

Um die Ausgangsspannung des Integrators zu Messen kommt ein Analog-Digital-Wandler (ADC) zum Einsatz. Dieser wandelt das analoge Spannungssignal in ein digitales Signal, welches dann von einem Mikrocontroller verarbeitet und an den Messrechner gesendet wird. Ein Mikrocontroller setzt sich aus einem Mikroprozessor, seinem Daten- und Programmspeicher und verschiedenen Systembausteinen wie Zählern oder Analog-Digital-Wandlern zusammen. Im Gegensatz zu einem traditionellen Computer sind all diese Komponenten auf einem Chip untergebracht, sodass sich ein vollständiger Mikrocomputer auf einem Chip ergibt [14, S. 1ff].

Im experimentellen Aufbau wird ein STM32-F446 der Firma ST-Microelectronics verwendet, dessen Komponenten als Blockdiagramm schematisch im Anhang (Abb. 5.5) dargestellt ist. Aufgrund der Komplexität des System werden an dieser Stelle nur die relevanten Bausteine beschrieben:

TIM: Timer Interface Module Der STM32-F446 bietet verschiedene Timerbausteine, wobei in dieser Anwendung nur der *Advanced Control Timer* verwendet wird. Dieser verfügt über ein 16 Bit *counter register* (CNT), welches von einem Timertakt mit bis zu 180 MHz gesteuert werden kann. Bei jedem Taktpuls wird CNT dabei um eins erhöht. Zusätzlich bietet der Timer ein *auto reload register* (ARR). Erreicht CNT den Wert im ARR wird der Timer zurückgesetzt. Es besteht die Möglichkeit in diesem Fall einen Interrupt zu generieren, sodass der Mikroprozessor mit der nächsten Instruktion auf das Erreichen des ARR Werts reagieren kann. Außerdem kann, direkt im Timer Modul, ein digitaler Ausgangspin getoggelt oder auf einen festen Zustand geschaltet werden.

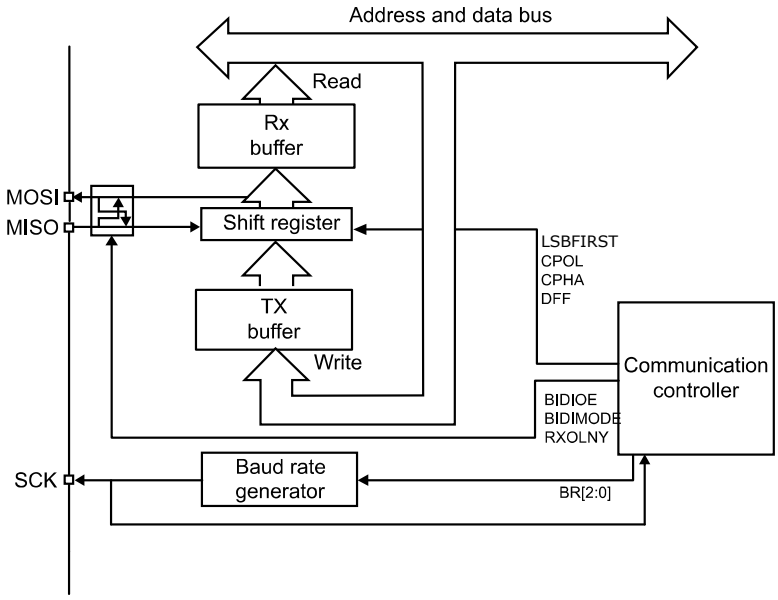
Neben dem ARR existiert das *capture compare register* (CCR). Dieses unterscheidet sich vom ARR darin, dass beim Erreichen des Werts der Counter nicht

zurückgesetzt wird. Es kann aber ebenfalls ein Interrupt generiert werden und der digitale Ausgang geschaltet werden. Der Timer verfügt über weitere Funktionen, die jedoch für diese Anwendung nicht relevant sind und deswegen nicht weiter beschrieben werden [15, S. 30ff],[16, S. 448ff].

SPI: Serial Peripheral Interface Die SPI Schnittstelle wurde von der Firma Motorola entwickelt und ermöglicht den kostengünstigen Anschluss von Peripheriekomponenten. Sie kommt in vielen Mikrocontrollern und Komponenten verschiedener Hersteller zum Einsatz. Es handelt sich um ein Bus System, in dem ein Master mit mehreren Slaves kommunizieren kann. Da im Rahmen dieser Arbeit nur die Kommunikation zwischen je zwei Geräten relevant ist, beschränkt sich die folgende Beschreibung auf diesen Fall. Die Verbindung eines SPI Masters mit einem SPI Slave besteht aus einer Taktleitung (SCK) und zwei Datenleitungen: MISO (Master In Slave Out) und MOSI (Master Out Slave In) [14, S. 379ff].



(a) SPI Verbindung



(b) SPI Baustein des STM32-F446

Abbildung 1.6: Das Serial Peripheral Interface: (a) zeigt die Verbindung eines Masters und eines Slaves über die SPI Schnittstelle, (b) den Aufbau des verwendeten SPI Bausteins des STM32-F446 Mikrocontrollers aus [16, S. 848], vereinfacht.

Eine SPI Verbindung ist in Abbildung 1.6a dargestellt, Abbildung 1.6b zeigt die Umsetzung des SPI Bausteins auf dem STM32-F446. Zur Ansteuerung des Bausteins muss zunächst eine Initialisierung erfolgen, die mithilfe der mitgelieferten HAL (Hardware Abstraction Layer) Treibersoftware durch das Aufrufen einer vorhandenen Funktion umgesetzt werden kann. Diese benötigt lediglich einige Argumente zur Konfiguration, beispielsweise ob die Daten mit der steigenden oder fallenden Taktflanke übertragen werden sollen. Diese Informationen finden sich im Datenblatt des anzusteuernden Bausteins.

Um Daten über das Interface zu senden genügt es, in das TX Buffer Register zu schreiben. Ist der Baustein im Mastermode beginnt er automatisch mit dem Versenden der Nachricht. Ist er im Slavemode wird die Nachricht erst versendet, wenn vom Master ein Taktsignal generiert wird. Zum Empfangen der Daten reicht ein Lesezugriff auf den RX Buffer. Vor jeder Lese oder Schreib Operation sollte anhand des Werts des Status Registers verifiziert werden, dass die vorherige Übertragung abgeschlossen ist.

UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) Interface Das UART Interface ermöglicht die Kommunikation zwischen dem Mikrocontroller und dem Messrechner. Während viele ältere Rechner noch über eine UART Schnittstelle verfügen, ist dies bei den meisten neueren Systemen nicht mehr der Fall. Deswegen ist auf dem verwendeten STM32-Nucleo64 Entwicklungsboard zusätzlich ein ST-Link Mikrocontroller verbaut, der unter anderem als UART-USB-Wandler funktioniert, sodass er über die USB Schnittstelle mit dem Messrechner verbunden werden kann und dort als virtueller UART Port erkannt wird. Sollte sich die Kommunikation über die UART Schnittstelle als zu langsam herausstellen verfügt der STM32-F446 Mikrocontroller auch über ein natives USB Interface, mit dem höhere Übertragungsraten möglich sind. Dessen Verwendung würde allerdings einen höheren Aufwand für die Programmierung bedeuten [17, S. 16],[16, S. 1090].

1.3 Gated-Integration

Zur Messung der Amplitude und Phase schwacher elektrischer Signale, die mit einem bekannten Signal moduliert sind, werden in der Messtechnik zwei unterschiedliche Verfahren eingesetzt: Die Lockin Detektion und die Boxcar- oder auch Gated-Integration. Bei beiden Verfahren wird das Eingangssignal, wie in Abbil-

dung 1.7 skizziert, zunächst mit einem Referenzsignal multipliziert und dann durch einen Tiefpassfilter oder Integrator gefiltert.

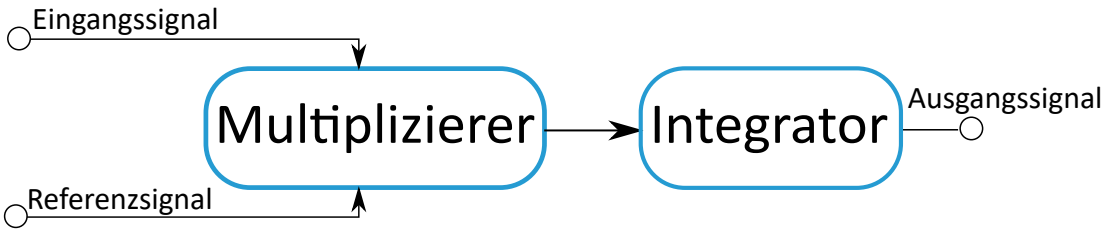


Abbildung 1.7: Funktionsweise der Lockin und Gated Messung: Das Eingangssignal wird mit einem Referenzsignal gemischt und dann mit einem Integrator in ein Gleichsignal gewandelt.

Beide Methoden unterscheiden sich grundsätzlich nur in der Art des Referenzsignals: Bei der Lock in Detektion wird ein Signal verwendet, welches die selbe Signalform und Frequenz wie die modulierte Eingangsgröße aufweist. Sind Referenzsignal und Eingangssignal Phasengleich, liegt nach der Mischung und Integration eine Gleichspannung an, deren Amplitude proportional zur Amplitude der modulierten Eingangsgröße ist. Durch die Modulation mit dem Referenzsignal werden dabei alle Signalkomponenten, die eine andere Frequenz als das Referenzsignal aufweisen, entfernt. Die Lockin Detektion ermöglicht also eine schmalbandige Bandpassfilterung des Signals im Frequenzbereich: Im Idealfall werden alle Signalanteile die eine andere Frequenz als das Referenzsignal haben entfernt [18].

Im Gegensatz dazu wird bei der Gated-Integration ein Rechtecksignal als Referenzsignal verwendet. Dadurch wird die Filterung im Zeitbereich durchgeführt: Alle Signalanteile die innerhalb des Referenz- oder auch Fenstersignals liegen, werden integriert. Die Ausgangsspannung ist also proportional zum Integral aller Signalanteile im Integrationsfenster. Somit werden alle Rauschanteile außerhalb des Integrationsfensters entfernt. Werden zusätzlich N Messungen gemittelt, vergrößert sich das Signal-Rauschverhältnis weiter mit dem Faktor $\sqrt{N}$, wenn von weißem Rauschen ausgegangen wird. Das liegt daran, dass sich die Rauschanteile von Messung zu Messung unterscheiden aber der Signalanteil konstant bleibt [19].

Für die kurzen Fluoreszenzspulse, deren zeitliche Lage durch den gepulsten Laser vorgegeben ist, ist die Gated-Integration optimal.

1.3.1 Definition

Ein idealer Gated-Integrator zeigt als Ausgangsgröße U_a das Integral mit der Fensterweite T_{Box} über seine Eingangsgröße $U_e(t)$:

$$U_a = \int_{-\frac{T_{Box}}{2}}^{\frac{T_{Box}}{2}} U_e(t)\,\mathrm{d}t \tag{1.6}$$

Die Breite des Integrationsfensters entscheidet dabei wie viel Signal und wie viel Rauschen in die Ausgangsgröße U_a einfließen. Damit ist das Signal-Rausch Verhältnis abhängig von der Breite und Position des Integrationsfensters. In der Praxis lässt sich die optimale Fensterbreite einstellen, indem die Fensterbreite variiert wird, bis sich das maximale Signal-Rausch Verhältnis einstellt [19].

1.4 Metriken zur Bewertung des Systems

Um das System zur elektronischen Datenerfassung zu bewerten, werden im Folgenden einige Metriken definiert. Die konkreten Anforderungen an die hier definierten Metriken werden in Kapitel 2 aufgestellt.

1.4.1 Integratorschaltung

Linearer Arbeitsbereich Im Idealfall liegt am Ausgang der Integratorschaltung eine Spannung an, die proportional zum Integral über die Eingangsspannung ist. Durch Nichtlinearitäten der verwendeten Bauteile ist aber eine Abweichung von diesem linearen Zusammenhang zu erwarten. Um diese zu Quantifizieren wird die Ausgangsspannung für verschiedene Eingangspulsflächen bestimmt. Ein linearer Fit durch die Messpunkte gibt dann das ideale Verhalten an und die relative Abweichung von diesem Fit ist ein Maß für die Nichtlinearität, das für jede gemessene Eingangspulsfläche berechnet werden kann.

Der Bereich, in dem diese relative Abweichung einen bestimmten Maximalwert nicht überschreitet, wird dann als Arbeitsbereich festgelegt. In diesem Bereich wird das Verhalten der Schaltung als linear angenommen.

Hintergrundabzug In der späteren Anwendung ist ein großes Hintergrundsignal durch Sonnenlicht vorhanden, welches am Ausgang der APD zu einer

Offsetspannung führt. Um die Funktion des Hintergrundabzugs zu evaluieren wird die Abweichung Δ der Ausgangsspannung U_{2v} bei einer Offsetspannung von $U_{off} = 2\,\mathrm{V}$ zur Ausgangsspannung ohne Offsetspannung U_{0v} betrachtet:

$$\Delta = U_{2v} - U_{0v} \tag{1.7}$$

Um die Bedeutung dieser Differenz besser zu veranschaulichen wird sie auf die Differenz $\Delta_0 = U_0^{2v} - U_0^{0v}$ bezogen, die ohne Offsetkorrektur entstehen würde:

$$\eta = \frac{\Delta}{\Delta_0} \tag{1.8}$$

Ist diese relative Abweichung gleich 1 tritt keine Dämpfung des Gleichanteils auf, ist sie 0 wird der gesamte Gleichanteil gedämpft. Um Δ_0 aus U_0^{2v} und U_0^{0v} zu berechnen, wird die Fläche $a = t_{Fenster} \cdot U_{off} + t_{pulse} \cdot U_{pulse}$ der entsprechenden Eingansspannungspulse mit der ermittelten Steigung s der Kennlinie multipliziert. Da die Flächen bis auf den Gleichanteil $t_{Fenster} \cdot U_{off}$ identisch sind ergibt sich:

$$\Delta_0 = s \cdot t_{Fenster} \cdot (U_{off}^{2v} - U_{off}^{0v}) \tag{1.9}$$

1.4.2 Vier-Kanal Schaltung

Bei der Verwendung mehrere Kanäle muss zusätzlich sichergestellt werden, dass die Ergebnisse der einzelnen Kanäle vergleichbar sind und die Kanäle sich nicht gegenseitig beeinflussen.

Abweichung zwischen den Kanälen Um die Kanäle zu vergleichen wird an jeden der vier Kanäle ein Spannungspuls identischer Fläche angelegt und die resultierende Ausgangsspannung wird gemessen. Die gemessenen Ausgangsspannungen werden mithilfe der jeweiligen Kennlinie wieder in eine Pulsfläche umgerechnet. Die relative Abweichung der vier gemessenen Pulsflächen voneinander wird bestimmt.

Übersprechen zwischen den Kanälen Die Differenz $\Delta_{m,n} = U_{m,n}^{1v} - U_{m,n}^{0v}$ gibt die in Kanal n eingekoppelte Übersprechspannung an, die durch ein Signal an Kanal m entsteht. Mit der zuvor ermittelten Steigung s_n für den Kanal n ergibt sich die Eingangspulsfläche. Wird diese auf die mit Kanal m gemessene

Eingangspulsfläche $\frac{\Delta_{m,m}}{s_m}$ bezogen ergibt sich der Übersprechfaktor D:

$$D_{m,n} = \frac{\Delta_{m,n} \cdot s_m}{s_n \cdot \Delta_{m,m}} \tag{1.10}$$

Ist $D_{m,n} = 1$ wird das gesamte Signal das an Kanal m anliegt auch in Kanal n eingekoppelt. Ist $D_{m,n} = 0$ findet kein Überprechen statt.

1.4.3 Rauschen

Da das vinoLAS® System die Befallsklassifikation anhand der Messung einzelner Pulse durchführen soll, ist es nicht möglich mehrere Messwerte zu mitteln. Somit kommt dem Signal-Rausch Verhältnis und damit auch dem Rauschen der Schaltung eine große Bedeutung zu.

Zur Quantifizierung des Rauschens am Ausgang der Schaltung wird die Standardabweichung mehrerer Einzelmessungen gebildet. Das so bestimmte Rauschen am Ausgang der Schaltung setzt sich zusammen aus dem Rauschen des Eingangssignals und dem Rauschen, das in der Schaltung entsteht. Da das Rauschen des verwendeten Eingangssignals so gering ist, dass es nicht mit der benötigten Genauigkeit bestimmt werden kann, kann nicht unterschieden werden, ob das Rauschen durch das Eingangssignal oder die Schaltung verursacht wird.

Um das Rauschverhalten der Schaltung zu beurteilen wird das gemessene Rauschen mit dem Rauschen verglichen, das mit dem selben Eingangssignal, der selben Messmethode und einem anderen Boxcar Integrator entsteht. So ist es möglich die beiden Integratoren hinsichtlich ihres Rauschverhaltens zu vergleichen. Gleichzeitig ist das so gemessene Rauschen eine Abschätzung für das Eigenrauschen im ungünstigsten Fall: Ist das Eingangsrauschen gleich Null entsteht das gesamte gemessene Rauschen in der Schaltung selbst.

Messungen mit einer definierten Rauschquelle würden die Bestimmung der Rauschzahl erlauben und so eine absolute Beschreibung des Rauschverhaltens ermöglichen [20, S. 450].

2: Planung des vier-Kanal Detektionssystems

Zur Planung des vier-Kanal Detektionsssystems wird zunächst der optische Aufbau des bestehenden Systems beschrieben. Es werden verschiedene spektroskopische Ansätze vorgestellt und die Wahl des vier-Kanal Ansatzes wird begründet. Davon ausgehend werden Anforderungen an das Detektionssystem definiert und zwei Ansätze zur Umsetzung des optischen Teils werden erläutert. Für den elektronischen Teil des Detektionssystems wird ein Messkonzept und das Vorgehen zur Systembewertung vorgestellt.

2.1 Optischer Aufbau des vinoLAS® Systems

Der Ausgangspunkt der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Entwicklungen ist der, in Abbildung 2.1 skizzierte, bestehende optische Aufbau des vinoLAS-Systems.

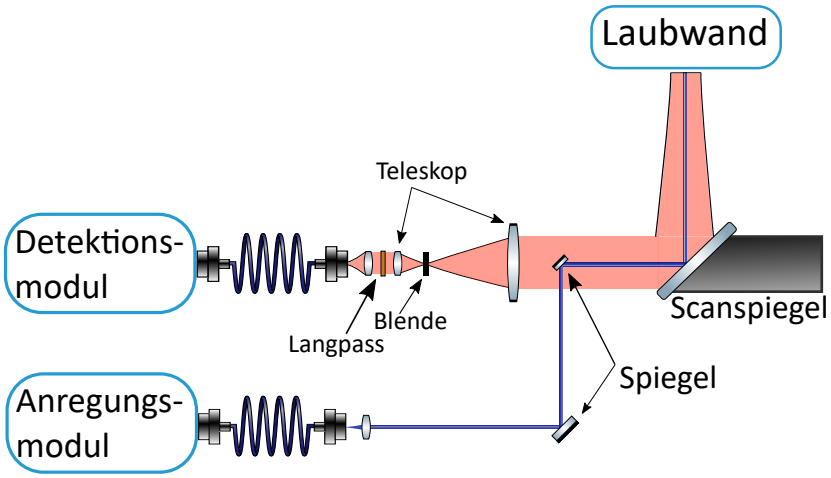


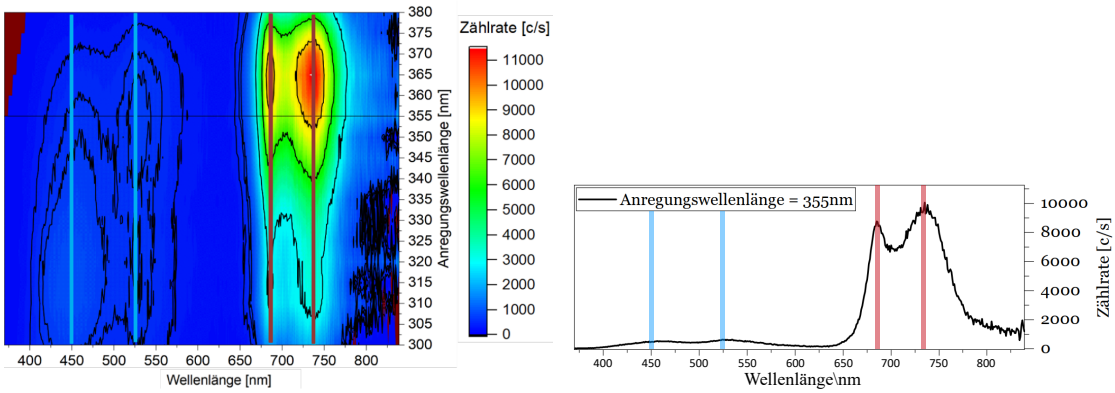
Abbildung 2.1: Basis für den modularen Aufbau: Das Licht aus dem Anregungsmodul (blau) verlässt die Faser und wird über mehrere Spiegel und den Scanspiegel auf die Laubwand gelenkt. Dort löst es ein Fluoreszenzsignal (rot) aus, welches vom Scanspiegel durch ein Kepler Fernrohr (Teleskop) und eine weitere Linse in die Faser zum Detektionsmodul eingekoppelt wird.

Basierend auf der laserinduzierten Fluoreszenzspektroskopie wird in einem Anregungsmodul (siehe 2.1) das Laserlicht generiert und über diverse Optiken auf die Probe (Laubwand) gelenkt. Das von der Probe emittierte Fluoreszenzlicht wird

anschließend über ein Teleskop eingefangen und in ein Detektionsmodul (siehe 2.1) gekoppelt. Um die Laubwand nicht nur an einem Messpunkt analysieren zu können, wird zusätzlich ein Scanspiegel verwendet, mit dem in vertikaler Richtung mehrere Messpunkte abgerastert werden können.

Zusätzlich könnte ein Autofokus implementiert werden, indem die kleinere Linse des Teleskops auf einem Verschiebetisch montiert wird, und sich so in Abhängigkeit der Distanz zur Laubwand bewegen lässt, sodass stets eine optimale Fokussierung gewährleistet ist.

Anregungsmodule Das Anregungsmodul setzt sich aus den Lasermodulen und Optiken zur Strahlformung zusammen. Zur Auswahl der Laserwellenlänge wurde ein zweidimensionales Anregungs-Emissionsspektrum eines Weinblatts erstellt, um die optimale Anregungswellenlänge zu bestimmen [2]. Das Anregungs-Emissionsspektrum ist in Abbildung 2.2 gezeigt.



(a) Anregungs-Emmisionsspektrum (b) Emissionsspektrum bei 355 nm

Abbildung 2.2: Anregungs-Emissionsspektrum eines Weinblatts: Das 2d-Spektrum (a) zeigt die Zählrate in Abhängigkeit der Anregungswellenlänge und der Wellenlänge des emittierten Lichts. Die eingezeichnete Linie bei 355 nm entspricht dem Emissionsspektrum in (b). In diesem sind, mit jeweils zwei blauen bzw. roten Balken, die Peaks der blau-grünen bzw. der roten Fluoreszenz dargestellt [2].

Bei Betrachtung von Abbildung 2.2a lassen sich zwei interessante Bereiche im Spektrum ausmachen: Die sogenannte rote Fluoreszenz, die sich von ca. 680 nm – 750 nm erstreckt wird hauptsächlich durch die Chlorophyll-Fluoreszenz hervorgerufen. Im Bereich von ca. 400 nm – 500 nm ergibt sich der Bereich der blau-grüne Fluoreszenz, hauptsächlich bedingt durch die Fluoreszenz von Ferulasäure an den Zellwänden [21].

Ausgehend davon wurde für den Laboraufbau zunächst eine Anregungswellenlänge von 355 nm gewählt. Eine Messung über einen gößeren Anregungsbereich zeigt

jedoch, dass das blau-grüne Fluoreszenzsignal bei einer niedrigeren Anregungswellenlänge noch stärker ist, während das Signal der roten Fluoreszenz bei einer höheren Anregungswellenlänge maximal wird.

Um beide Spektralbereiche entsprechend adressieren zu können, wird im ersten Schritt ein Laser mit einer Anregungswellenlänge von 355 nm verwendet. Darauf aufbauend kann in weiteren Entwicklungen ein System mit einer Mehrwellenlängenanregung realisiert werden [4, S. 51ff].

Der im Experiment eingesetzte Laser ist ein gepulstes Mikrochip-System der Firma BrightSolutions mit einer Emissionswellenlänge von 355 nm. Die Spezifikationen sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst.

Tabelle 2.1: Spezifikationen des verwendeten Lasermoduls.

Wellenlänge	355 nm
Repetitionsrate	5 kHz
Pulsdauer	879 ps

Die Besonderheit dieses Lasersystems ist, dass gleichzeitig Laserpulse bei 532 nm und 1064 nm emittiert werden. In Kombination mit einem weiteren Lasermodul (z.B. 236 nm + 473 nm oder 266 nm + 532 nm) könnten weitere Anregungswellenlängen für die laserinduzierte Fluoreszenz verwendet werden. Zunächst wird jedoch nur das Licht bei 355 nm zur Anregung verwendet.

Detektionsmodule Zur Detektion des Fluoreszenzlichts kommen bislang drei unterschiedliche Möglichkeiten in Frage:

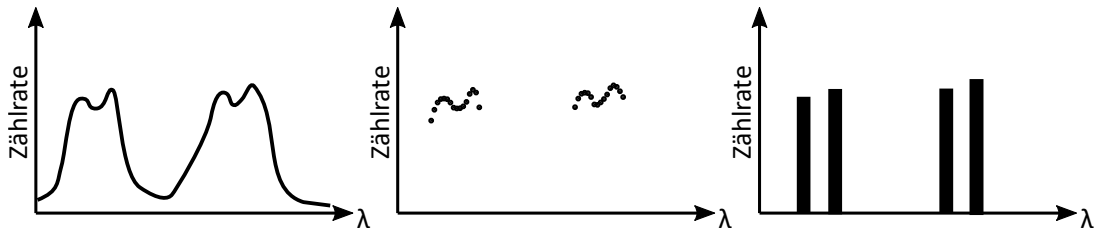
- Hochauflösendes Spektrometer für den gesamten Frequenzbereich:
  Ein hochauflösendes CCD-Spektrometer bietet die meisten Informationen über das Fluoreszenzsignal. Ein Nachteil ist, dass die Messung nicht mittels Gating auf die Laserpulse beschränkt werden kann. Stattdessen wird über mehrere Pulszyklen gemittelt, sodass das Hintergrundsignals einen deutlich größeren Anteil als das Fluoreszenzsignal hat. Zudem sind PMT oder APD basierte Detektoren deutlich empfindlicher.

- Spektrometer mit Gating:
  Ein Spektrometer, dass nur während der gepulsten Fluoreszenzsignale misst, ist in der Lage einen Großteil des Hintergrundlichts aus der Messung zu entfernen. Der PMT basierte Detektor ist deutlich empfindlicher als ein

CCD Detektor. Die Anzahl der Kanäle liegt dabei, typischerweise mit 32, deutlich unter der eines CCD Spektrometers. Deswegen sollten nur die relevanten Frequenzbereiche der blau-grünen und der roten Fluoreszenz mit je 32 Kanälen aufgenommen werden. Ein Nachteil dieses Systems sind die sehr hohen Kosten.

- vier-Kanal Detektion:
  Ein alternativer Ansatz ist die Reduktion der Detektionskanäle auf ein absolutes Minimum. Dabei können weiterhin die Gating-Eigenschaften ausgenutzt werden und die Systemkosten bleiben wesentlich geringer. In diesem Fall werden vier Detektionskanäle verwendet, um die beiden Peaks der blaugrünen Fluoreszenz und der roten Fluoreszenz zu messen.

Abbildung 2.3 zeigt schematisch, welche Daten die drei Detektionsansätze liefern.



(a) CCD-Spektrometer (b) Spektrometer mit Gating (c) vier-Kanal Detektion

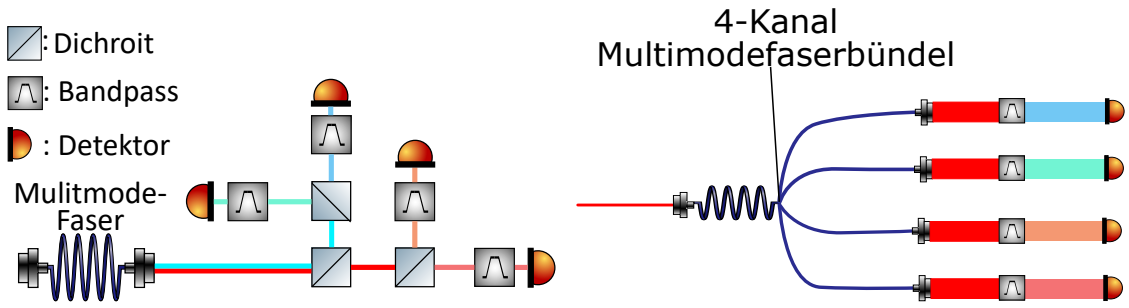
Abbildung 2.3: Ansätze zur Detektion des Fluoreszenzlichts: (a) zeigt ein hochauflösendes Spektrum, das mit einem CCD Spektrometer aufgenommen werden kann. (b) zeigt ein Spektrum, dass mit einem Gegatetem Spektrometer aufgenommen werden kann. In diesem stehen nur 32 Kanäle zur Verfügung, welche auf die beiden relevanten Doppelpeakstrukturen verteilt sind. (c) zeigt die vier-Kanal Detektion: Es werden nur vier Kanäle aufgenommen, welche die vier Peaks abdecken.

2.2 Anforderungen und Umsetzung des vier-Kanal Detektionsssystems

Anforderungen an das vier-Kanal Detektionssystems Damit das vier-Kanal Detektionssystem eingesetzt werden kann, sollte es, neben der Gating Funktion, über eine hohe Empfindlichkeit verfügen. Daher kommen als Detektoren APDs oder PMTs in Frage. Die Ausleserate sollte mindestens 5 kHz betragen, um alle Fluoreszenzpulse, die mit einer Frequenz von 5 kHz angeregt werden, einzeln aufzunehmen.

Um die hohe Anforderungen an das Signal-Rausch Verhältnis zu erreichen soll ein Gated-Integrator zur Auslese der Fluoreszenzpulse eingesetzt werden. Je feiner die Fensterbreite einstellbar ist, desto besser lässt sie sich an das Fluoreszenzsignal anpassen, was für ein gutes Signal-Rauschverhältnis entscheidend ist. Außerdem ist eine einstellbare zeitliche Lage des Integrationsfensters, z.B. für Anpassungen an die variable Distanz zur Probe, sinnvoll. Weiterhin sollte das System möglichst günstig sein.

Möglichkeiten zur Realisierung eines vier-Kanal Detektionssystems Da die einzelnen Detektionsmodule über optische Fasern sehr einfach ausgetauscht werden können, können verschiedene Konfigurationen eines Vierkanalsystems getestet werden: Eine Möglichkeit ist die Separation der einzelnen spektralen Kanäle über eine Freistrahloptik. Diese ist in Abbildung 2.4a dargestellt.



(a) Freistrahlaufbau (b) Faseraufbau

Abbildung 2.4: Zwei optische Aufbauten für die vier-Kanal Detektion: (a) zeigt einen Freistrahlaufbau, bei dem das Licht aus der Faser durch dichroitische Strahlteiler spektral getrennt und dann durch Bandpassfilter auf die gewünschten Wellenlängenbereiche beschränkt wird. (b) zeigt einen faserbasierten Aufbau, in dem das Licht gleichmäßig in vier Teilfasern eingekoppelt wird. Die Trennung ist nicht spektral, d.h. am Ausgang jeder der vier Fasern liegen alle Spektralbereiche an und werden dann durch Bandpassfilter getrennt.

Hier werden zunächst die zwei Spektralbereiche über einen dichroitischen Strahlteiler getrennt und anschließend jeweils die Doppelpeaks über einen weiteren Strahlteiler aufgetrennt. Vor den Detektoren kommen dann Bandpassfilter zum Einsatz um das Licht auf die gewünschten Wellenlängenbanden zu beschränken. Dadurch wird das gesamte Licht eines Spektralbereichs auf den entsprechenden Detektor gelenkt. Ein Nachteil dieses Aufbaus ist, dass vier Strahlteiler benötigt werden, die in der Anwendung über 30% der Fläche des optischen Aufbaus des Detektionsmoduls ausmachen.

Eine erste Version des optischen Freistrahlaufbaus ist in [22] beschrieben. Dort werden die elektrischen Signale am Ausgang der Detektoren mit einem UHFLI Lockin Verstärker mit Boxcar Modul der Firma Zurich Instruments analysiert. Dieser weißt nur zwei Kanäle auf und wurde lediglich verwendet, um die grundlegende Funktion des Scanspiegels anhand eines Kalibriermusters zu bestätigen. Zur Aufnahme von Messdaten mit dem vier-Kanal Detektionsmodul ist also zusätzlich die Entwicklung eines Systems zur elektronischen Datenerfassung notwendig.

Eine alternative, vorwiegend fasergekoppelte, Variante ist die Verwendung eines Faserbündels, bestehend aus vier Multimodenfasern. Diese ist in Abbildung 2.4b skizziert. Am Eingang dieses Faserbündels wird das Fluoreszenzlicht in alle Fasern gleichmäßig eingekoppelt. An den vier Faserenden liegt dann jeweils ein Viertel des gesamten Fluoreszenzlichts an und kann mittels eines Bandpassfilters auf den entsprechenden Spektralbereich beschränkt werden. Der Vorteil dieses Aufbaus ist, dass er deutlich kompakter ist, als der Freistrahlaufbau. Weiterhin ist es möglich mit geringem Aufwand auch einzelne Bandpassfilter zu tauschen um die Messung für verschiedene Spektralbereiche durchzuführen. Beim Freistrahlaufbau müssen dafür unter Umständen auch die Strahlteiler angepasst werden, was mit zusätzlichen Kosten verbunden ist.

Ein Nachteil ist, dass für jede Wellenlänge nur ein Viertel des Signals am jeweiligen Detektor ankommt.

Elektronisches Messkonzept Da der bisher verwendete UHFLI Boxcar Integrator nur über zwei Kanäle verfügt, soll eine eigene elektronische Datenerfassung umgesetzt werden. Aufgabe dieser ist es, die elektrischen Signale am Ausgang der APDs in digitale Signale zu wandeln. Diese sollen proportional zur Energie des Fluoreszenzpulses sein und später von einem Klassifizierungsalgorithmus verwendet werden, um einen Pilzbefall zu erkennen. Die dazu verwendete messtechnische Abfolge wird in Abbildung 2.5 als Blockschaltbild skizziert und lässt sich folgen-

dermaßen beschreiben:

Der Laser regt einen Fluoreszenzpuls in der Probe an und gibt gleichzeitig einen Triggerpuls aus. Aus dem Triggerpuls wird das Integrationsfenster erzeugt. Mit der APD wird der Fluoreszenzpuls in ein elektrisches Signal umgewandelt. Von diesem wird der Anteil durch Hintergrundlicht abgezogen, sodass das laserinduzierte Fluoreszenzsignal (LIF-Signal) übrig bleibt. Durch den Hintergrundabzug kann die Empfindlichkeit des Integrators höher eingestellt werden, ohne dass dieser durch den Gleichanteil sättigt und der dynamische Bereich bei der AD-Wandlung ist größer. Das LIF-Signal wird durch den Gated-Integrator während des Integrationsfensters integriert, sodass das entstehende analoge Ausgangsignal, wie in Gleichung (1.3) gezeigt, proportional zur Energie des Fluoreszenzpulses ist. Das analoge Ausgangssignal wird mithilfe eines Analog-Digital-Wandlers in ein digitales Signal umgewandelt und über das USB Interface an den Messrechner verschickt. Im Messrechner werden die Daten dann mithilfe der Programmiersprache Python verarbeitet und mit ROS2 (Robot Operating System) anderen Software-Subsystemen, wie dem Klassifizierungssystem oder dem Log-System zur Verfügung gestellt.

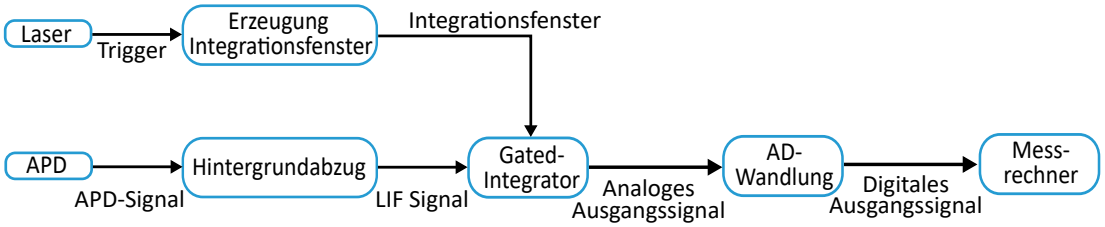


Abbildung 2.5: Blockschaltbild der Gesamtschaltung, bestehend aus: Filter zum Abzug des Hintergrundsignals, Gated-Integrator, System zur Erzeugung des Integrationsfensters, Analog-Digital Wandler und Mikrocontroller zur Kommunikation mit dem Host PC.

2.3 Vorgehen zur Systembewertung

Für die in Kapitel 1 definierten Metriken sollen Mindestanforderungen definiert werden. Ein besonderes Augenmerk liegt dabei auf dem Signal-Rausch Verhältnis (SNR). Da der Flächenscan mit dem Scanspiegel es nicht ermöglicht mehrere Messungen für den selben Punkt zu mitteln, sollte die einzelne Messung möglichst Rauscharm sein. Als Referenz zur Bestimmung des SNR dient der bisher verwendete UHFLI Boxcar Integrator. Dazu wird er mit dem selben Signalgenerator, mit dem auch die Schaltung getestet wird, verbunden und für verschiedene Eingangsspannungen wird das SNR gemäß der Formel $\mathrm{SNR} = 20 \cdot log_{10}\left(\frac{\mu}{\sigma}\right)$ bestimmt.

Das geringste SNR tritt bei der kleinsten einstellbaren Eingangspulsfläche von 200 pV s auf und beträgt 19,11 dB. Davon ausgehend wird die Mindestanforderung für das SNR auf 20 dB festgelegt.

Für die Nichtlinearität wurde ebenfalls der UHFLI Boxcar Integrator als Referenz verwendet. Die maximale Abweichung eines Messwerts vom linearen Fit lag in der Referenzmessung bei 2 %. Dieser Wert wird auch als Grenzwert für die entwickelte Schaltung festgelegt.

Durch Sonnenlicht entsteht in späteren Feldmessungen ein Hintergrundsignal. Die Dämpfung dieses Signals muss so hoch sein, dass die Klassifizierung des Pilzbefalls anhand des gemessenen Signals weiterhin möglich ist. Die genauen Anforderungen an diesen Wert können durch spätere Messungen mit einem definierten Hintergrundlicht genau bestimmt werden. Zunächst wird er anhand einer Schätzung auf 0,1 % festgelegt.

Damit die Ergebnisse der 4 Kanäle vergleichbar sind, sollten die Integratoren im Idealfall eine identische Kennlinie aufweisen. Abweichungen in der Steigung und dem Y-Achsen Abschnitt sind jedoch tolerierbar, da diese mit geringem Aufwand gemessen und korrigiert werden können. Nach dieser Korrektur sollten die Integrationsergebnisse im Arbeitsbereich um weniger als 1% voneinander abweichen. Das Übersprechen zwischen den Kanälen sollte ebenfalls geringer als 1% sein.

Der Arbeitsbereich ist dadurch definiert, dass in diesem Bereich alle oben genannten Anforderungen erfüllt werden. Er sollte zwischen 100 pV s und 10 nV s liegen, da verschiedene vorher aufgenommene Fluoreszenzpulse in diesem Bereich liegen. Da der verwendete Signalgenerator eine minimal einstellbare Pulsfläche von 200 pV s bietet, kann der Arbeitsbereich unter diesem Wert nicht verifiziert werden.

Die Anforderungen sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

Tabelle 2.2: Anforderungen an die zu entwickelnde Ausleseschaltung

Kanäle	4
Nichtlinearität	$< 2\%$
Verbleibender Gleichanteil	$< 0{,}1\,\%$
SNR	$> 20\,\mathrm{dB}$
Minimale Messfrequenz	5 kHz
Arbeitsbereich	100 pV s bis 10 nV s
Abweichung der Kanäle untereinander	$< 1\%$
Übersprechen zwischen den Kanälen	$< 1\%$

3: Elektronische Datenerfassung

Um die Fluoreszenzpulse am Ausgang der Detektoren zu Messen und zu Digitalisieren wird ein System zur elektronischen Datenerfassung entwickelt. Das Messkonzept dieses Systems wurde in Abschnitt 2.2 vorgestellt. Es setzt sich aus vier Teilsystemen zuasmmen: Timing des Integrationsfensters, Analog-Digital-Wandlung, Gated-Integrator und Hintergrundabzug. In diesem Kapitel soll die Umsetzung dieses Messkonzepts beschrieben und das Verhalten des entstandenen Systems anhand der in Kapitel 1 definierten Metriken charakterisiert werden. 699 Dazu wird zunächst die konkrete Umsetzung der Teilsysteme anhand eines einzelnen Kanals beschrieben. Abschließend werden diese Teilsysteme zu einem vier-Kanal Gesamtsystem zusammengesetzt. Anhand von Messungen mit einem Signalgenerator wird die Schaltung charakterisiert und die bestimmten Metriken werden mit denen des bereits erwähnten UHFLI Boxcar Integrator verglichen. Das so entstandene Gesamtsystem ist in Abbildung 3.1 abgebildet.

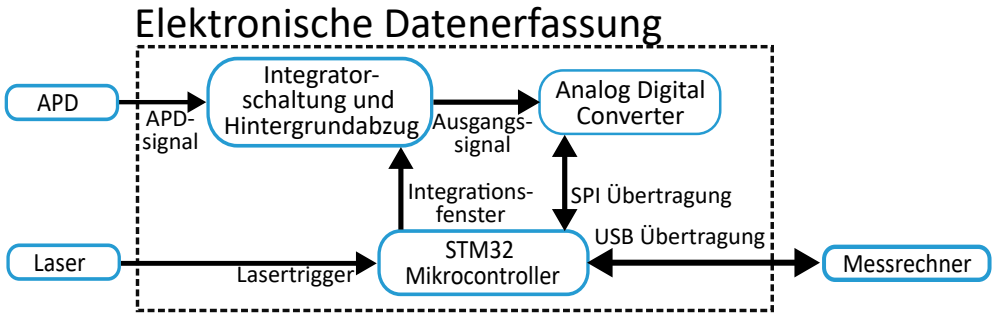


Abbildung 3.1: Gesamtsystem zur Elektronischen Datenauswertung: Das System setzt sich zusammen aus Integratorschaltung und Hintergrundabzug und einem Analog-Digital-Wandler. Beide werden durch einen STM32-F446 Mikrocontroller gesteuert.

Gesteuert wird die Messung durch einen STM32-F446 Mikrocontroller. Dieser generiert auf Basis eines, vom Laser generierten, Triggersignals das Intergrationsfenster. Mit diesem werden in der Integratorschaltung die Signale der vier Kanäle integriert. Vor der Intergation wird ein erster Hintergrundabzug durchgeführt. Nach der Integration leitet er eine Messung der analogen Integrationsergebnisse mit einem ADS8363 Analog-Digital-Wandler ein.

Bevor der nächste Puls vom Laser generiert wird, wird eine weitere Integration durchgeführt, um das verbleibende Hintergrundsignal zu bestimmen, das durch den Schaltungsteil zum Hintergrundabzug nicht korrigiert wird. Das Ergebnis die-

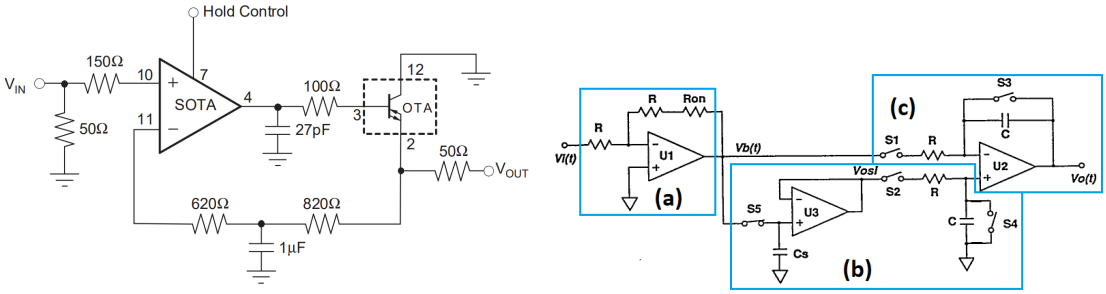
ser Integration wird ebenfalls digitalisiert und von der Messung des Fluoreszenzsignals abgezogen. Das so ermittelte Messergebnis wird über die USB Verbindung an einen Messrechner gesendet.

3.1 Gated-Integratorschaltung mit Hintergrundabzug

Um das Fluoreszensignal vom Hintergrundsignal zu trennen und dann zu integrieren ist eine Gated-Integratorschaltung mit Hintergrundabzug notwendig. In diesem Abschnitt wird das *Schaltungskonzept* vorgestellt und mithilfe einer *Simulation* überprüft. Ein *Platinenelayout* zur Durchführung von *Messungen* wird gezeigt. Die erzielten *Ergebnisse* werden dargestellt. Abschließend erfolgt die *Diskussion* der Ergebnisse.

3.1.1 Schaltungskonzept

Um ein Schaltungskonzept für die Gated Integratorschaltung zu erstellen wird zunächst eine Literaturrecherche zum Thema Integratorschaltungen durchgeführt. Dabei zeigen sich zwei interessante Ergebnisse: Die Schaltung in Abbildung 3.2a zeigt eine Gated Integratorschaltung.



(a) Schaltung auf Basis des OPA615 [13]

(b) Schaltung nach [23]

Abbildung 3.2: Konzept zur Integratorschaltung: (a) zeigt eine Gated-Integratorschaltung ohne Hintergrundabzug. (b) zeigt eine Lösung für einen Gated-Integrator mit Hintergrundabzug. Dieser setzt sich aus einem Spannungsfolger (a), einem Sample and Hold Glied (b) und einem Integrator (c) zusammen.

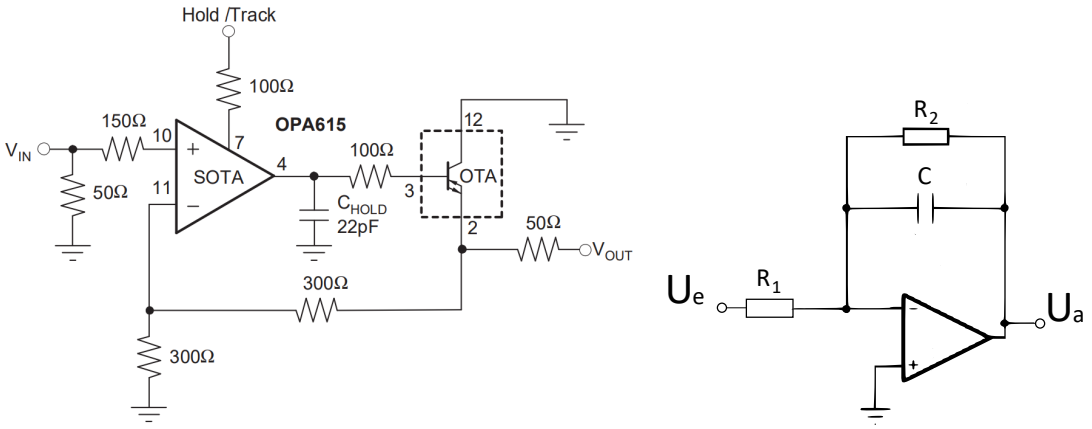
Die Schaltung wird in [13] vorgestellt und wurde bereits in [24] für gepulste spektroskopische Messungen eingesetzt. Sie basiert auf einem OPA615 IC der Firma Texas Instruments, welcher über zwei zwei VC-OPVs (auch Operational Transconductance Ampifier oder OTA) verfügt. Einer der beiden verfügt über einen

sehr schnellen Schalter am Ausgang. Mit einer Verzögerung von 2,5 ns ist dieser in der Lage eine Trennung des VC-OPVs von dem Kondensator am Ausgang herzustellen, wodurch die Integration gestoppt wird. Dieser wird auch als *sampling operational transconductance amplifier* (SOTA) bezeichnet und ermöglicht die eigentliche Integration. Der zweite VC-OPV befindet sich als Buffer hinter dem Integrationskondensator und verhindert so eine Belastung des Kondensators.

Die Schaltung in Abbildung 3.2b wird in [23] beschrieben und bildet einen Gated-Integrator mit Hintergrundabzug. Sie lässt sich in drei Teile gliedern, deren Funktion im Kontext der Gesamtschaltung im Folgenden beschreiben wird. Dabei werden auch alternative Möglichkeiten zur Umsetzung der jeweiligen Funktion beschrieben.

Eingangsbuffer (a): Am Eingang der Schaltung ist ein Operationsverstärker als invertierender Spannungsfolger verbaut. Dieser sorgt zum einen dafür, dass die Signalquelle nicht belastet wird, zum anderen invertiert er das Eingangssignal. Eine weitere Funktion des Eingangsbuffers ist die Kompensation des Widerstands R_{on} der geschlossenen Schalter. Dieser würde sonst zu einer Veränderung der Integrationskonstante $\tau = \frac{1}{(R + R_{on}) \cdot C}$ führen (Vgl. [23, S. 5]).
Wird diese Kompensation und die Invertierung anderweitig umgesetzt, ist der Eingangsbuffer nicht mehr notwendig, da die APDs im geplanten Detektionssystem bereits über Verstärker am Ausgang verfügen.

Hintergrundabzug (b): Der Hintergrundabzug wird durch ein Sample-and-Hold-Glied realisiert. Vor der eigentlichen Integration wird damit der Hintergrund des Signals bestimmt und vom Signal abgezogen (Vgl. [23, S. 4]. Ein solches Sample-and-Hold-Glied lässt sich auch mit dem OPA615 IC, der für den Integrator verwendet werden soll, umsetzen (Vgl. [13, S. 19]). Die entsprechende Schaltung ist in 3.3a gezeigt.



(a) OPA615 Sample-and-Hold-Schaltung (b) Invertierender Tiefpassfilter

Abbildung 3.3: Schaltungen zum Hintergrundabzug: (a) zeigt eine Sample-and-Hold-Schaltung auf Basis des OPA615 [13, S. 19]. Die Spannung am Hold Control Eingang entscheidet, ob die Ausgangsspannung als der Eingangsspannung folgt, oder konstant bleibt. (b) zeigt einen invertierenden Tiefpassfilter [12, S.816]. Die Eingangsspannung U_e wird invertiert und hochfrequente Signalanteile werden entfernt.

Dieser Hintergrundabzug mittels Sample and Hold Schaltung funktioniert immer dann, wenn sich das Hintergrundlicht im Vergleich zum Messignal wesentlich langsamer ändert. Dann kann davon ausgegangen werden, dass sich das Hintergrundsignal zwischen der Messung und der Baseline Messung nicht verändert. In Abbildung 3.4 ist die Intensität des gemessenen Lichts schematisch dargestellt.

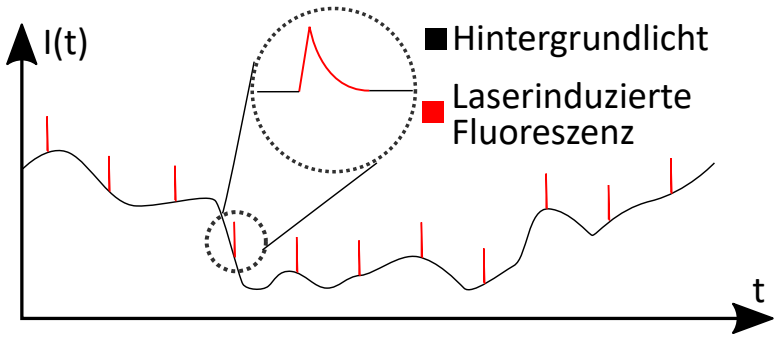


Abbildung 3.4: Schematische Skizze der Intensität des einfallenden Lichts in Abhängigkeit der Zeit. Das Hintergrundlicht (schwarz) ändert sich im Vergleich zum Signal der laserinduzierten Fluoreszenz (rot) nur sehr langsam. Ein einzelner Fluoreszenzpeak ist vergrößert eingezeichnet.

Das Hintergrundlicht ist dabei in schwarz und die laserinduzierten Fluoreszenzsignale in rot eingezeichnet. Vergrößert ist außerdem ein einzelner Fluoreszenzpeak eingezeichnet. Dabei wird die Annahme getroffen, dass die Veränderung des Hintergrundlichts so langsam erfolgt, dass das Hintergrundlicht während eines Fluoreszenzpuls als konstant angenommen werden kann.

Der Hintergrund entspricht dann für die kurzen Fluoreszenzpulse dem Gleichanteil des Signals. Dadurch ergibt sich eine weitere Möglichkeit zum Hintergrundabzug: Wird ein invertierender Tiefpassfilter (z.B. Abbildung 3.3b) anstelle des Sample und Hold Glied verwendet, entfernt dieser die Fluoreszenzsignale. Dadurch liegt an dessen Ausgang der invertierte Gleichanteil, also das invertierte Hintergrundsignal an. Dieses kann dann mit dem Eingangssignal addiert werden, wodurch nur noch das Fluoreszenzsignal übrig bleibt.

Dadurch fällt der Aufwand zur Erzeugung des Sample-and-Hold Triggersignals weg, der zum Zeitpunkt der Planung noch nicht genau einzuschätzen war. Weiterhin sind die benötigten Komponenten deutlich günstiger und weiter verbreitet, wodurch Lieferschwierigkeiten unwahrscheinlicher sind. Deswegen wird der Hintergrundabzug durch einen Tiefpassfilter umgesetzt.

Integrator (c): Der eigentliche Integrator wird durch einen VV-OPV umgesetzt. Während der Integration sind S1 und S2 geschlossen, während S3 und S4 offen sind. In diesem Zustand entspricht die Schaltung einem invertierenden Integrator (Vgl. [12, S. 744]). Zusammen mit der Invertierung des Eingangsbuffers ist das Signal am Ausgang also wieder positiv. Werden die Schalter S3 und S4 geschlossen, wird die Spannung in den Kondensatoren zurück auf null gesetzt, damit das nächste Offset Sampling und dann die nächste Integration durchgeführt werden können.

Wie in [12, S. 749] beschrieben, sind Integratoren auf Basis von VC-OPV für hohe Frequenzen besser geeignet als Integratoren auf Basis von VV-OPV. Deswegen soll die in Abbildung 3.2a gezeigte Integratorschaltung, die auf einem VC-OPV basiert, den Integratorteil (c) in Abbildung 3.2b ersetzen. Wichtig für den Einsatz als Ersatz des VV-OPV Integrator sind dabei folgende Eigenschaften:

- Die Schaltung ist im Gegensatz zur VV-OPV Schaltung nicht invertierend.
- Die beschriebene Änderung der Integrationskonstante durch den Widerstand R_{on} bleibt aus, da der Schalter sich in Reihe mit dem Integrationskondensator befindet und durch eine Stromquelle angesteuert wird. Somit wird der Stromfluss in den Kondensator bis zum Erreichen der maximalen Ausgangsspannung des SOTA nicht beeinflusst.
- Die verwendete APD verfügt über einen Ausgangsverstärker.

Somit ist kein Eingangsbuffer mehr nötig und es lässt sich eine neue, optimierte Schaltung ableiten (Siehe Abb. 3.5).

Gesamtschaltung

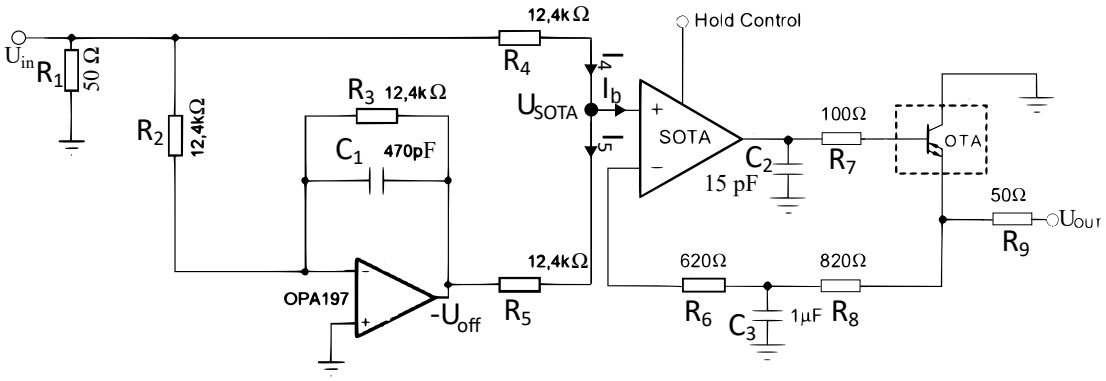


Abbildung 3.5: Entwickelte Integratorschaltung mit Hintergrundabzug.

Am Eingang der Schaltung findet sich ein 50 Ω Widerstand zur Terminierung des Koaxialkabels, mit dem das APD Signal übertragen wird. Die Spannung an diesem Widerstand wird dann über einen 12,4 kΩ Widerstand mit dem nicht invertierenden Eingang des SOTA verbunden. Weiterhin wird sie mit dem invertierenden Tiefpassfilter verbunden. Dessen Ausgang wird mit einem weiteren 12,4 kΩ Widerstand ebenfalls an den nicht invertierenden Eingang des SOTA angeschlossen. Ist der Bias Strom I_b im Vergleich zu I_4 und I_5 vernachlässigbar klein und die Widerstände $R_4 = R_5$ gilt: $I_4 = I_5 \rightarrow U_{R4} = U_{R5} = U_R$. Damit gelten die Maschengleichungen

$$U_{in} = 2 \cdot U_R - U_{off} \leftrightarrow U_R = \frac{U_{in} + U_{off}}{2} \quad \text{und} \tag{3.1a}$$

$$U_{SOTA} = U_{in} - U_R \quad \text{woraus folgt:} \tag{3.1b}$$

$$U_{SOTA} = \frac{U_{in} - U_{off}}{2} \tag{3.1c}$$

(Vgl. [12, S. 740]).
Somit wird das Hintergrundsignal vom Gesamtsignal subtrahiert und das Ergebnis wird halbiert. Dadurch liegt am Eingang des Integrators das halbe Fluoreszenzsignal ohne Gleichanteil an.

Auswahl der Bauteilwerte

Folgende Kriterien beeinflussen die Auswahl der Widerstände $R_2 - R_5$:

- Die Widerstandswerte müssen möglichst präzise sein, da ihr Verhältnis über

die Verstärkung des Tiefpassfilters und die Gewichtung der Spannungsaddition am Eingang des Integrators entscheidet.

- Um eine Verfälschung des Eingangswiderstands R_1 und damit einhergehende Reflexionen am Eingang zu verhindern sollten die Widerstände möglichst groß sein.
- Sind die Widerstände zu groß, wird der Strom I_b im Vergleich zu I_4 und I_5 relevant und führt zu einem Fehler in der Spannungsaddition.

Anhand von Simulationen mit Tina-TI wurde ein Wert von 12,4 kΩ gewählt.

Ist der Fehler in der Spannungsaddition zu groß könnte nach dem 50 Ω Eingangswiderstand ein zusätzlicher OPV als Buffer zum Einsatz kommen. Dieser würde eine Belastung des Eingangswiderstands verhindern und so in der Schaltung kleinere Widerstände erlauben. Der Strom I_b würde in diesen kleineren Widerständen eine geringere Fehlerspannung auslösen.

Der Kondensator C_1 und der dazu parallele Widerstand bestimmen die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ des Tiefpassfilters. Wird diese zu hoch gewählt, wird das Fluoreszenzsignal nicht genügend gedämpft, mit dem Hintergrundsignal zusammen abgezogen und ist nicht mehr messbar. Ist sie zu gering reagiert das System zu langsam auf die Veränderung des Hintergrundlichts. In diesem Fall wurde sie auf 5,828 µs festgelegt (3.2).

$$\tau = 12{,}4\,\mathrm{k\Omega} \cdot 470\,\mathrm{pF} = 5{,}828\,\mu\mathrm{s} \tag{3.2}$$

Dadurch wird ein Fluoreszenzsignal mit einer Länge von $t = 50\,\mathrm{ns}$ um 41,33 dB gedämpft (3.3).

$$D = -20 \cdot \log_{10}\left(\frac{t}{R \cdot C}\right) = 41{,}33\,\mathrm{dB} \tag{3.3}$$

Gleichzeitig ist der Filter nach ca. 40 µs auf $0,1\%$ genau an eine neue Spannung angepasst (3.4) (Vgl. [12, S. 792f]).

$$t_{0.1} = 6,9 \cdot \tau \approx 40\,\mu\mathrm{s} \tag{3.4}$$

Der Integrationskondensator C_2 entscheidet über die Steigung der Integratorkennlinie und somit die Empfindlichkeit der Schaltung. Hier wurde ein Kondensator mit einer Größe von 15 pF gewählt, sodass die Empfindlichkeit im Gegensatz zur

Schaltung in Abbildung 3.2a höher sein sollte. Im Gegenzug sinkt der lineare Arbeitsbereich durch das schnellere Erreichen der maximalen Ausgangsspannung.

3.1.2 Simulation

Zur Simulation kommt die SPICE basierte Software TI-Tina zum Einsatz. Für die ICs OPA615 und OPA197 wird auf der Website des Herstellers ein SPICE Modell zum Download angeboten, welches in die Simulation eingefügt werden kann. Alle weiteren Komponenten sind Standardbauteile, die in SPICE schon vorhanden sind. Diese werden verbunden und das Eingangs und Triggersignal wird über regelbare Spannungsquellen simuliert. In der Simulation und allen Messungen wird der 1 µF Kondensator aus dem Feedback Pfad der Integratorschaltung entfernt, da dieser zu ungewollten Schwingungen der Ausgangsspannung führt (Vgl. [25]). Außerdem wurde das Modell so modifiziert, dass der Biasstrom I_b in den SOTA Eingang, von 3 µA auf 1,6 µA verringert wird. Im Datenblatt ist für diesen Strom ein typischer Wert von 1 µA und ein Maximalwert von 3 µA angegeben. Der Wert von 1,6 µA liegt zwischen diesen Werten und sorgt für die beste Übereinstimmung von Simulation und Messung.

Weiterhin wurde ein Spannungsteiler am Eingang hinzugefügt, um den Messbereich, wenn nötig, erweitern zu können. Für die folgenden Simulationen und Messungen war dieser mit zwei 1 kΩ Widerständen bestückt, sodass die Eingangsspannung halbiert wird.

Mit diesem Modell kann eine Transienten Analyse durchgeführt werden. Dabei wird zunächst für 40 µs eine konstante Gleichspannung angelegt, sodass der Filter zum Hintergrundabzug, wie im Abschnitt 3.1.1 erläutert, aufgeladen wird. Dann wird ein Spannungspuls mit einer einstellbaren Amplitude, einer Dauer von 20 ns und einer Anstiegszeit von 5 ns angelegt. Diese Pulsparameter stimmen mit der kleinsten einstellbaren Pulsbreite des Signalgenerators überein, der später zum Testen genutzt wird. Außerdem wird ein Triggersignal mit einer Pulsbreite von 63 ns erzeugt, welches den Spannungspuls umschließt.

Ergebnisse In Abbildung 3.6 ist das Ergebnis für die Integration eines Signals mit einem Gleichanteil von 800 mV und einer Amplitude von 500 mV abgebildet.

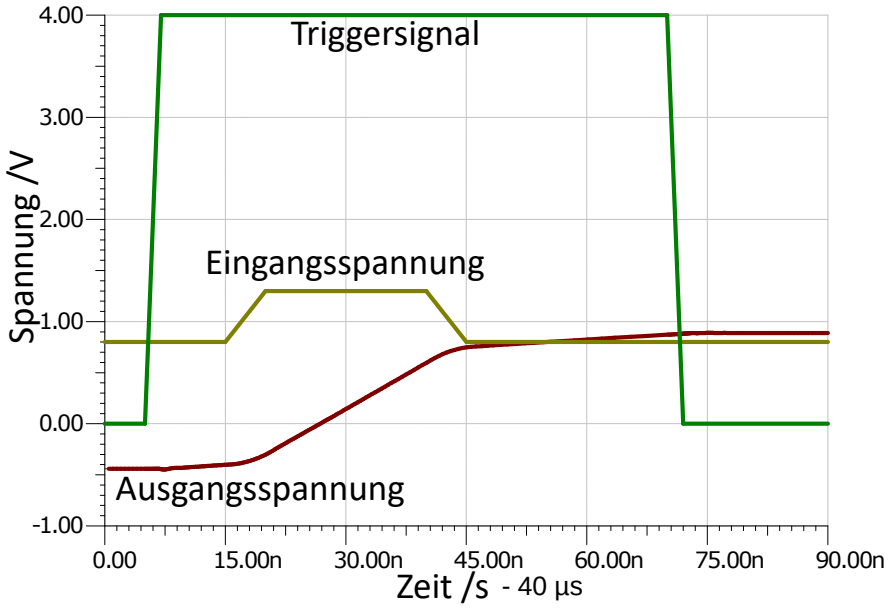


Abbildung 3.6: Simulation der Integratorschaltung: Gezeigt ist das Triggersignal sowie die Ein und Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Zeit.

Die Simulation zeigt, dass die Ausgangsspannung während des gesamten Triggerzeitraums leicht ansteigt, auch während die Eingangsspannung 0 V beträgt. Dieser Anstieg wird durch den Biasstrom I_b ausgelöst, der dazu führt, dass eine Spannung am SOTA Eingang anliegt, die mit Beginn des Triggersignals integriert wird, und so zu einem konstanten Anstieg der Ausgangsspannung führt (siehe Abschnitt 3.1.1). Steigt die Eingangsspannung, so steigt, wie zu erwarten, auch die Steigung der Ausgangsspannung.

Um das Verhalten der Schaltung in der Simulation genauer zu überprüfen, wurde eine Kennlinie aufgenommen. Dazu wurden Amplitude und Gleichanteil der Eingangsspannung variiert und die zugehörige Ausgangsspannung 1 µs nach Ende des Triggersignals bestimmt. Diese Kennlinie ist in Abbildung 3.7 dargestellt.

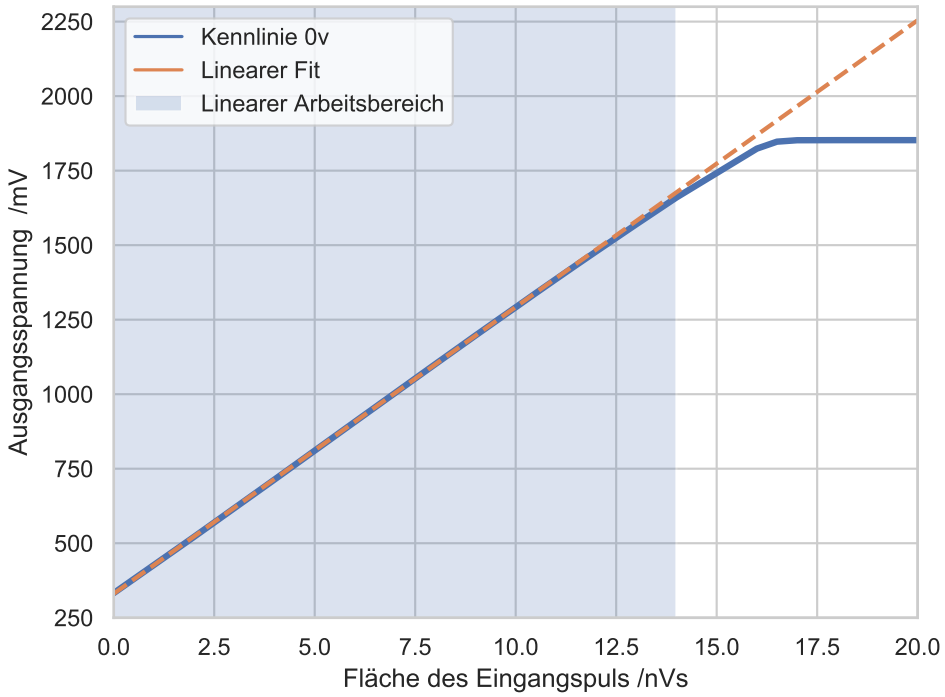


Abbildung 3.7: Simulierte Kennlinie der Integratorschaltung: Gezeigt ist die Ausgangsspannung (blau) in Abhängigkeit der Fläche des Spannungspuls am Eingang. Außerdem ist ein linearer Fit (orange) eingezeichnet. Der Arbeitsbereich, in dem die Kennlinie um weniger als 2% von der linearen Kennlinie abweicht, ist im Hintegrund blau eingefärbt.

Neben der simulierten Kennlinie ist eine linearer Fit der Kennlinie gezeigt. Der Bereich, in dem die simulierte Kennlinie um weniger als 2% vom Fit abweicht, wird als Arbeitsbereich definiert und ist im Diagramm blau markiert.

Die Kennlinie steigt bis zu einer Ausgangsspannung von etwa 1,6 V linear an. Dann flacht die Steigung ab und die Ausgangsspannung ist auf ca. 1,8 V beschränkt. Bei einer Eingangsspannung von 0 V beträgt die Ausgangsspannung 332,6 mV. Dieser konstante Spannungsanteil wird größtenteils durch den, weiter oben erläuterten, Strom I_b am SOTA Eingang ausgelöst. Eine weitere Kennlinie mit einer Offsetspannung von 2 V wurde ebenfalls simuliert, ist jedoch im Diagramm nicht abgebildet, da sie sich nicht sichtbar von der eingezeichneten Kennlinie unterscheidet.

Diskussion Im Kapitel 1 wurden drei Metriken für die Integratorschaltung definiert:

- **Arbeitsbereich:**
  In der Simulation wird zunächst nur der Einfluss der Linearität auf den Ar-

beitsbereich untersucht. Der Einfluss des Rauschens kann in den folgenden Messungen genauer analysiert werden. Die Simulation bestätigt, dass der Integrator im Arbeitsbereich bis 14 nVs ein lineares Integrationsverhalten aufweist. Die Ausgangsspannung wird auf 1,8 V beschränkt. Das ist in etwa die Hälfte der maximalen Ausgangsspannung des OPA615 (Vgl. [13]). Die Halbierung wird dabei durch die 50 Ω Terminierung des 50 Ω Koaxialkabels am Oszilloskop ausgelöst, die in der Simulation berücksichtigt wurde. Somit ist zu vermuten, dass der Arbeitsbereich durch das Erreichen der maximalen Ausgangsspannung begrenzt wird. In diesem Fall ließe er sich, wenn nötig, erweitern, indem die Ausgangsspannung der Schaltung gesenkt wird. Dies lässt sich durch einen größeren Kondensator erreichen, der zu einer geringeren Steigung der Kennlinie führt. Infolgedessen würde jedoch auch die Messauflösung sinken.

- **Steigung der Kennlinie:**
  Die Steigung der Kennlinie beträgt $s = 96{,}2\,\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$. Sie ließe sich verdoppeln, indem der Spannungsteiler am Eingang entfernt wird. Dies hätte allerdings eine Verringerung des Arbeitsbereichs zur Folge.

- **Hintergrundabzug:**
  Die Verwendung eines Tiefpassfilters zum Abzug von Hintergrundsignalen, die länger als 40 µs anliegen ist möglich. Die Simulation zeigt, dass selbst bei der maximal möglichen Offsetspannung von 2 V die Integrationsergebnisse um weniger als 0,01 % von der Messung ohne Offsetspannung abweichen. Somit kann das Hintergrundlicht nicht mehr bewirken, dass der Integrator die maximale Ausgangsspannung übersteigt. Wie erwartet genügen in der Simulation 40 µs um die Ausgangsspannung des Tiefpassfilters an den Gleichanteil anzupassen.

Da die Simulationsergebnisse der Schaltung die Anforderungen erfüllen, wird sie zu weiteren Tests auf einer Platine umgesetzt.

3.1.3 Platinenlayout Version 1

Auf Basis der Simulationsergebnisse wird im nächsten Schritt das Platinenlayout des in Abbildung 3.5 dargestellten Schaltplans mit dem Programm Eagle erstellt. Zusätzlich wird auf der Platine die in Abschnitt 3.2.1 beschriebene Analogschaltung zur Erzeugung des Fenstersignals integriert. Mithilfe einer integrierten Lötbrücke kann eingestellt werden, ob ein externes Triggersignal an die Analogschaltung oder direkt an den Integrator angeschlossen wird.

In der ersten Konfiguration kann die Integratorschaltung mit dem analog erzeugten Fenstersignals getestet werden. Die zweite Konfiguratin ermöglicht die externe Einstellung des Fenstersignals.

Zur Verbindung der APD Ausgangssignale und des Triggersignals mit dem Integrator werden SMA Steckern eingesetzt. Für die Spannungsversorgung und die digitalen Signale der Triggerschaltung kommt ein Flachbandkabel zum Einsatz. Zusätzlich wird am Eingang der Platine ein einstellbarer Spannungsteiler zur Dämpfung des Signals und zur Erweiterung des Messbereichs verwendet.

Zur Erzeugung der bipolaren Spannungsversorgung wird ein DC/DC Wandler verwendet. An dessen positiven und negativen Ausgang werden je zwei Kondensatoren mit den Werten 3,3 µF und 6,8 µF mit Masse verbunden, um Rauschen der Versorgungsspannungen zu unterdrücken. Kleinere Kondensatoren mit einem Wert von 0,1 µF werden zum Abblocken von hochfrequentem Rauschen an den Versorgungspins jeder aktiven Komponente platziert (Vgl. [13, S. 23]). Beim Platzieren der Bauteile wird darauf geachtet, dass die analogen Signalpfade, vor allem der des Eingangssignals, möglichst kurz und breit sind. Weiterhin werden die 0,1 µF Abblockkondensatoren möglichst nah an den aktiven Komponenten platziert (Vgl. [13, S. 23]). Eine Abbildung des Schaltplans und des Layouts befinden sich im Anhang.

3.1.4 Messungen zur Charakterisierung der Schaltung

Um die Funktion der Schaltung zu evaluieren wird der Eingang der Schaltung an einen Signalgenerator angeschlossen, sodass die Ausgangsspannung für verschiedene Eingangsspannungspulse untersucht werden kann. Gleichzeitig wird mit diesem das Fenstersignal generiert. An den Ausgang der Schaltung wird ein Oszilloskop angeschlossen, welches auch das Eingangssignal und das Integrationsfenster aufnimmt. Abbildung 3.8 zeigt den Messaufbau schematisch.

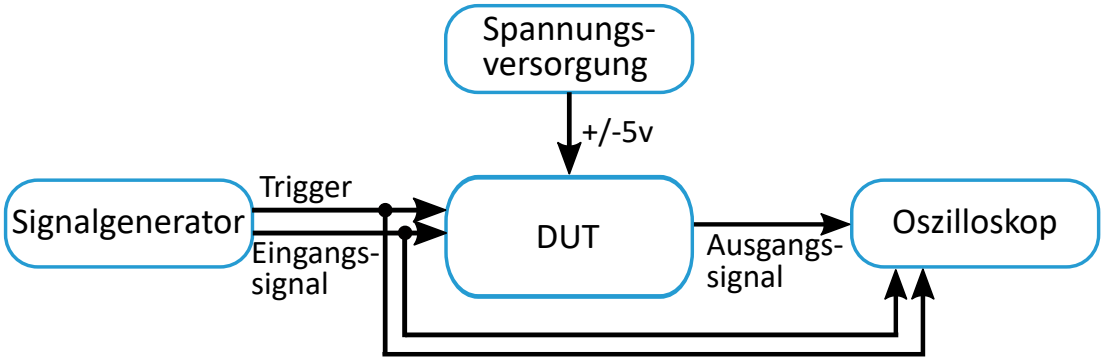


Abbildung 3.8: Messaufbau zur Charakterisierung der Integratorplatine: Auf das DUT (Device Under Test) wird mit dem Signalgenerator ein Eingangssignal und ein Fenstersignal gegeben. Zusammen mit dem Ausgangssignal werden diese am Oszilloskop aufgenommen.

Für die folgenden Charakterisierungsmessungen beträgt die Frequenz des Eingangssignals 5 kHz, die Pulsweite 20 ns und die Triggerweite 63 ns. Diese Einstellungen wurden so gewählt, dass die Eigenschaften der laserinduzierten Fluoreszenzpulse (siehe Tabelle 2.1) möglichst genau nachgebildet werden.

Zum Vergleich mit der Simulation wird zunächst der zeitliche Verlauf von Ein- und Ausgangsspannung aufgenommen. Außerdem wird mit einem Tastkopf die Ausgangsspannung des invertierenden Tiefpassfilters für einen Sprung der Eingangsspannung von 0 V auf 2 V gemessen, um die Eigenschaften des Filters zu bestimmen.

Das Verhalten der Schaltung bei verschiedenen Eingagspulsflächen zeigt sich am besten mithilfe einer Kennlinie. Um diese aufzunehmen wird, für verschiedene Eingangspulsflächen, der Mittelwert der Ausgangsspannung über mehrere Perioden und die zugehörige Standardabweichung vom Mittelwert bestimmt. Diese Messung wird mit dem Oszilloskop durchgeführt. Es werden jeweils mehr als 1000 Werte gemittelt.

3.1.5 Ergebnisse

Zeitverhalten Der zeitliche Verlauf von Ein- und Ausgangsspannung wird aufgenommen und ist in Abbildung 3.9 dargestellt.

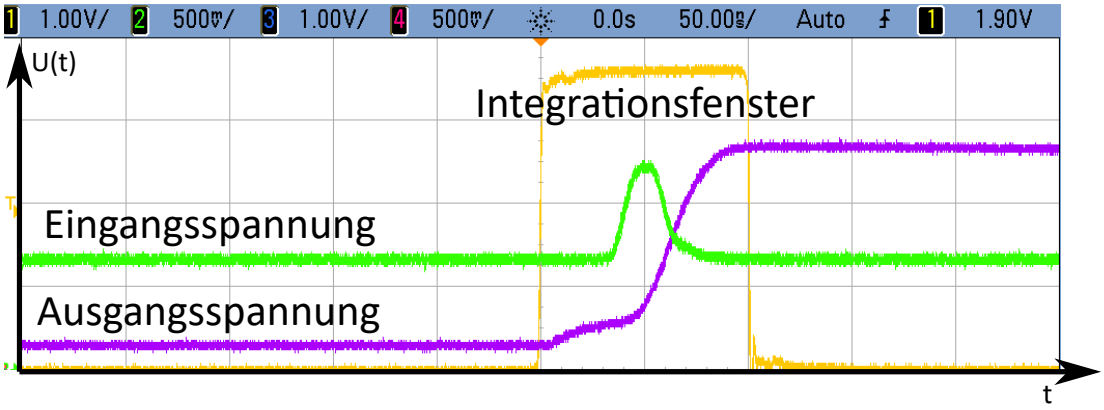


Abbildung 3.9: Gemessener zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung (grün) und Ausgangsspannung (violett) für eine Eingangsspannung von 500 mV mit einer Offsetspannung von 800 mV. Die Dauer des Fenstersignals (gelb) beträgt 100 ns.

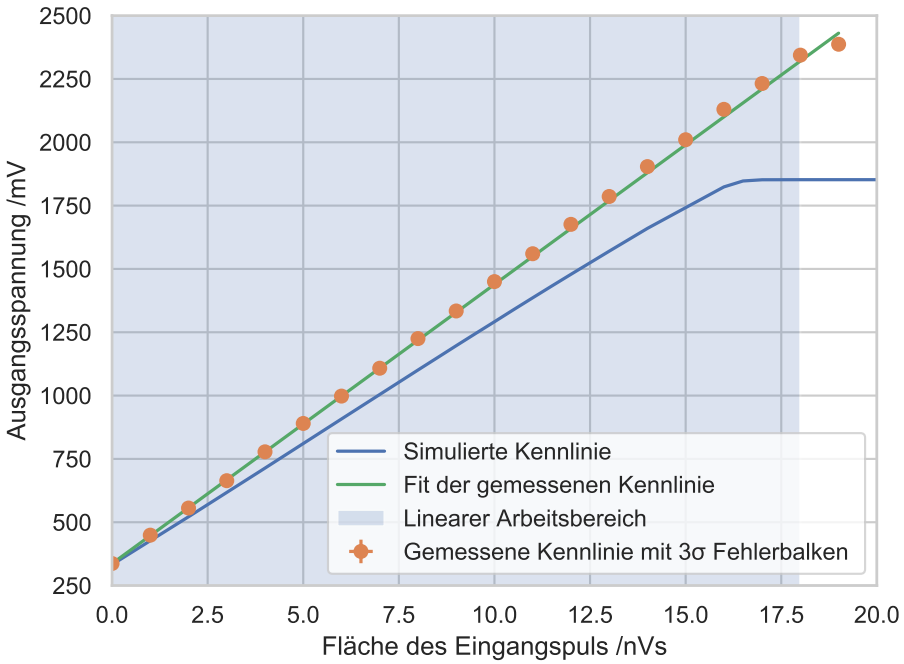
Die Messung zeigt ein zur Simulation aus Abschnitt 3.1.2 ähnliches Verhalten. Die Ausgangsspannung vor Beginn der Integration ist größer als in der Simulation. Das liegt daran, dass sich der Integrationskondensator zwischen den Perioden nicht vollständig entlädt. Somit ist noch eine gewisse Restspannung des letzten Integrationszyklus übrig.

Die Sprungantwort des Tiefpassfilters wurde ebenfalls gemessen. Die Messung zeigt, dass die Spannung exponentiell abfällt und dann gegen einen Wert von $U = -412\,\mathrm{mV}$ strebt. Die Steigung zu Beginn des Spannungsabfalls beträgt ca. $s = 0{,}66\,\frac{\mathrm{nV}}{\mathrm{s}}$. Die Zeitkonstante τ lässt sich daraus berechnen und beträgt in diesem Fall (Vgl. [12, S. 792f]):

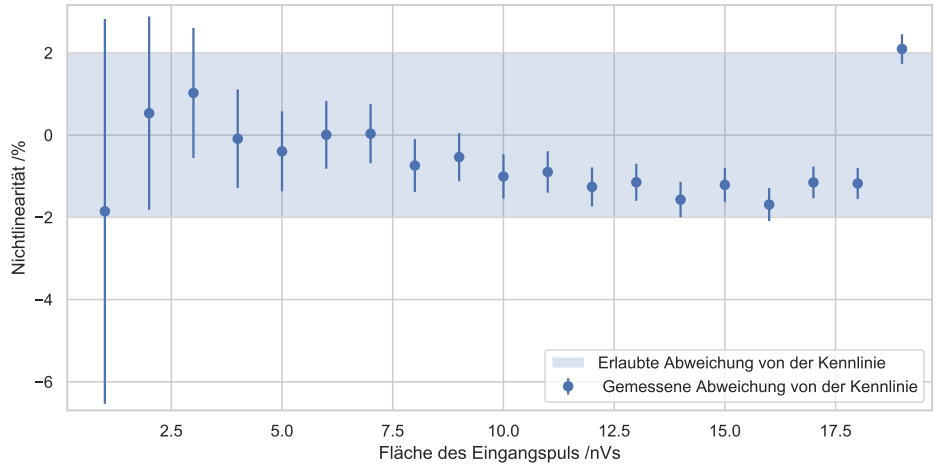
$$\tau = \frac{U}{s} = 6{,}18\,\mu\mathrm{s} \tag{3.5}$$

Kennlinien Um später aus der Ausgangsspannung der Integratorschaltung die Fläche und daraus die Energie des Fluoreszenzpulses zu berechnen, wird eine Kennlinie aufgenommen, die die Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Fläche des Eingangspulses beschreibt. Abbildung 3.10a zeigt die gemessene Kennlinie (orange) im Vergleich zur simulierten Kennlinie (blau). Der lineare Arbeitsbereich ist im Hintergrund blau eingefärbt und geht bis 18 nV s. Die Kennlinie wird als linearer Fit über die ersten 8 Messpunkte definiert, da sich so der maximale

Arbeitsbereich ergibt. Ihre Steigung beträgt $s = 110{,}2\,\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$, der Y-Achsenschnitt 336,7 mV. Das Abflachen der Kennlinie ist bei einer Ausgangsspannung von ca. 2,4 V zu erkennen.



(a) Gemessene und simulierte Kennlinie im Vergleich



(b) Nichtlinearität der Messwerte

Abbildung 3.10: Messergebnisse zum Integrationsverhalten: (a) zeigt die gemessene (orange) und simulierte (blau) Kennlinie im Vergleich. Zusätzlich sind ein linearer Fit (grün) und der lineare Arbeitsbereich (blau gefärbt) eingezeichnet. (b) Zeigt die prozentuale Abweichung der Messwerte vom linearen Fit in 3.10a.

Eine genauere Betrachtung der Nichtlinearität ermöglicht Abbildung 3.10b. Diese

zeigt die prozentuale Abweichung der gemessenen Punkte vom linearen Fit. Der Bezugswert ist dabei der Wert des linearen Fit abzüglich seines Y-Achsenschnitts. Weiterhin ist das 2%-Intervall, innerhalb dessen die prozentuale Abweichung $< 2\%$ ist, blau eingefärbt.

Rauschen Die Standardabweichung der Ausgangsspannungen liegt im gesamten Messbereich zwischen 3,5 mV und 5 mV. Die Standardabweichung steigt dabei mit der Eingangsspannung an. Daraus ergibt sich durch Division mit der Steigung der Kennlinie eine Unsicherheit für die Messung des Eingangspuls zwischen 31 pV s und 45 pV s.

Hintergrundabzug In Abschnitt 1.4 wird zur Bewertung des Hintergrundabzugs die relative Abweichung η von der Messung ohne Hintergrund definiert. Ist diese relative Abweichung gleich 1 tritt keine Dämpfung des Gleichanteils auf, ist sie 0 wird der gesamte Gleichanteil gedämpft. Die gemessene relative Abweichung beträgt im gesamten Arbeitsbereich ca. $(0{,}03 \pm 0{,}05)\,\%$, während die simulierte Abweichung ca. 0,01 % beträgt.

3.1.6 Diskussion

Um die Bedeutung der Messergebnisse zu erörtern werden in diesem Abschnitt die Messergebnisse mit der Simulation und den Anforderungen verglichen.

Zeitverhalten Die Ergebnisse zum Zeitverhalten zeigen, dass am Ausgang der Schaltung, wie in der Simulation, das Integral der Eingangsspannung anliegt. Der konstante Fehler in der Eingangsspannung ist dabei in der Messung geringer als in der Simulation. Da sich der Integrationskondensator zwischen den Integrationszyklen nicht vollständig entlädt, ist ein Transistor zum Zurücksetzten der Integratorspannung zwischen den Integrationszyklen notwendig.

Verhalten der Kennlinie Der Y-Achsen Abschnitt der gemessenen Kennlinie beträgt 336,7 mV und ist somit 0,12 % größer als der Simulierte Wert von 332,6 mV. Die gemessene Steigung der Kennlinie ist mit $(111{,}2 \pm 0{,}3)\,\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$ größer als die simulierte Steigung, welche $96{,}2\,\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$ beträgt. Diese Abweichung von

13,4 % könnte durch Abweichung der Transkonduktanz des SOTA ausgelößt werden. Für diese wird im Datenblatt ein Wert zwischen 21 $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$ und 35 $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$ angegeben. In der Simulation lag er bei 25 $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$. Da die obere Grenze des Arbeitsbereichs groß genug ist, kann der Spannungsteiler am Eingang der Schaltung entfernt werden, wodurch sich die Steigung und somit die Empfindlichkeit verdoppeln aber die obere Grenze des Arbeitsbereich halbieren sollte.

Tiefpassschaltung zum Hintergrundabzug Die gemessene Zeitkonstante des Tiefpassfilters liegt mit 6,18 µs 6 % über dem berechneten Wert von 5,828 µs. Die Abweichung ist wahrscheinlich dadurch zu erklären, dass das Ablesen der Steigung aus dem Oszilloskopbild nicht sehr genau ist. Für die Abschätzung zur Verifikation des Funktionsprinzips ist diese geringe Abweichung unproblematisch.

Bei einer Gleichspannung von 2 V beträgt die maximale Abweichung der Ausgangsspannung von der Messung ohne Gleichanteil $(0{,}03 \pm 0{,}05)\,\%$. Somit zeigt die gewählte Tiefpassschaltung für die verwendete konstante Gleichspannung das gewünschte Verhalten.

In Feldtests könnte sich zeigen, dass die Schaltung durch eine zu große Zeitkonstante τ zu träge ist und somit erst zu spät auf eine Veränderung der Hintergrundbeleuchtung reagiert. In diesem Fall wäre die Verwendung der Sample-and-Hold-Schaltung denkbar. Bei der später umgesetzten, digitalen Erzeugung des ersten Fenstersignals zeigt sich, dass sich das dafür notwendige zweite Fenstersignal mit dem verwendeten Mikrocontroller Timer Baustein problemlos generieren ließe.

Rauschen Für das geforderte Signal-Rauschverhältnis von 20 dB muss die Ausgangsspannung 35 mV betragen, da die gemessene Standardabweichung 3,5 mV beträgt. Eine Ausgangsspannung von 35 mV entspricht einer Pulsfläche von

$$\frac{35\,\text{mV}}{(111{,}2 \pm 0{,}3)\,\frac{\text{V}}{\text{µV s}}} = 315\,\text{pV s}.$$

Dabei ist zu beachten, dass in der gemessenen Standardabweichung auch Rauschanteile, die durch das Oszilloskop hinzugefügt werden, enthalten sind. Die Messung ist also als unterer Grenzwerts des SNRs zu betrachten. Der Arbeitsbereich der Schaltung wird einerseits nach unten durch die Anforderungen zum Signal-Rausch Verhältnis und andererseits nach oben durch die Anforderungen an die Linearität begrenzt. Insgesamt liegt der Arbeitsbereich im Intervall zwischen 315 pV s und 18 nV s. Der Arbeitsbereich lässt sich eventuell nach unten erweitern,

indem der Spannungsteiler am Eingang entfernt wird, wodurch die Steigung der Kennlinie steigt. Dadurch führt das selbe Ausgangsrauschen zu einem geringeren Eingangsrauschen. Ein Nachteil davon wäre, dass der Arbeitsbereich nach oben früher durch das Erreichen der maximalen Ausgangsspannung begrenzt wird.

Zusammenfassung Die Schaltung weist einen größeren linearen Arbeitsbereich und eine geringfügig höhere Empfindlichkeit als die simulierte Schaltung auf. Die Anforderungen hinsichtlich der Linearität werden erfüllt. Das gemessene Rauschen führt dazu, dass der Arbeitsbereich nach unten die geforderte Grenze von 100 pV s nicht erreicht. Diese liegt stattdessen bei 315 pV s. Es ist allerdings unklar wie groß der Anteil der Oszilloskopmessung an diesem Rauschen ist.

Vor der Eingliederung in das Detektionsmodul müssen folgende Schritte erfolgen:

- Einbau eines Reset Transistors für den Integrationskondensator
- Entfernung des Eingangsspannungsteilers

Nach diesen Anpassungen kann das Integratormodul in die Gesamtschaltung integriert werden

3.2 Timing des Integrationsfensters

Um die Gated-Integratorschaltung zu verwenden ist ein elektrisches Signal notwendig, welches den Start und Endzeitpunkt der Integration vorgibt. Dieses Integrationsfenster sollte das Fluoreszenzsignal möglichst genau umschließen. Der verwendet Laser verfügt über einen Trigger Ausgang an dem, mit der Emission eines Laserpulses, ein TTL (5V) Signal mit einer zeitlichen Breite von 200 ns erzeugt wird. Von diesem Trigger soll der Startpunkt des Integrationsfenster abgeleitet werden. In Abbildung 3.11 ist das Triggersignal in gelb, und das Fluoreszenzsignal in grün abgebildet.

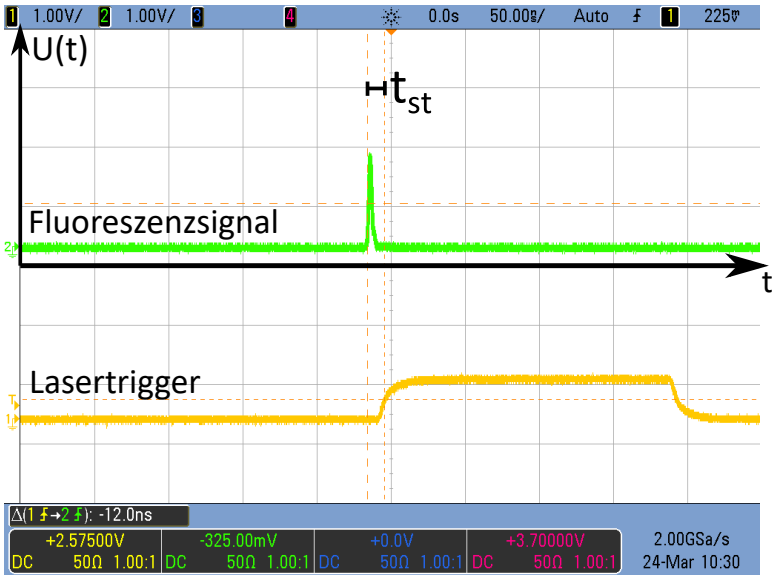


Abbildung 3.11: Oszilloskopbild zum zeitlichen Ablauf des Fluoreszenzsignals: Das Triggersignal (gelb), liegt erst $t_{st} = 12\,\text{ns}$ nach dem Fluoreszenzsignal (grün) an.

Bei genauerer Betrachtung wird deutlich, dass das Fluoreszenzsignal 12 ns vor dem Laser-Triggersignal anliegt. Die Ursache für den verzögerten Triggerpuls ist unter anderem die passiven Güteschaltung des Lasers. Um die Integration korrekt durchzuführen, muss das Integrationsfenster kurz vor dem Fluoreszenzsignal anliegen.

Eine Lösung für dieses Problem ist die Verwendung des Triggers der Messung n für das Integrationsfenster der Messung $n+1$. Es wird also jeweils das Triggersignal der vorangegangenen Anregung verwendet. Da das Fluoreszenzsignal periodisch ist muss das Triggersignal dazu um die Zeit $\Delta t = T_{Laser} - t_{st}$ verzögert werden. Dabei entspricht $T_{Laser} = \dfrac{1}{f_{rep}}$ der Inversen der Repetitionsrate und genau der Zeit zwischen den Laserpulsen. t_{st} entspricht der Zeit zwischen Fluoreszenzsignal und Triggersignal. Diese ist im Oszilloskopbild eingezeichnet. Die Länge des Triggersignals hat, wie in [19, S. 2] gezeigt, einen großen Einfluss auf das Signal zu Rausch Verhältnis. Deswegen ist es vorteilhaft, wenn diese möglichst fein einstellbar ist. Diese Lösung wird hier umgesetzt.

Eine alternative Lösung ist, das Fluoreszenzsignal entsprechend zu verzögern, sodass das Triggersignal vom Laser direkt zum Start des Integrationsfenster verwendet werden kann. Die elektrische Verzögerung des Fluoreszenzsignals wäre mit einem hohen Aufwand verbunden, da das Signal möglichst nicht verändert werden soll. Eine optische Verzögerung Δt könnte durch eine Verzögerungsstrecke

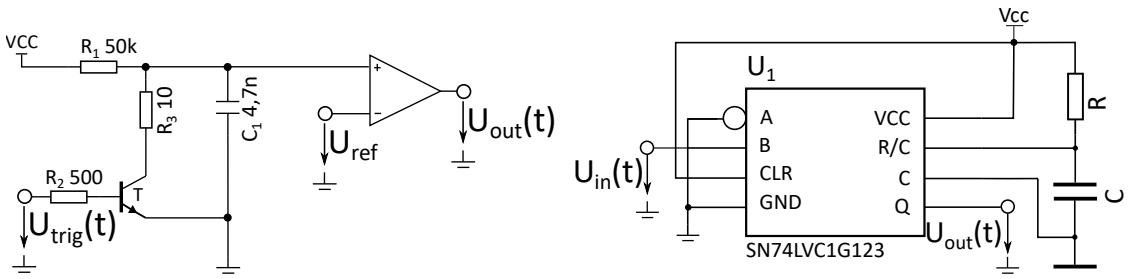
der Länge

$$l = \Delta t \cdot \frac{c}{n} = 12 \cdot 10^{-9}\,\mathrm{s} \cdot \frac{2{,}99 \cdot 10^{8}\,\mathrm{m/s}}{1{,}5} = 2{,}392\,\mathrm{m} \tag{3.6}$$

erzielt werden. Dabei ist c die Lichtgeschwindigkeit und n der Brechungsindex des für die Verzögerungsstrecke verwendeten Mediums. In diesem Fall bietet sich als Medium ein Lichtwellenleiter an. Eine einstellbare Verzögerung des Triggersignals ist dann immer noch sinnvoll, da sie ermöglicht eine längere Faser zu verwenden, deren Länge nicht exakt auf die Anwendung zugeschnitten werden muss.

3.2.1 Analoge Erzeugung des Integrationsfensters

Schaltungskonzept Damit das zeitliche Messfenster für die Integration exakt um den zu detektierenden Puls des Fluoreszenzsignals liegt, muss der vom Laser generierte Triggerpuls wie erwähnt um eine einstellbare Zeit Δt verzögert werden. Außerdem muss die Länge des Puls auf das zu integrierende Fluoreszenzsignal angepasst werden. Dazu werden die Schaltungen in Abbildung 3.12 eingesetzt.

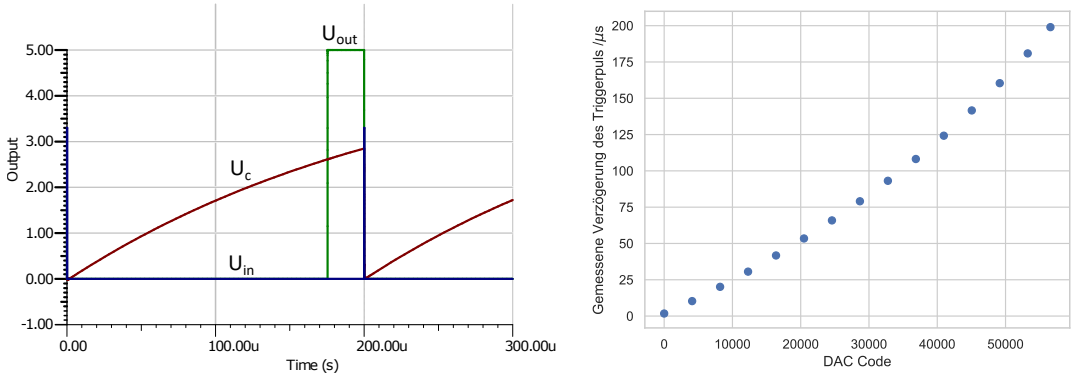


(a) Schaltung zur Einstellung der Verzögerung (b) Schaltung zur Einstellung der Pulslänge

Abbildung 3.12: Schaltungskonzept zur Erzeugung des Integrationsfensters: (a): Schaltung zur Verzögerung des Pulses $U_{trig}(t)$ um eine einstellbare Zeit Δt, die Proportional zur Referenzspannung U_{ref} ist. (b): Schaltung zur Erzeugung eines kurzen Zeitpulses auf Basis eines monostabilen Multivibrators. Dessen Länge ergibt sich aus den gewählten Widerstandswerten für R und C [26, S. 13f].

Die Schaltung zur Verzögerung des Triggersignals in Abbildung 3.12a funktioniert, indem durch das Aufladen des Kondensators C die Spannung am Eingang des Komparators annähernd linear ansteigt. Übersteigt sie die Spannung U_{ref}, schaltet der Komparatorausgang auf *high*. Mit dem Anliegen des nächsten Triggerpulses wird der Kondensator über den Transistor entladen und die Ausgangsspannung sinkt auf 0 V. Mit dem Ende des Laser-Triggerpulses beginnt die Ladung des Kondensators erneut. Dieses Verhalten zeigt sich auch in der Simu-

lation, die mit der SPICE basierten Software Tina-TI durchgeführt wurde (Abb. 3.13a). In der Simulation wurde eine Kapazität von 4,7 nF und ein Widerstand von 50 kΩ verwendet.



(a) Simulierter Zeitverlauf

(b) Gemessene Kennlinie

Abbildung 3.13: Analoge Schaltung zur Triggerverzögerung: (a) zeigt die Simulation der Schaltung. Eingezeichnet sind das Trigger Signal am Eingang der Schaltung (blau), die Spannung am Kondensator (rot) und die Ausgangsspannung (grün). (b) zeigt die gemessene Verzögerung in Abhängigkeit der Referenzspannung.

Die so erzeugte steigende Flanke am Ausgang des Komparators triggert den Eingang des monostabilen Multivibrators (Abb. 3.12b), sodass an dessen Ausgang ein Puls erzeugt wird. Dessen Länge lässt sich durch die Wahl der Bauteilwerte für R und C einstellen. Es wird ein Widerstand von 1 kΩ und eine Kapazität von 5 pF gewählt, sodass sich laut Datenblatt eine Pulslänge von etwas unter 100 ns ergibt (Vgl. [26, S. 13f]).

Um die Schaltung zu testen wird diese auf einer Platine umgesetzt. Die Referenzspannung wird dabei durch einen 16 Bit Digital-Analog-Wandler (DAC) erzeugt, sodass sich eine theoretisch erreichbare Zeitauflösung von 3 ns ergibt.

Messungen und Ergebnisse Um das Verhalten der Schaltung zu überprüfen wird mit einem Signalgenerator ein Triggerpuls generiert, welcher sowohl an den Eingang der Schaltung als auch an ein Oszilloskop angeschlossen wird. Dieser soll den Lasertrigger möglichst genau nachbilden, weshalb eine Frequenz von 5 kHz und eine Pulsdauer von 200 ns gewählt wird. Das entstehende Ausgangssignal wird ebenfalls mit dem Oszilloskop betrachtet, sodass sich die Zeitverzögerungen zwischen den beiden Pulsen bestimmen lässt. Die Breite des Integrationsfensters wurde ebenfalls mit dem Oszilloskop gemessen und beträgt $(62{,}69 \pm 0{,}04)$ ns.

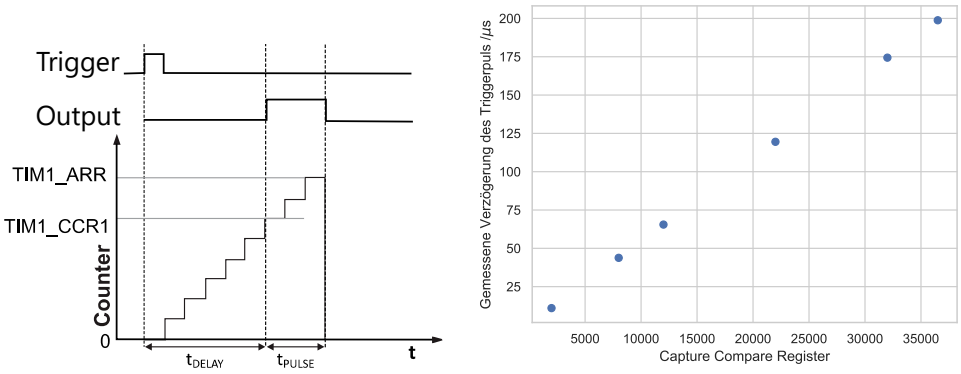
Abbildung 3.13b zeigt die Zeitverzögerung Δt zwischen der steigenden Flanke des Eingangstriggers und Ausgangstriggers in Abhängigkeit des eingestellten DAC Code, der proportional zur Referenzspannung ist. Wie gewünscht nimmt die Zeitverzögerung mit steigendem DAC Code, und damit linear steigender Spannung U_{ref}, zu.

Allerdings schwankt die gemessene Zeitverzögerung stark, die Standardabweichung beträgt bis zu 1 µs. Somit müsste die eingestellte Triggerweite sehr hoch sein, um zu garantieren, dass das Fluoreszenzsignal im Integrationsfenster liegt. Diese Schwankung der Verzögerung wird wahrscheinlich durch Rauschen in der Referenzspannung ausgelöst, welches sich eventuell durch Filter verringern ließe.

Deshalb wird zunächst die alternative Möglichkeit einer digitalen Zeitverzögerung mit dem STM32-F446 Mikrocontroller geprüft, der auch zur Ansteuerung des ADCs verwendet wird.

3.2.2 Digitale Signalerzeugung

In Abschnitt 1.2.3 wird der Timer Baustein des verwendeten STM32 Mikrocontroller beschrieben. Im *onepulse mode* bietet dieser die Möglichkeit, nach einer einstellbaren Zeit einen Puls einstellbarer Länge auszugeben. Dazu wird mit einem Triggersignal ein *counter* gestartet, dessen Wert mit jedem Taktzyklus um eins erhöht wird. Im *capture compare register* (CCR) wird der Wert hinterlegt, bei dem der Ausgangspuls beginnen soll. Sobald der Wert im CCR dem Wert des *counters* entspricht, wird der Ausgang auf *high* geschaltet und es wird ein *Interrupt* für die Software generiert. Wenn der *counter* den Wert im *auto reload register* (ARR) erreicht, wird der *counter* und die Ausgangsspannung wieder auf null gesetzt. Mit dem nächsten Trigger Puls beginnt der *counter* den nächsten Zyklus (Vgl. [16, S. 483]). Abbildung 3.14a veranschaulicht die Erzeugung des Triggersignals im *onepulse mode*.



(a) Timer im Onepulse Mode (b) Messung der digitalen Triggerverzögerung

Abbildung 3.14: Timer im *onepulse mode*: (a) zeigt die Funktionsweise des Timers: Das Triggersignal startet den Counter. Wenn dieser den Wert des CCR erreicht, wird der Ausgang auf *high* geschaltet. Mit erreichen des ARR wird der Ausgang auf *low* und der *counter* wieder auf null gesetzt [16, S. 483]. (b) zeigt die gemessene Verzögerung in Abhängigkeit der Einstellung des CCRs.

Die Auflösung der einstellbaren Verzögerung entspricht dabei der Periodendauer des Timertakts. Beim verwendeten Mikrocontroller kann dieser maximal 180 MHz betragen, woraus eine Periodendauer von 5,556 ns resultiert. Die maximale Triggerverzögerung berechnet sich als Produkt aus Periodendauer und maximal einstellbarem CCR. Beim verwendeten 16 Bit Timer ist also $t_{max} = 5{,}556\,\text{ns} \cdot (2^{16} - 2) = 364{,}04\,\mu\text{s}$.

Messungen und Ergebnisse Zur Charakterisierung der digital generierten Pulse wird, wie bei der analogen Signalerzeugung, eine Messung mithilfe eines Signalgenerators und eines Oszilloskops vorgenommen. Für verschiedene Werte des CCRs wird die Verzögerung des Triggerpulses bestimmt. Abbildung 3.14b zeigt die Ergebnisse dieser Messung. Wie gewünscht nimmt die Verzögerung mit steigendem Wert des CCR linear zu. Die Standardabweichung der Messwerte beträgt maximal 100 ns und ist damit 10 mal geringer als die der analogen Schaltung. Trotz dieser Verbesserung liegt sie noch über der gewünschten Triggerdauer, sodass diese wie bei der Analogschaltung erweitert werden müsste.

Die Abweichung in der Zeitverzögerung wird durch Ungenauigkeiten in der Periodendauer des Taktsignals ausgelöst. Dieses wird in der vermessenen Konfiguration durch einen internen RC-Oszillator generiert, dessen Frequenz nicht so stabil ist wie die eines externen Oszillators (Vgl. [16, S. 218]).

Das verwendete STM32Nucleo64 Board bietet jedoch einen externen Oszilla-

tor, welcher durch Änderung der Taktkonfiguration als Taktquelle ausgewählt werden kann. Mit dieser Anpassung verringert sich die Standardabweichung der Verzögerung auf einige Nanosekunden. Das so entstandene digitale System zur Erzeugung des Fenstersignals kann im Detektionsmodul verwendet werden.

3.3 Analog Digitalwandlung

3.3.1 Auswahl eines Analog-Digital-Wandlers

Um die Ausgangsspannungen der vier Integratoren zu digitalisieren wird ein Analog-Digital-Wandler (ADC) verwendet. Die Digitalisierung sollte dabei möglichst schnell geschehen, da die Entladung des Intergationskondensator mit der Zeit zu einem Absinken der Ausgangsspannung führt. Dabei besteht die Möglichkeit für jeden Kanal einen einzelnen ADC zu verwenden, was zu hohem Aufwand für die Programmierung, höheren Kosten und einer weniger kompakten Schaltung führt. Alternativ können die Kanäle mittels Multiplexing nacheinander ausgelesen werden. Der Nachteil hierbei liegt darin, dass die Zeit zum Auslesen viermal länger ist, als bei der Verwendung separater ADCs. Außerdem entsteht durch die unterschiedlichen Auslesezeitpunkte und das vorher angesprochene Absinken der Ausgangsspannung ein Unterschied zwischen den Kanälen, der später durch Kalibration entfernt werden muss.

Der ausgewählte Texas Instruments ADS8363 bietet eine Datenrate von 1 Ms/s. Dabei kommen zwei parallel arbeitende 16 Bit ADCs zum Einsatz, die jeweils über einen Input Multiplexer für bis zu 4 Kanäle und ein eigenes serielles Interface zum Versenden der Daten verfügen. Somit wurde ein Kompromiss zwischen der höheren Komplexität und Kosten durch mehrere Analog-Digital-Wandler und der längeren Auslesezeit durch Multiplexing gewählt.

3.3.2 Ansteuerung des ausgewählen ADC mit dem STM32-F446

In diesem Abschnitt wird beschrieben, wie die Ansteuerung des gewählten ADC mit dem verwendeten STM32 Mikrocontroller umgesetzt wird. Die Ansteuerung des ADC wird im Datenblatt [27] und in einem Application Report [28] detailliert beschrieben.

Kommunikation mit dem ADC Auf dem Mikrocontroller werden zwei SPI Interfaces initialisiert, wobei eins als Master konfiguriert ist und das Taktsignal erzeugt, während das andere als Slave konfiguriert ist und das Taktsignal vom Master übernimmt. Das Masterinterface wird im Folgenden als SPI1 und das Slaveinterface als SPI2 bezeichnet. Die Verbindungen sind in Abbildung 3.15 dargestellt.

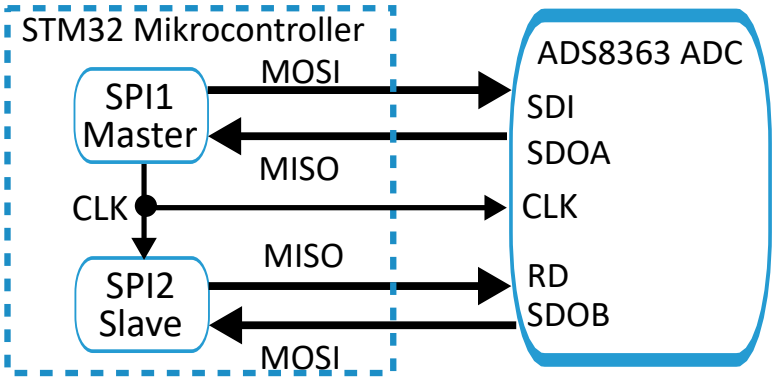


Abbildung 3.15: Verbindung der seriellen Interfaces mit dem ADC. SDI ist der Dateneingang des ADC, SDOA und SDOB die Ausgänge A und B, CLK das Taktsignal und RD der Eingang für den RD Puls.

Das serielle Interface des ADCs besitzt einen seriellen Eingang (SDI) um Steuerbefehle entgegenzunehmen. Dieser wird durch den SPI1 Ausgang *master out slave in* (MOSI) umgesetzt. Weiterhin werden zwei Datenleitungen benötigt, auf denen der ADC seine Messdaten versenden kann (SDOA und SDOB). Diese sind mit dem SPI1 Eingang *master in slave out* (MISO) und mit dem SPI2 Eingang MOSI verbunden. Zusätzlich benötigt der ADC einen RD-Puls, der vom Mikrocontroller zu Beginn jeder Übertragung gesendet wird. Da dieser Synchron zum SPI Taktsignal erfolgen muss, kann er nicht über einen GPIO-Pin erzeugt werden. Stattdessen wird er am Ausgang (MISO) des zweiten SPI Interfaces erzeugt. Die Nachrichten können vom Mikrocontroller in 16 Bit Zeichenabfolgen erfolgen.

Zu Beginn einer Übertragung wird der RD Puls durch das Senden der Nachricht *0x0001* gesendet. Die darauf folgende 16 Bit Übertragung enthält die zusammenhängende Nachricht der Länge 16 Bit. Die Pause t_{idle} zwischen beiden Übertragungen darf nicht länger als 2 µs sein [28, S. 6]. Mit der mitgelieferten Treibersoftware ist die Pause länger, da ein Overhead durch das Prüfen verschiedener Bedingungen entsteht, die in dieser Anwendung nicht relevant sind. Deswegen werden für den Lese- und Schreibzugriff auf die beiden SPI Interfaces eigene Funktionen implementiert, die direkt auf die Register zugreifen, wodurch die Anforderungen an die Geschwindigkeit erfüllt werden. Die Übertragung einer

Nachricht ist in Abbildung 3.16 vereinfacht für eine Nachricht mit einer Länge von 8 Bit dargestellt.

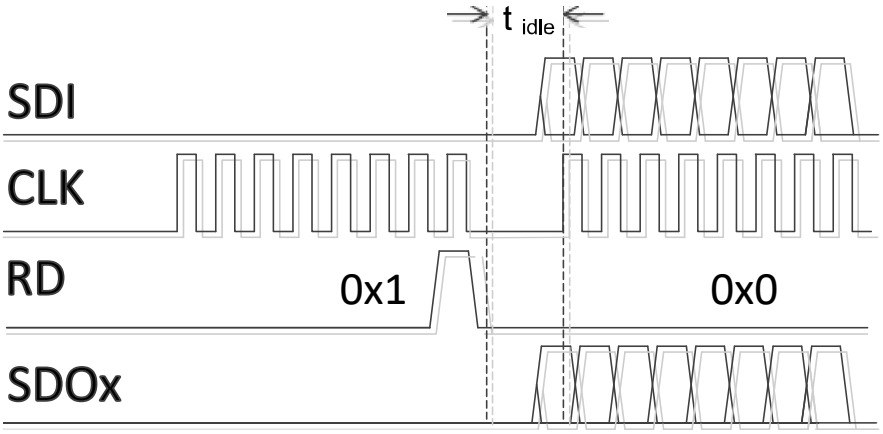


Abbildung 3.16: Serielle Übertragung: Nach dem RD Puls werden die Daten mit den steigenden Taktflanken übertragen. Die Zeit zwischen den Übertragungen t_{idle} darf 2 µs nicht überschreiten [28, S. 6].

Setup Der ADC verfügt über Konfigurationsregister, in welche vor Beginn der Messung die notwendigen Einstellungen geschrieben werden. Der Schreibzugriff erfolgt dabei durch Übertragung der entsprechenden Daten auf der SPI1 MOSI Leitung. Neben der Auswahl des Kanals, die vor jeder Messung eingestellt werden muss, gibt es auch Parameter, die nur einmalig eingestellt werden müssen. Dazu zählt beispielsweise die Einstellung des Referenz DACs. Dieser erzeugt die Referenzspannung U_{ref}, die den Messbereich $(-U_{ref}, U_{ref})$ einstellt. Diese einmaligen Einstellungen werden während des Setups gesetzt.

Auslesen des integrierten Fluoreszenzsignals Mit dem Ende des Fenstersignals kann die erste AD-Wandlung gestartet werden. Es können zwei Kanäle gleichzeitig gewandelt und übermittelt werden. Somit sind zwei Umwandlungszyklen für die 4 Kanäle notwendig. Nach der ersten Acquisition wird ca. 1 µs benötigt, um die AD-Wandlung durchzuführen. Erst dann können die Daten des nächsten Kanals aufgenommen werden. In dieser Zeit nimmt die Spannung am Ausgang des Integrators geringfügig ab, da sich der Integrationskondensator in die Basis des Buffer OTA entlädt. Dies führt dazu, dass die beiden Kanäle, die zuerst gemessen werden, eine geringfügig höhere Spannung aufweisen. Da der Spannungsverlauf zu Beginn der Entladung annähernd linear ist, lässt sich dieser Spannungsabfall korrigieren. Dazu werden zwei weitere Umwandlungszyklen in umgekehrter Reihenfolge durchgeführt. Der Ausgangswert entspricht dann dem

Mittelwert aus den beiden Umwandlungszyklen. Wie in Skizze 3.17 gezeigt, sorgt die symmetrische Lage der Punkte dafür, dass beide den selben Spannungsabfall aufweisen.

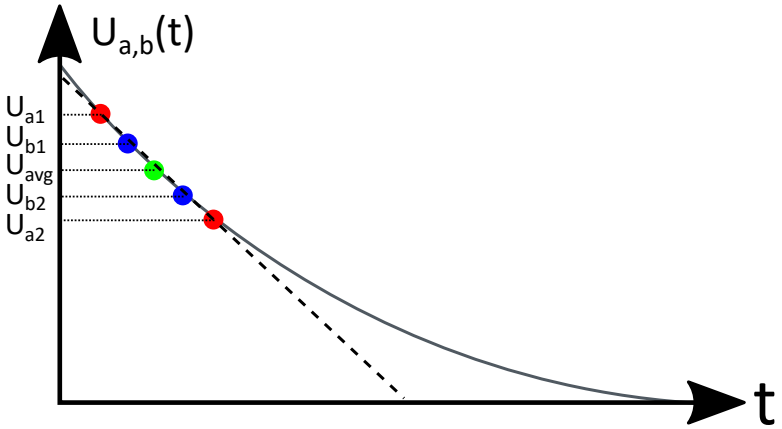


Abbildung 3.17: Korrektur des Spannungsabfalls zwischen zwei AD Wandlungen: Ein identischer Verlauf der Spannungen $U_{a,b}(t)$ nach der Integration ist schematisch skizziert. Durch Mitteln der beiden Messpunkte U_{a1} und U_{a2} bzw. U_{b1} und U_{b2} entstehen zwei Mittelwerte (grün), die dem Wert zum selben Zeitpunkt entsprechen. Dies wird durch den annähernd linearen Verlauf (gestrichelt) des Spannungsabfalls zu Beginn der Messung ermöglicht.

Zweite Messung zum Baseline Abzug Da nach dem Integrieren und Auslesen des Fluoreszenzsignals noch ca. 100 µs Zeit bis zum nächsten Fluoreszenzsignal bleiben, kann eine Baseline Messung durchgeführt werden. Diese läuft genau so ab, wie die Messung des Fluoreszenzsignals. Der einzige Unterschied liegt darin, dass kein Signal am Eingang des Integrators anliegt. Somit werden nur nicht erwünschte Signalanteile, wie die in Abschnitt 3.1.2 erwähnte Fehlerspannung durch den Strom I_b oder die *charge injection* der Sample-Hold-Schalter, gemessen. Wird diese Baseline Messung von der Messung des Fluoreszenzsignals abgezogen, werden alle Fehlerquellen, die sich auf beide Signale auswirken, eliminiert. Diese Messung funktioniert nur unter der Bedingung, dass die Fehler so gering sind, dass der Integrator seinen linearen Arbeitsbereich nicht verlässt.

3.4 Kombination zu einer vier-Kanal Platine

In diesem Abschnitt wird die Kombination der bisher beschriebenen Komponenten zu einem System beschrieben. Zunächst wird die *Programmierung* des Mikrocontrollers und des Messrechners beschrieben, dann das *Platinenlayout*, gefolgt von den *Messungen* und *Ergebnissen*. Abschließend erfolgt die *Diskussion* der Ergebnisse.

3.4.1 Programmierung des Mikrocontrollers

Die Programmierung des STM32 Mikrocontrollers wird in C realisiert und erfolgt mit der STM32 CubeIDE. Die Struktur des Programms wird in Abbildung 3.18 dargestellt und wird nachfolgend Schritt für Schritt erläutert.

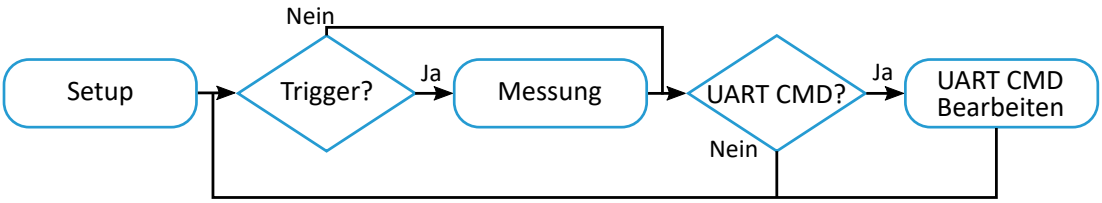


Abbildung 3.18: Programmablaufplan des Mikrocontrollers: Das Programm lässt sich in die Blöcke **Setup**, **Messung** und **Bearbeitung von UART Befehlen** (in der Abbildung mit CMD abgekürzt) einteilen.

Nach der Initialisierung (**Setup**) geht der Mikrocontroller in eine Endlosschleife über. In dieser finden die **Messungen** und die **Bearbeitung von UART Befehlen** statt. Diese werden jeweils dann durchgeführt, wenn der Wert einer Variable anzeigt, dass der Messzeitpunkt erreicht ist oder ein UART Befehl vorliegt. Dieser Wert wird nicht in der Schleife geändert, sondern durch eine Funktion, die vom Mikrocontroller beim Vorliegen des entsprechenden Interrupts ausgeführt wird.

Setup Im Setup werden alle Aufgaben abgearbeitet, die nur einmalig durchgeführt werden müssen. Das sind in diesem Fall:

- **Initialisierung von Variablen:** Alle Variablen die im Code verwendet werden, werden im Setup deklariert, Konstanten werden bereits initialisiert.
- **Initialisierung der Peripherie:** Die STM32CubeIDE generiert nach der Konfiguration automatisch Code, der die Initialisierung der Peripherie übernimmt.

- **Start des Timer Bausteins:** Damit dieser später die Erzeugung des Integrationsfensters übernehmen kann, wird der entsprechende Timer in Bereitschaft versetzt.
- **Start des UART Interface:** Um Daten über das UART Interface zu empfangen muss dieses gestartet werden.
- **ADC Setup:** Vor dem Start der Messung muss der Analog-Digital-Wandler konfiguriert werden. Die Konfiguration wird in Abschnitt 3.3 beschrieben.

Messung Ist das Setup abgeschlossen und liegt ein Triggersignal an, startet die kontinuierliche Messung. Diese setzt sich aus mehreren Teilen zusammen:

- **Erstes ADC Sample:** Da der Timerbaustein den Interrupt mit dem Ende des Integrationsfensters sendet, kann sofort danach eine Messung mit dem ADC durchgeführt werden. Die Messung mit dem ADC wird in Abschnitt 3.3 beschrieben.
- **Reset des Integrationskondensators:** Um den Integrationskondensator zurückzusetzen wird an einem GPIO Pin des Mikrocontrollers eine Spannung angelegt. Dieser ist mit der Basis des reset Transistors verbunden, sodass die Ladung im Kondensator durch diesen abfließen kann. Nach einer Verzögerung von ca. 10 µs wird das Potential des GPIO Pins auf 0 V zurückgesetzt, sodass der Integrator sich wieder im Integrationsmodus befindet.
- **Baseline Fenster:** Das Fenstersignal für die erste Messung wurde automatisch durch den Timer generiert. Das Baselinefenster dagegen muss an einem GPIO Pin generiert werden, indem dort für die Dauer des ersten Integrationsfensters eine Spannung angelegt wird.
- **Baseline Messung:** Analog zum ersten Sample wird eine weitere Messung mit dem ADC vorgenommen, die das Ergebnis der Integration des Hintergrundsignals liefert.
- **Berechnung der Messwerte:** Für jeden Kanal wird die Baseline Messung von der Messung abgezogen.
- **Reset des Integrationskondensators:** Wie zuvor wird der Integrationskondensator zurückgesetzt. Dabei wird die Übermittlung der Messwerte über die UART Schnittstelle als Verzögerung genutzt.

- **Übermittlung der Messwerte:** Die Messwerte werden über die UART Schnittstelle übermittelt. Über die Schnittstelle lassen sich nur ASCII Zeichen versenden. Würden die vier Messwerte mit je 16 Bit Länge als Hexadezimalzahlen versendet werden, ergäbe sich eine Gesamtlänge der Nachricht von 16 Ascii Zeichen, zuzüglich eines Zeichens für einen Zeilenumbruch, um die Übertragung von der nächsten zu trennen. Bei der verwendeten Baud Rate von 2 Mbaud/s entspricht das einer Übertragunsdauer von 68 µs. Dabei würde jedes 7 Bit ASCII Zeichen nur 4 Bit der Nachricht übertragen. Effizienter ist es, die 16 Bit Nachricht in drei 6 Bit Pakete umzuwandeln, und diese dann in je ein ASCII Char zu konvertieren. Dadurch sind nur noch 12 Ascii Zeichen, zuzüglich eines Zeichens für den Zeilenumbruch, nötig und die Übertragungszeit verkürzt sich auf 52 µs.

Bearbeitung von UART Commands Vom Messrechner können verschiedene Befehle an den Mikrocontroller gesendet werden. Dabei besteht ein Befehl aus fünf ASCII Zeichen. Das erste Zeichen enthält dabei den Befehl und die folgenden vier Zeichen die zugehörigen Parameter, die als Hexadezimalzahlen kodiert werden. Die Befehle sind in Tabelle 3.1 dargestellt:

Tabelle 3.1: UART Befehle für den Mikrocontroller

Befehl	**Kurzbeschreibung**	**Parameter**
a	setze *auto reload register*	16 Bit ARR Wert
b	setze *capture compare register*	16 Bit CCR Wert
c	setze ADC Referenzspannung	10 Bit Wert

Wie in Abschnitt 1.2.3 erläutert steuern CCR und ARR die Position und Länge des Fenstersignals. Somit wird die Einstellung des Integrationsfensters auch zwischen Messungen möglich.

3.4.2 Umsetzung auf einer Platine

Zur Umsetzung des vier-Kanal Detektionssystems werden die bisher beschriebenen Komponenten wie in Abbildung 3.19 gezeigt verbunden.

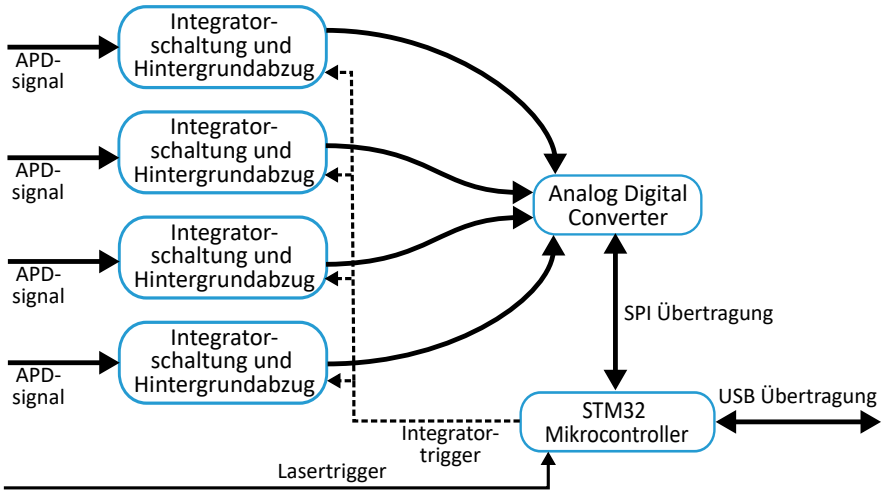


Abbildung 3.19: Blockschaltbild der Vierkanalplatine: Diese setzt sich zusammen aus vier Integratoren mit Hintergrundabzug, einem AD-Wandler und einem STM32 Mikrocontroller zur Steuerung der Messung und Übertragung der Messdaten.

Der daraus resultierende Schaltplan befindet sich im Anhang. Zur besseren Übersichtlichkeit ist dort nur eines der Integratormodule abgebildet. Beim Layout wird zusätzlich zu den Maßnahmen aus Abschnitt 3.1.3 das Ground Plane um die analogen Leitungen entfernt, um die Kapazität zwischen Signalleitung und Masse zu minimieren (Vgl. [13, S. 23]). Das so entstandene Layout findet sich ebenfalls im Anhang. Aufgrund von Lieferschwierigkeiten konnte der eingezeichnete DC/DC Wandler nicht verbaut werden. Stattdessen wird für die folgenden Messungen eine externe bipolare Spannungsversorgung verwendet.

Tests und Anpassungen: Nach dem Bestücken der Platine zeigt sich bei der Inbetriebnahme, dass die Kommunikation zwischen dem Mikrocontroller und dem ADC nicht möglich ist. Die Fehlersuche zeigt, dass die Steckerbelegung des Analog-Digital-Wandlers spiegelverkehrt aus dem Schaltplan übernommen wurde. Deshalb werden Mikrocontroller und Analog-Digital-Wandler in dieser Platinenversion mittels Jumper Kabeln verbunden. Die fertige Platine ist in Abbildung 3.20 gezeigt.

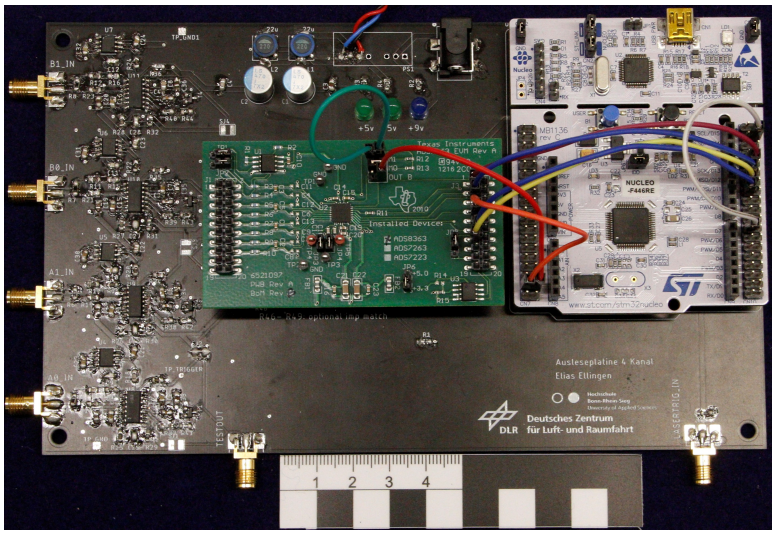


Abbildung 3.20: Foto der vier Kanal Platine.

Das Foto zeigt links die SMA Stecker zur Übertragung der vier APD Signale, gefolgt vom analogen Schaltungsteil. Dieser beinhaltet die Integratoren mit ihrem jeweiligen Hintergrundabzug. An die Ausgänge der Integratoren ist der Analog-Digital-Wandler (grüne Platine) angeschlossen. Weiterhin gibt es einen SMA Stecker an dem das analoge Ausgangssignal eines Integrators abgegriffen werden kann. Welcher der vier Integratoren hier angeschlossen ist lässt sich mittels einer Lötbrücke einstellen. Oberhalb der grünen ADC Platine befinden sich Kondensatoren, Spulen und LEDs zur Filterung und Anzeige der bipolaren Spannungsversorgung. Die weiße Platine ist das STM32-Nucleo64 Entwicklungsboard und enthält den STM32-F446 Mikrocontroller. An diesen lässt sich mit einem weiteren SMA Stecker das Triggersignal, welches vom Laser erzeugt wird, anschließen.

3.4.3 Messungen

Um die Eigenschaften der entstandenen vier-Kanal Ausleseschaltung zu bestimmen werden verschiedene Messungen durchgeführt. Die folgenden Messungen und Ergebnisse werden größtenteils anhand eines einzelnen Kanals vorgestellt, wurden aber für alle Kanäle durchgeführt. Die Unterschiede zwischen den einzelnen Kanälen werden im Abschnitt **Übersprechen und Abweichung zwischen den Kanälen** zusammengefasst.

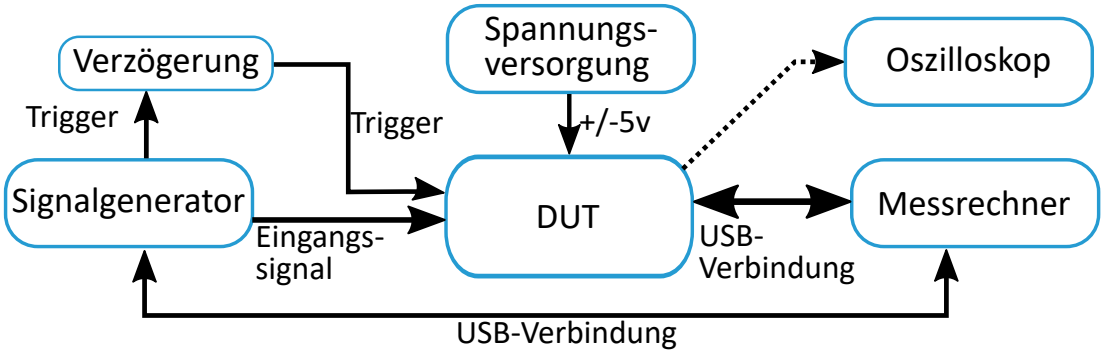


Abbildung 3.21: Blockschaltbild des Messaufbaus: Der Messrechner kann über die USB Verbindung die Parameter des Signalgenerators einstellen und die Messdaten vom Mikrocontroller empfangen. Das Triggersignal liegt 5 µs nach dem Eingangssignal an, um die Schaltung zur Einstellung des Integrationsfensters zu testen. Optional lässt sich ein Oszilloskop an den Ausgang eines Kanals anschließen.

Abbildung 3.21 zeigt ein Blockschaltbild des Messaufbaus: Das Eingangssignal wird mit einem Signalgenerator erzeugt und an einen der vier Kanäle angelegt. Das Triggersignal, das eigentlich Synchron mit der steigenden Flanke des Eingangssignals ist, wird um 5 µs verzögert, um den Lasertrigger nachzubilden. In der Realität beträgt diese Verzögerung zwar nur 12 ns, jedoch wird für die bessere Sichtbarkeit auf Oszilloskopbildern eine etwas höhere Verzögerung gewählt. Später kann die eingestellte Verzögerung digital so angepasst werden, dass das Integrationsfenster, wie in Abschnitt 3.2 beschrieben, den Spannungspuls der nächsten Periode umschließt.

Mit dem Messrechner lässt sich sowohl der Signalgenerator steuern, als auch die Messwerte vom Mikrocontroller auslesen. Somit ist das automatisierte Erstellen von Kennlinien möglich. Zum Auslesen der Daten am Messrechner kommt eine Python Klasse zum Einsatz. Diese wurde eigens zur Ansteuerung des Mikrocontrollers entwickelt. Zur Ansteuerung des Signalgenerators wird ein Python Paket genutzt, das vom Hersteller zur Verfügung gestellt wird.

Änderung des Integrationskondensators Eine erste Messung mit einem Integrationskondensator von 15 pF zeigt, dass der lineare Arbeitsbereich deutlich geringer ist als der in Abschnitt 3.1.6 beschriebene. Um diese Nichtlinearität auszugleichen wird deshalb ein größerer Integrationskondensator mit einer Kapazität von 100 pF eingesetzt. Mit diesem werden alle nachfolgenden Messungen durchgeführt. Im weiteren Verlauf zeigt sich jedoch, dass diese Nichtlinearität nicht durch eine zu geringe Integrationskapazität sondern durch eine zu hohe Eingangsspannung ausgelöst wird. Aus diesem Grund kann in der nächsten Pla-

tinenversion der ursprünglich eingeplante 15 pF Kondensator eingesetzt werden, wodurch die Empfindlichkeit deutlich erhöht wird.

Zeitverhalten Zunächst wird der Triggerpuls mithilfe des Oszilloskops so eingestellt, dass er den Eingangspuls umschließt. Die Triggerweite beträgt 18 Timer Counts, da sich bei dieser Einstellung die besten Ergebnisse zeigen. Damit ergibt sich, mit der Timer Frequenz von 160 MHz, eine Triggerdauer von 112,5 ns. Mit dem Oszilloskop kann dann das Zeitverhalten aufgenommen werden.

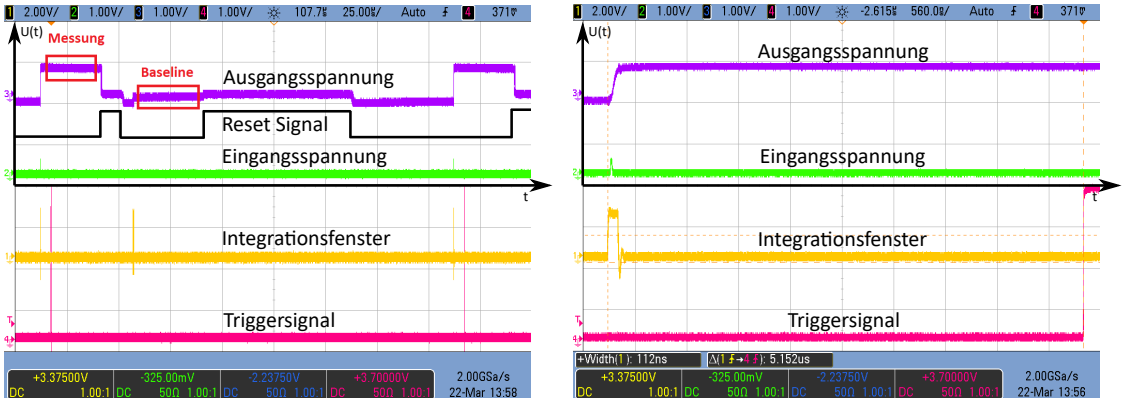
Kennlinie und Offsetkorrektur Durch Variation der Eingangsspannung kann wie in Abschnitt 3.1.4 eine Kennlinie bestimmt werden. Da das Auslesen und das Einstellen der Eingangsspannung über ein Python Skript automatisiert werden kann, können deutlich mehr Messpunkte als vorher aufgenommen werden. Für jede Eingangsspannung werden 1000 Messungen gemittelt. Zur Untersuchung des Einfluss der Pulsdauer auf die Ausgangsspannung wird auch diese variiert. Um das Verhalten des Baseline Abzugs zu untersuchen werden die Kennlinien mit und ohne Baseline Abzug aufgenommen.

Vergleichsmessung mit dem UHFLI Boxcar Integrator Für die Vergleichsmessung mit dem UHFLI Boxcar Integrator wurde dessen Signaleingang an den Signalgenerator angeschlossen. Zudem wurde der Triggerausgang des Signalgenerators erneut um 5 µs verzögert und mit dem Triggereingang des UHFLI verbunden. Die Fensterbreite wird auf 112,5 ns eingestellt. Mit diesem Aufbau wird eine Kennlinie bestimmt, wobei erneut 1000 Werte für jeden Messpunkt gemittelt wurden.

Übersprechen und Abweichung zwischen den Kanälen Um das Übersprechen zwischen den Kanälen zu beurteilen, wird auf Kanal m, wie in den vorherigen Messungen, ein Signal mit einer Pulslänge von 20 ns und einer Amplitude von 1 V angelegt. Gemessen wird dann jedoch nicht die Ausgangsspannung dieses Kanals sondern die der anderen Kanäle n, deren Eingänge offen sind. Weiterhin wird eine Referenzmessung ohne Eingangssspannung für alle Kanäle durchgeführt und von den Messungen abgezogen. Die Differenz $\Delta_{m,n} = U^{1V}_{m,n} - U^{0V}_{m,n}$ gibt die in Kanal n eingekoppelte Übersprechspannung an, die durch ein Signal an Kanal m entsteht.

3.4.4 Ergebnisse

Zeitverhalten In Abbildung 3.22 sind Eingangssignal, Ausgangsignal, Eingangstrigger und Integratortrigger dargestellt.



(a) Zeitverhalten über eine Periode

(b) Ausschnitt: Zeitverhalten über eine einzelne Integration

Abbildung 3.22: Zeitverhalten einer Integration: Das Eingangssignal (grün), das Ausgangssignal (blau), das Eingangstriggersignal (rot) und das Integratorfenstersignal (gelb) sind dargestellt. (a) zeigt eine Ausleseperiode, (b) den Zeitraum einer einzelnen Integration. In (a) ist außerdem die Lage des Resetsignals (schwarz) und die beiden ADC Messungen (rot) skizziert.

Abbildung 3.22a zeigt den Zeitverlauf des Eingangssignals (grün) und des Ausgangssignals (violett), sowie das eingehende Triggersignal (rot) und das daraus erzeugte Integrationsfenster (gelb), über eine gesamte Periode. Abbildung 3.22b zeigt den kürzeren Zeitraum einer einzelnen Integration. In Abbildung 3.22a sind zusätzlich in schwarz das Resetsignal und in rot die beiden ADC Messungen skizziert. Der Messablauf lässt sich wie folgt beschreiben:

- Das Integratorfenstersignal (gelb) wird 5 µs vor Anliegen des Lasertriggers (rot) generiert. Wie in Abbildung 3.22b zu sehen umfasst dieses das Eingangssignal (grün).
- Infolgedessen steigt die Ausgangsspannung des Integrators an und hält diese Spannung bis zum ersten Reset Puls (schwarz).
- Mit diesem fällt die Ausgangsspannung auf 0 V ab.
- Nach dem Reset Puls sinkt die Ausgangsspannung, wie in der Simulation, auf eine negative Spannung.

- Kurz darauf steigt die Spannung aufgrund der Baseline Messung wieder leicht an.
- Nach dem nächsten Reset Puls, der länger ist, da währenddessen die Daten an den Messrechner übertragen werden, kann die nächste Messung beginnen.

Mit dem ADC werden die Ausgangsspannung der Signal und Baselinemessung (rote Kästen) bestimmt und im Mikrocontroller subtrahiert.

Kennlinie Folgende Kennlinie konnten für die entwickelte Schaltung aufgenommen werden:

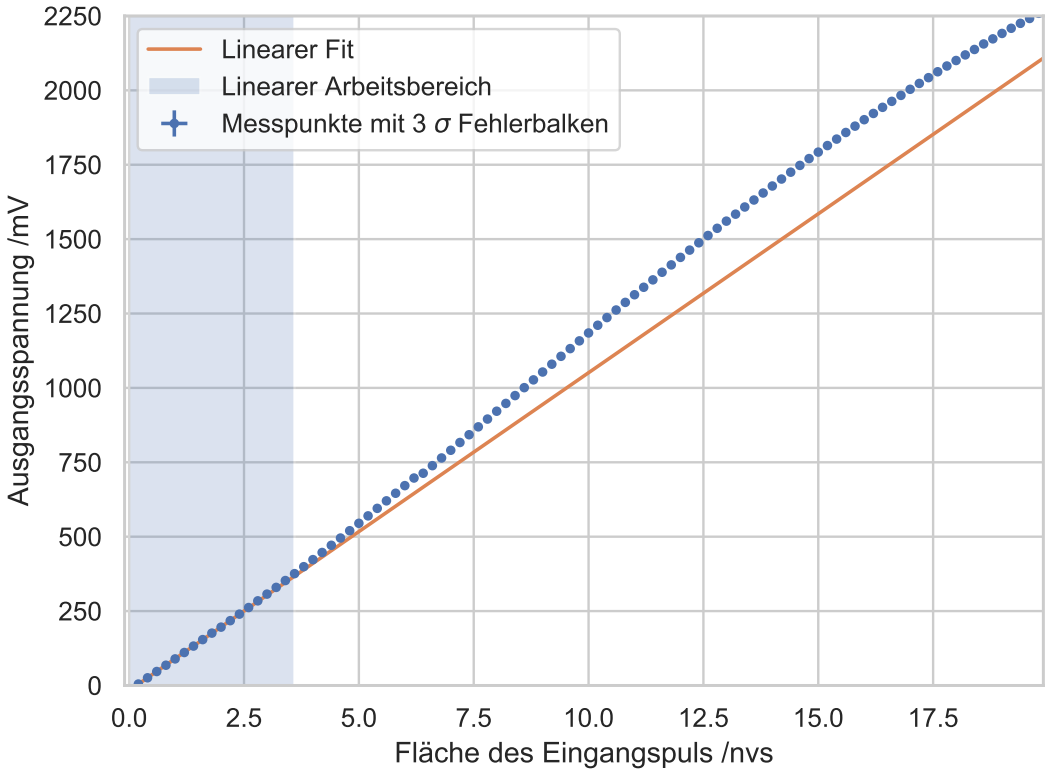


Abbildung 3.23: Gemessene Kennlinie eines Kanals: Gezeigt sind die Messpunkte (blau) und ein linearer Fit (orange) über die ersten 14 Punkte. Der Bereich in dem die Abweichung vom Fit den Anforderungen entsprechend $< 2\%$ ist in blau eingefärbt.

Abbildung 3.23 zeigt die gemessenen Kennlinie einer der vier Integratorschaltungen. Diese wurde mit aktiviertem Baseline Abzug aufgenommen. Ein linearer Fit $s \cdot x + c$ über die ersten 14 Messpunkte liefert den größten linearen Arbeitsbereich. Die Parameter der Fits für jeden Detektionskanal finden sich in Tabelle 3.2.

Tabelle 3.2: Steigung und Y-Achsenschnitt der vier bestimmten Kennlinien

Kanal	**1**	**2**	**3**	**4**
s / $\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$	114,6	112,8	106,2	106,8
c / mV	−0,8	30,7	41,3	−16,8

Die Abweichung der Messwerte vom linearen Fit ist in Abbildung 3.24 dargestellt.

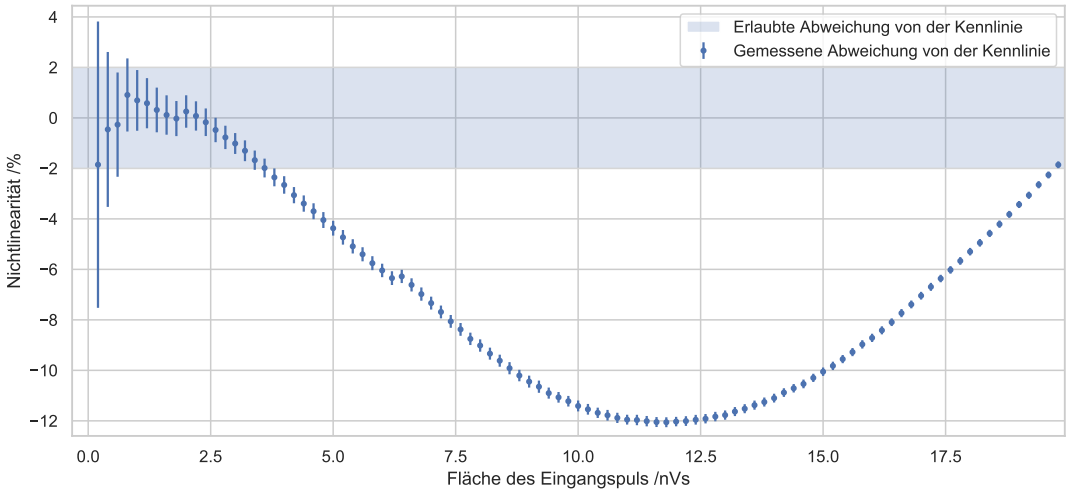


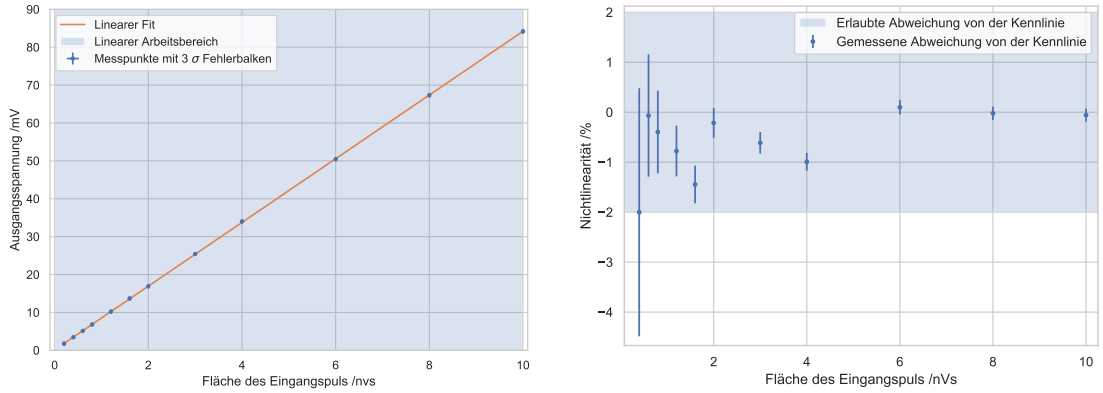
Abbildung 3.24: Nichtlinearität des Integrators: Die Abbildung zeigt die Abweichung der Messwerte von einem linearen Fit. Blau eigefärbt ist zusätzlich der Bereich, in dem diese Abweichung kleiner als 2% ist.

Im Vergleich zur ersten Version der Platine zeigt sich ein deutlich geringerer linearer Arbeitsbereich. Der Grund dafür ist die Entfernung des Eingangsspannungsteilers am Eingang der Platine. Bei einer Eingangspulsfläche von 10 nV s und einer Pulsdauer von 20 ns liegt am Eingang der alten Platine eine Spannung von 500 mV an. Durch die Leitungsterminierung, den Abschlusswiderstand und die Spannugnsaddition wird diese vor dem Eingang des SOTA drei mal halbiert und beträgt dort 62,5 mV. Bei der neuen Platine ist die Spannung doppelt so hoch und beträgt 125 mV, da kein Spannungsteiler am Eingang eingesetzt wird.

Durch die im Grundlagenteil erwähnte Kennlinie des SOTA (Abbildung 1.5) treten Nichtlinearitäten auf, die mit steigender Eingangsspannung zunehmen. Bei der ersten Version der Platine bewegte sich die Eingangsspannung in einem Bereich, in dem das Verhalten des SOTA als linear angenommen werden konnte, während das bei der zweiten Version der Platine nicht mehr der Fall ist.

Zusätzlich wurden in der Messung auch die Kennlinien für verschiedene Pulslängen aufgenommen. Da die Kennlinie in Abhängigkeit der Pulsfläche aufgetragen ist, ergeben sich unabhängig von der Pulslänge annähernd identische Kennlinien. Diese sind im Anhang abgebildet.

Außerdem wurde die Kennlinie und Abweichung vom linearen Fit des UHFLI Boxcar Integrators aufgenommen. Abbildung 3.25a zeigt die aufgezeichnete Kennlinie, welche mit aktiviertem Baseline Abzug aufgenommen wurde. Ein linearer Fit wurde über alle Messpunkte erstellt. Die Steigung beträgt 8,41 $\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$ und der Y-Achsenschnitt 0,13 mV. In Abbildung 3.25b ist die Abweichung der Messwerte vom linearen Fit dargestellt.



(a) Kennlinie des UHFLI Boxcar Integrators

(b) Abweichung vom linearen Fit

Abbildung 3.25: Messungen mit dem UHFLI Boxcar Integrator: (a) zeigt die Messpunkte (blau) mit einem linearen Fit (orange) und dem Arbeitsbereich (blau), während (b) die Abweichung vom linearen Fit zeigt. Hier ist in blau der Bereich eingefärbt, in dem die Abweichungen liegen dürfen.

Rauschen Um das Rauschen zu untersuchen wird zunächst für alle gemessenen Punkte einer Kennlinie die Standardabweichung vom Mittelwert bestimmt. Dabei fällt auf, dass bei einigen Messpunkten eine bedeutend größere Standardabweichung vorliegt als bei anderen. Um zu überprüfen wie diese zustande kommt, werden für einen dieser Messpunkte die Werte der einzelnen Samples als Histogramm dargestellt (siehe Abb. 3.26).

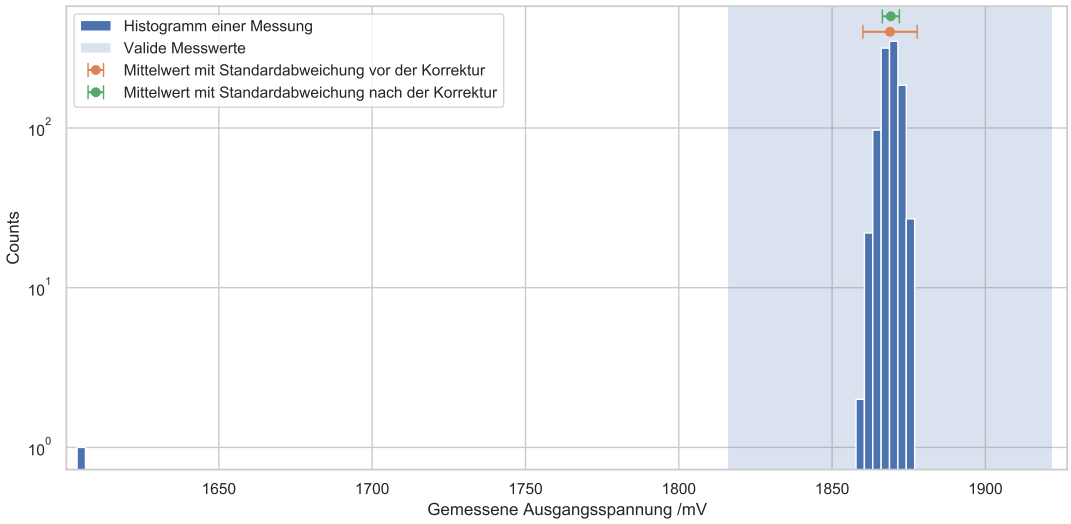


Abbildung 3.26: Histogramm einer Messung: Auf der X-Achse ist die gemessene Spannung aufgetragen, auf der Y-Achse die Anzahl an Samples die im jeweiligen Spannungsbereich gemessen wurden. Weiterhin ist in blau der Bereich eingezeichnet, in dem die Daten nach dem Filtern liegen. Auch die Mittelwerte mit 1 σ Standardabweichung vor und nach dem Filtern sind eingezeichnet.

Wie zu erkennen liegen die meisten Messewerte um den Mittelwert verteilt, während ein einzelner Messwert stark abweicht. Da diese Abweichung sehr groß ist und nur wenige Werte abweichen, ist davon auszugehen, dass es sich um eine fehlerhafte Messung handelt. Um diese zu entfernen, werden alle Messwerte, die um mehr als 6σ vom Mittelwert abweichen entfernt. Der Mittelwert wird dadurch kaum beeinflusst und ändert sich im Beispiel um 0,014 %. Die Standardabweichung dagegen sinkt um 68,6 %, von 8,84 mV auf 2,77 mV. Insgesamt werden so bei einer Kennlinie die aus 200 799 Samples besteht 26 Samples entfernt. Die Fehlerrate liegt also bei 0,013 %.

Nach dieser Korrektur kann die Standardabweichung vom Mittelwert für verschiedene Eingangsspannungen ermittelt werden. Da das Rauschen mit dem des UHFLI verglichen werden soll, der eine andere Verstärkung aufweist, werden die Standardabweichungen der Ausgangsspannung, wie in Abschnitt 3.1.6, mit der entsprechenden Kennlinie in Standardabweichungen der Eingangspulsfläche umgerechnet. Abbildung 3.27 zeigt die gemessene Standardabweichung der Eingangspulsfläche für verschiedene Eingangspulsflächen. In blau sind die Messwerte der entwickelten Schaltung abgebildet während in orange die des UHFLI Boxcar Integrators gezeigt ist.

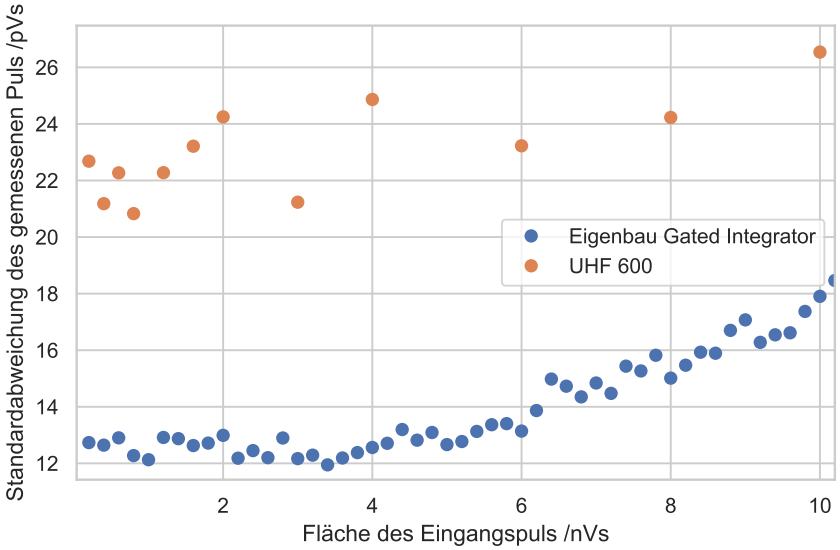


Abbildung 3.27: Vergleich der Standardabweichungen der gemessenen Eingangspulsflächen. Diese wird für den UHFLI Boxcar (orange) und die entwickelte Schaltung (blau) für verschiedene Eingangspulse bestimmt.

Baseline Abzug Zum Vergleich zur Messung mit Baseline Abzug wurde eine Kennlinie ohne Baseline Abzug bestimmt. Die Steigung des linearen Fits beträgt ohne Baseline Abzug 107 $\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$, der Y-Achsenschnitt $-60\,\mathrm{mV}$. Außerdem wird wie in Abschnitt 1.4 definierte relative Abweichung η für die Messungen mit und ohne Baselineabzug bestimmt. Diese ist in Abbildung 3.28 dargestellt.

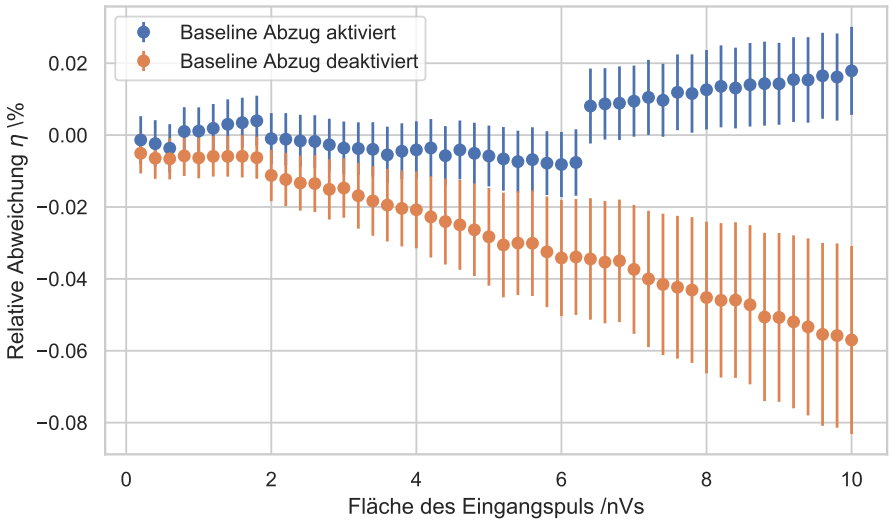


Abbildung 3.28: Relative Abweichung η der Ausgangsspannung durch eine Offsetspannung von 2 V. In blau ist die Messung mit aktiviertem Baseline Abzug dargestellt, in orange mit deaktiviertem Baseline Abzug.

Übersprechen und Abweichung zwischen den Kanälen Der in Abschnitt 1.4 definierte Übersprechfaktor $D_{m,n}$ ist ein Maß für das Übersprechen von Kanal m nach Kanal n. Ist $D_{m,n} = 1$ wird das gesamte Signal das an Kanal m anliegt auch in Kanal n eingekoppelt. Ist $D_{m,n} = 0$ findet kein Überprechen statt. In Tabelle 3.3 sind die gemessenen Werte eingetragen:

Tabelle 3.3: Gemessenes Übersprechen D

m,n	**1**	**2**	**3**	**4**
1	1	$(2{,}2 \pm 1{,}8) \cdot 10^{-3}$	$(0{,}4 \pm 1{,}9) \cdot 10^{-3}$	$(0{,}5 \pm 1{,}9) \cdot 10^{-3}$
2	$(0{,}6 \pm 0{,}8) \cdot 10^{-3}$	1	$(0{,}2 \pm 1{,}8) \cdot 10^{-3}$	$(0{,}7 \pm 1{,}8) \cdot 10^{-3}$
3	$(0{,}0 \pm 0{,}8) \cdot 10^{-3}$	$(1{,}6 \pm 0{,}8) \cdot 10^{-3}$	1	$(2{,}2 \pm 1{,}7) \cdot 10^{-3}$
4	$(0{,}6 \pm 0{,}7) \cdot 10^{-3}$	$(0{,}5 \pm 0{,}8) \cdot 10^{-3}$	$(14{,}1 \pm 0{,}9) \cdot 10^{-3}$	1

Wie in Abschnitt 1.4 beschrieben wird außerdem die relative Abweichung der vier gemessenen Pulsflächen für identische Eingangspulsflächen bestimmt. Die maximale so bestimmte Abweichung zwischen zwei Kanälen tritt bei 19,8 nV s auf und beträgt 1,2 %. Unterhalb einer Spannung von 18,8 nV s sinkt die Abweichung auf den gefoderten Wert unter 1 %.

3.4.5 Diskussion

Zeitverhalten Im gemessenen Zeitverhalten zeigt sich die in Abschnitt 3.4.1 beschrieben Abfolge der Messung. Eine Messung inklusive der UART Übertragung dauert im Moment ca. 150 µs. Die Messfrequenz ließe sich also ohne weitere Veränderungen, auf $f = \frac{1}{150\,\mu s} = 6{,}67\,\text{kHz}$ anheben. Mehr als 100 µs entfallen dabei auf die Datenübertragung über das UART Interface. Eine Umsetzung des Datentransfers über das USB Interface des Microcontrollers könnte die Übertragungsgeschwindigkeit von 2 MBit/s auf 480 MBit/s erhöhen [16, S.1090ff]. Damit ließe sich die Messfrequenz auf ca. 20 kHz erhöhen. Diese höhere Frequenz ermöglicht die Umsetzung der Mehrwellenanregung oder eine höhere Auflösung des Scanrasters.

Kennlinie Zunächst zeigt die Kennlinie aufgrund der Nichtlinearität des SOTA eine mangelhafte Linearität. Da diese jedoch nicht zu einer Sättigung des Ausgangssignals führt, kann sie durch eine Kalibration ausgeglichen werden. Die kalibrierte Kennlinie ist dann im gesamten vermessenen Bereich bis 20 nV s wie

eine lineare Kennlinie verwendbar. Die obere Grenze des Arbeitsbereichs nach der Kalibrierung übertrifft somit die gestellte Anforderungen. Die untere Grenze von 100 pV s konnte nicht verifiziert werden, da der kleinste erzeugbare Puls eine Fläche von 200 pV s aufweist. Für Werte ab 200 pV s wird mit der Kalibration die gewünschte Linearität erreicht.

Baseline Abzug Die Baseline Messung verursacht eine Verringerung des Y-Achsen Abschnitts der Kennlinie von −60 mV ohne Baseline Messung auf 41,3 mV mit Baseline Messung. Die Steigung der Kennlinie verändert sich dabei nur um 0,3 % von 107 $\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$ ohne Baseline Messung auf 106,7 $\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{V\,s}}$. Der Einfluss auf die Kennlinie ist also gering. Die relative Abweichung η, die durch eine Offsetspannung am Eingang ausgelöst wird, beträgt dagegen mit aktiviertem Baseline Abzug maximal 0,02 % und ist damit nur halb so groß wie in der Messung ohne Baseline Abzug. Dafür steigt die durchschnittliche Standardabweichung des Ausgangssignals durch den Baseline Abzug von 1,4 mV auf 1,7 mV.

Signal-Rausch Verhältnis Die ermittelte Standardabweichung der Pulsflächen ist deutlich geringer als die Standardabweichung von 31 pV s, die mit dem Oszilloskop und der ersten Version der Platine aufgenommen wurde. Ob diese Verbesserung durch das Entfernen des Eingangsspannungsteiler oder durch die Messung mit dem ADC anstelle des Oszilloskops begründet ist, ist unklar. Das Rauschen ist durchgehend geringer als das mit dem UHFLI Boxcar Integrator gemessene Rauschen. Wird die Standardabweichung im unteren Bereich konstant als 12,5 pV s angenommen ergibt sich durch die geforderte SNR von 20 dB eine untere Begrenzung des Arbeitsbereichs von 125 pV s. Der geforderte Wert von 100 pV s wird somit beinah erreicht. Eine Verkleinerung des Integrationskondensators sollte eine höhere Steigung der Kennlinie und somit eine geringere Abweichung des Eingangspulses für ein identisches Rauschen am Ausgang auslösen. Ob das bestimmte Signal-Rauschverhältnis ausreichend ist, wird sich in den späteren Messungen herausstellen.

Übersprechen und Abweichung zwischen den Kanälen Das maximale Übersprechen zwischen den Kanälen tritt auf, wenn ein Signal an Kanal 3 anliegt. Von diesem werden $(1{,}41 \pm 0{,}09)$ % in Kanal 4 eingekoppelt. Da alle anderen Kanäle untereinander ein Übersprechen von höchstens $(0{,}220 \pm 0{,}017)$ % aufweisen, ist es gut möglich, dass bei der Messung von $(1{,}41 \pm 0{,}09)$ % ein Fehler vorlag.

Um dies Auszuschließen sollte die Messung wiederholt werden. Wenn sich der Unterschied dann weiterhin zeigt sollte die Platine auf Fehler untersucht werden.

Die maximale Abweichung der Messergebnisse zweier Kanäle zueinander beträgt im Bereich bis 19,8 nV s 1,2 %. Die geforderte Abweichung von weniger als 1 % liegt im Bereich zwischen 200 pV s und 18,8 nV s vor.

Fazit Das entwickelte System zur elektronischen Datenverarbeitung erfüllt die Anforderungen in einem Arbeitsbereich von 200 pV s bis 18,8 nV s. Die untere Grenze ist dabei durch den kleinsten einstellbaren Spannungspuls vorgegeben. Unter der Annahme, dass die untere Grenze des Arbeitsbereichs durch das Signal-Rausch Verhältnis bestimmt ist und das Rauschen im unteren Messbereich konstant ist, erweitert sich der Arbeitsbereich auf 125 pV s bis18,8 nV s. Die gemessenen Kennzahlen sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

Weiter Möglichkeiten zur Verbesserung der Ausleseschaltung liegen in der Verwendung eines kleineren Integrationskondensators und der Implementierung eines Eingangsbuffers nach dem Abschlusswiderstand.

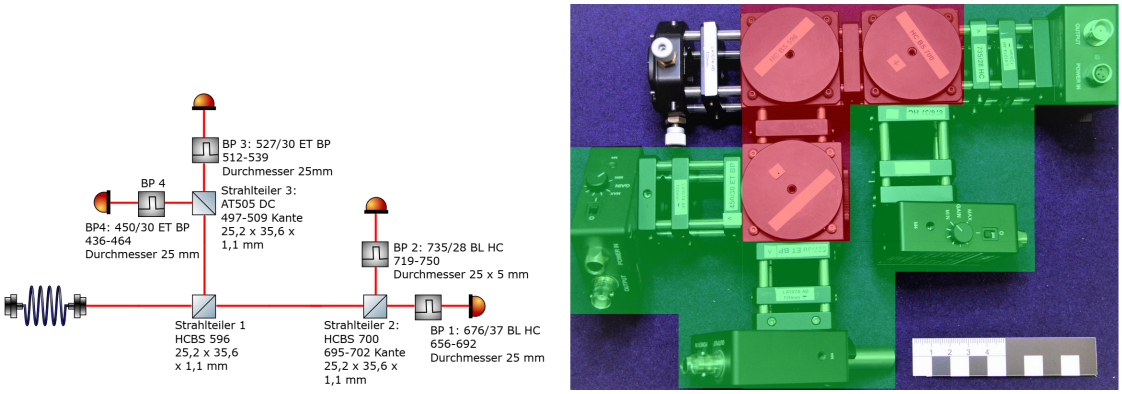
4: Aufbau des Detektionsmoduls

Um die Funktion des Detektionssystems zu verifizieren werden Testmessungen durchgeführt. Dazu muss neben dem in Kapitel 3 beschriebenen elektronischen Aufbau auch ein optomechanischer Aufbau entwickelt werden.

4.1 Optomechanischer Aufbau

Während in einem klassischem Aufbau zur Fluoreszenzspektroskopie ein Spektrometer zur spektralen Analyse des Fluoreszenzlichts verwendet wird (siehe Abschnitt 1.1.2), soll das Fluoreszenzlicht in diesem Aufbau in vier spektralen Kanäle zerlegt werden, deren Intensität dann mit einem Detetktor bestimmt werden kann. Dazu gibt es, wie in Abschnitt 2.2 beschrieben, zwei Möglichkeiten:

Freistrahlaufbau Eine erste Version des optischen Aufbaus zur vier-Kanal Detektion wurde in [22, S. 30] vorgestellt. Der optische Aufbau entspricht dem im Abschnitt 2.1 beschriebenen Freistrahlaufbau. Dieser wurde mit einem Cage System der Firma Thorlabs umgesetzt und ist in Abbildung 4.1 abgebildet.



(a) Skizze des bestehenden Aufbaus (b) Foto des Aufbaus

Abbildung 4.1: Bestehender Aufbau zur vier-Kanaldetektion: Die Skizze (a) zeigt den prinzipiellen Aufbau der Detektionsoptik [22], das Foto (b) zeigt die Umsetzung mithilfe eines Thorlabs Cage Systems. In grün markiert sind dabei die Detektoren und die Bandpassfilter, in rot die Strahlteiler. Der nicht markierte Teil dient zur Einkopplung des Lichts aus der Faser.

Hierbei wird das Fluoreszenzlicht, welches nach der Detektionsoptik in eine Multimodenfaser eingekoppelt wurde, zunächst mit einer asphärischen Linse kollimiert.

Anschließend erfolgt die Trennung der Wellenlängen für die BGF und RF mittels eines Dichroiten (AHF HC BS 596). Durch einen weiteren Strahlteiler in dem jeweiligen Arm wird innerhalb eines schmalen Wellenlängenbereichs die jeweilige Doppelpeakstruktur aufgetrennt. Bandpassfilter (Tabelle 4.1) dienen zur genauen Einstellung des spektralen Fensters vor der Fokussierung auf den jeweiligen Detektor. Die Abmessungen dieses optischen Systems betragen 26 cm · 19 cm. Die Strahlteiler nehmen dabei ca. 30 % der Gesamtfläche ein.

Faseroptischer Aufbau Ein faseroptischer Aufbau zur Strahlteilung soll verwendet werden, um den gesamten Aufbau zu verkleinern. Abbildung 4.2 zeigt eine Skizze dieses Aufbaus: Das empfangene Licht wird in eine Faser (Thorlabs BF42HS01) eingekoppelt, welche sich zu vier Enden aufteilt. Nachdem sie durch eine Linse kollimiert werden, werden die vier Strahlen je durch einen optischen Bandpassfilter geleitet, um das Signal in die vier Wellenlängenbereiche aufzuteilen. Diese werden dann mit einer weiteren Linse auf den Detektor fokussiert und dort in ein elektrisches Signal umgewandelt.

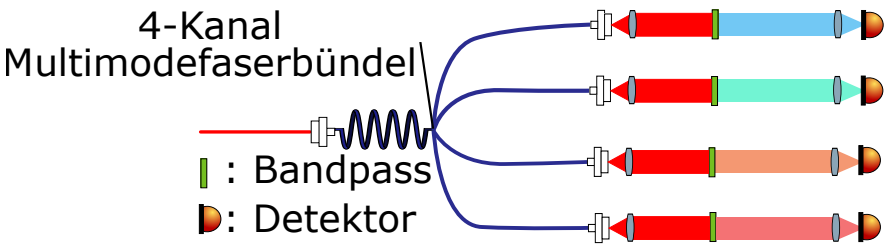


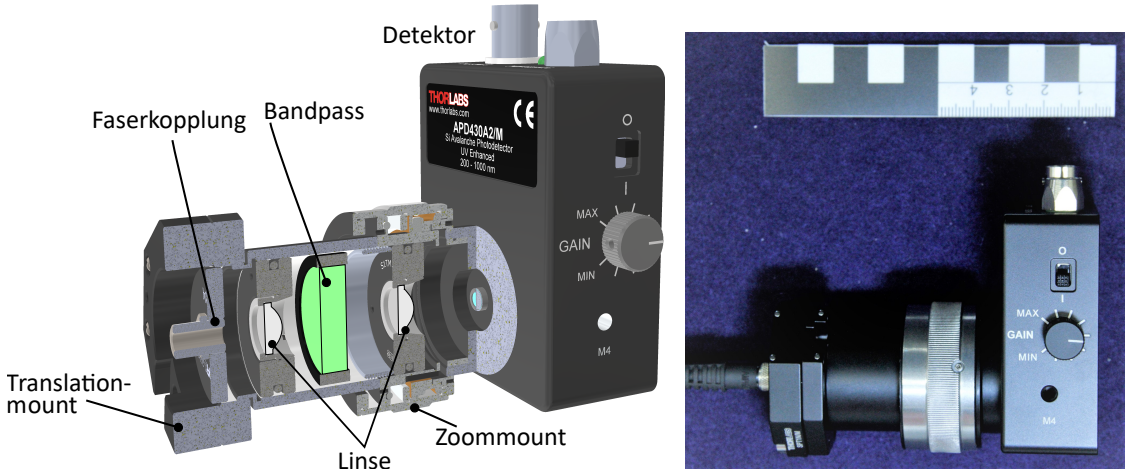
Abbildung 4.2: Faseroptischer Aufbau eines 4-Kanal Detektionsmodul: Dieser setzt sich zusammen aus einem vier-Kanal Multimodefaserbündel und vier optischen Bandpassfiltern und Detektoren

Für die Linsen wurden Asphärische Linsen (Thorlabs C240TMD) mit einer Brennweite von 8 mm eingesetzt. Je kleiner die Brennweite gewählt ist, desto geringer ist der Strahldurchmesser nach der Kollimation. Zugleich kann die Linse aber auch näher an den Detektor und die Faserkopplung montiert werden, sodass ein kompakterer Aufbau möglich ist. Die Eigenschaften der Bandpassfilter sind in Tabelle 4.1 dargestellt.

Tabelle 4.1: Wellenlänge und Bandbreite der verwendeten Bandpassfilter.

Zentrale Wellenlänge	Bandbreite
450 nm	30 nm
527 nm	30 nm
676 nm	37 nm
735 nm	28 nm

Der optische Aufbau basiert auf einem Linsenrohr, in welchem die Linse zur Kollimation und der Bandpassfilter verschraubt werden. Dieses wird mit einem *Translation Mount* (Thorlabs SPT1N) mit der Faserkopplung verbunden, sodass eine Verschiebung um einige Millimeter orthogonal zur optischen Achse möglich ist. Dadurch kann der Strahl optimal auf den Detektor ausgerichtet werden. Das andere Ende des Rohrs wird mit einem *Zoom Mount* (Thorlabs SM1ZM) verbunden. In diesem ist auch die Linse zur Fokussierung des Lichts auf den Detektor verbaut. Dadurch lässt sich der Abstand zwischen Linse und Detektor einstellen, wodurch die Fokussierung auf den Detektor ermöglicht wird. Eine Skizze und ein Foto des Aufbaus sind in Abbildung 4.3 gezeigt.



(a) Skizze für den Aufbau eines Kanals

(b) Foto des Aufbaus für einen Kanal

Abbildung 4.3: Optomechanischer Aufbau eines Kanals des Detektionsmoduls. (a) zeigt eine Skizze des Aufbaus für einen Kanal. Das Licht wird nach der Faserkopplung (links) durch eine Linse kollimiert, durch den Bandpassfilter gefiltert und mit einer Linse, die in einem Zoom Mount montiert ist, auf den Detektor fokussiert. In (b) ist ein Foto des Aufbaus zu sehen.

Ein aus vier dieser Kanäle zusammengesetzter Aufbau hat dann eine Abmessung von 20 cm · 8,5 cm und nimmt somit eine 65,6 % kleinere Fläche ein als der alte Aufbau.

4.2 Test des Detektionsmoduls

Um das entwickelte Detektionsmodul zu testen, wird es an den vinoLAS Laboraufbau angeschlossen. Dabei kommt noch nicht der faserbasierte optische Aufbau sondern der Freistrahlaufbau zum Einsatz, da zum Fertigstellen des Faseraufbaus noch eine Lieferung aussteht.

Die erste Messung wird an einem Blatt Papier durchgeführt. Dabei wird für jeden Kanal die Fläche des Ausgangspuls des Detektors mit der entwickelten Platine und mit einem Oszillsokop bestimmt. Als Referenz wird zusätzlich das Spektrum des detektierten Lichts mit einem CCD Spektrometer bestimmt. Da das Papier im Bereich der roten Fluoreszenz kaum Licht emittiert werden nur die beiden Kanäle für die blau-grüne Fluoreszenz betrachtet.

Ergebnisse Das Referenzspektrum ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Die Bereiche, die mit dem vier-Kanal Aufbau gemessen werden, sind blau markiert.

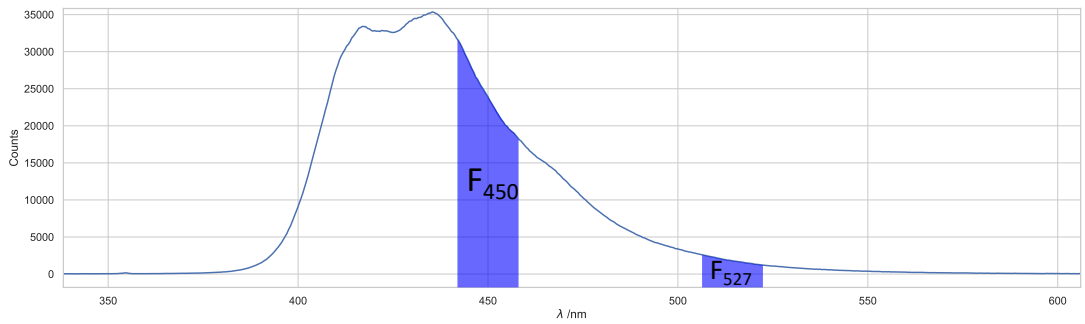


Abbildung 4.4: Spektrum der laserinduzierten Fluoreszenz des Papiers: Die beiden Bereiche, die mit dem vier-Kanal Aufbau aufgenommen werden sind blau markiert.

Das Referenzspektrum zeigt, dass die gewählten Kanäle für die blau-grüne Fluoreszenz des Weinblatts nicht auf den Doppelpeak des Papiers passen. Da die Messung nur zur Verifikation des entwickelten Detektionsmoduls dient, stellt das kein Problem dar. Das Verhältnis zwischen den Flächen $\frac{F_{450}}{F_{527}}$ beträgt $22,35$.
Für die Messung mit der Ausleseschaltung werden je Kanal 5000 Werte für die Eingangspulsfläche aufgenommen. Diese sind in Abbildung 4.5 als Histogramm dargestellt.

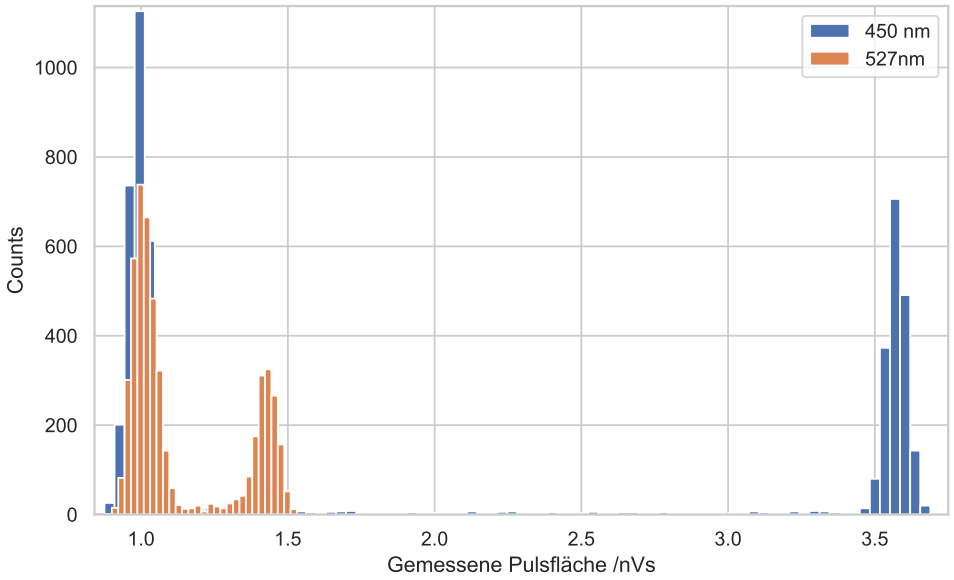


Abbildung 4.5: Histogramm der beiden Messungen: In blau sind die Messwerte für F_{450} dargestellt, in orange die für F_{527}

Im Histogramm zeigen sich für jede Messung zwei Peaks. Eine genauere Betrachtung des Lasertriggersignals zeigt, dass die Periodendauer des Laserpulses nicht konstant ist, sondern zwischen zwei Werten schwankt. Da das Integrationsfenster nur auf einen der Werte angepasst werden kann, sorgt diese Schwankung der Periodendauer dafür, dass bei einigen Messungen kein Fluoreszenzsignal zum Zeitpunkt der Integration anliegt. Dadurch entsteht bei beiden Kanälen der Peak bei 1 nV s. Der Messwert kann dann berechnet werden, indem der Mittelwert des unteren Peaks von dem des oberen Peaks abgezogen wird. Die so gemessenen Flächen sind in Tabelle 4.2 eingetragen. Hier finden sich auch die mit dem Oszilloskop bestimmten Flächen.

Tabelle 4.2: Mit Oszilloskop und Ausleseschaltung bestimmte Flächen

	Oszilloskop	**4-Kanal Ausleseschaltung**
F_{450}	$(2{,}16 \pm 0{,}06)$ nV s	$(2{,}58 \pm 0{,}12)$ nV s
F_{527}	$(0{,}293 \pm 0{,}007)$ nV s	$(0{,}42 \pm 0{,}11)$ nV s
$\frac{F_{450}}{F_{527}}$	$(7{,}38 \pm 0{,}27)$	$(6{,}2 \pm 1{,}7)$

Die große Unsicherheit der mit der Ausleseschaltung ermittelten Messergebnisse wird dabei durch den großen Jitter des Triggersignals ausgelöst, der vom Laser verursacth wird. Dieser bewirkt, dass das Integrationsfenster um das Fluores-

zenzsignal herum schwankt und so nicht immer das gesamte Signal enthält. Die Abweichung der bestimmten Verhältnisse liegt im Rahmen der Messunsicherheit.

Um die Verhältnisse mit der Referenzmessung zu Vergleichen muss das gemessene Referenzspektrum mit der Responisvitätskurve der verwendeten APDs multipliziert werden. Das Verhältnis $\frac{F_{450}}{F_{527}}$ beträgt nach dieser Korrektur 16,14. Es weicht somit immer noch um mehr als einen Faktor zwei von dem Wert ab, der mit dem vier-Kanal Aufbau bestimmt wurde. Ein Grund hierfür könnte eine unterschiedliche Durchlässigkeit der Bandpassfilter und Strahlteiler sein. Ob sich diese Abweichung durch Kalibration beheben lässt muss in zukünfitgen Messungen ermittelt werden.

Fazit Durch den großen Jitter des Lasertriggersignals ist mit dem entwickelten Detektionsmodul noch keine Einzelmessung möglich. Wird allerdings, wie in Abschnitt 3.2 erwähnt, eine Faser zur Verzögerung des Triggersignals eingesetzt, sollte das Detektionsmodul, wie die umfangreichen Messungen mit dem Signalgenerator zeigen, den Anforderungen genügen. Wenn die Abweichungen zur Referenzmessung weiterhin auftreten, muss überprüft werden, ob diese durch Kalibration zu beheben sind.

5: Fazit

5.1 Evaluation des entwickelten Systems

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Detektionssystem für das vinoLAS® System entwickelt. Das vinoLAS® System soll mittels laserinduzierter Fluoreszenz die Ferndetektion von Pilzbefall in Weinreben ermöglichen. Das entwickelte Detektionssystem wird dafür eingesetzt das, durch Laserpulse angeregte, Fluoreszenzsignal in vier spektrale Kanäle aufzuteilen und für jeden dieser Kanäle die Energie der einzelnen Fluoreszenzpulse zu bestimmen. Die gepulste Anregung ermöglicht dabei den Abzug von Hintergrundlicht.

Evaluation des optischen Systems Das Detektionssystem setzt sich aus einem optischen und einem elektronischen Teil zusammen. Der optische Teil ermöglicht die spektrale Aufteilung des Lichts und die Fokussierung auf einen Detektor. Dieser optische Teil des Detektionssystems wurde anhand einer Referenzmessung mit einem hochauflösend CCD-Spektrometer verglichen. Dabei zeigte sich trotz einer qualitativen Übereinstimmung der Messergebnisse mit der Referenzmessung eine quantitative Abweichung. Ob diese mittels Kalibration behoben werden kann muss in zukünftigen Messungen untersucht werden.

Durch Schwankungen in der Frequenz des verwendeten Lasers entsteht eine höhere Messunsicherheit, sodass mehrere Messungen gemittelt werden mussten. Eine kostengünstige Möglichkeit zur Behebung dieses Problems, die Verzögerung des Fluoreszenzsignals mit einer Multimodefaser, wird beschrieben, und soll für künftige Messungen eingesetzt werden.

Evaluation des elektronischen Systems Der elektronische Teil sorgt für die Integration des Signals am Ausgang des Detektors und einen Hintergrundabzug vor der Integration. Durch die Integration entsteht eine Spannung die proportional zur Energie des jeweiligen Fluoreszenzpulses ist. Diese Spannung wird im Detektionsmodul mithilfe eines Analog-Digital-Wandlers in ein digitales Signal umgewandelt und kann über eine USB Schnittstelle an einen Messrechner versendet werden. Das Detektionsmodul ermöglicht, zusätzlich zum Hintergrundabzug vor der Integration, eine Messung des Hintergrunds während kein Laserpuls anliegt, sodass eine weitere Dämpfung des Hintergrundlichts möglich ist.

Durch umfangreiche Messungen, in denen die Fluoreszenzpulse mit einem Signalgenerator nachgebildet wurden, konnten die Eigenschaften der Ausleseschaltung bestimmt werden. Die gemessenen Kennzahlen sind für die Platine und einen kommerziell erhältlichen UHFLI Boxcar Integrator der Firma Zurich Instruments, der als Referenz verwendet wurde, in Tabelle 5.1 aufgeführt.

Tabelle 5.1: Eigenschaften der entwickelten Ausleseschaltung und des UHFLI Boxcar Integrators

	Ausleseschaltung	UHFLI Boxcar
Kanäle	4	2
Kosten	< 200€	≈ 10000€
Nichtlinearität	$< 2\%$	$< 2\%$
Standardabweichung des Messergebnis	$< 18\,\mathrm{pV\,s}$	$< 27\,\mathrm{pV\,s}$
Maximale Messfrequenz	6,67 kHz	$> 100\,\mathrm{MHz}$
Arbeitsbereich	$125\,\mathrm{pV\,s}$ bis $18{,}8\,\mathrm{nV\,s}$	nicht gemessen
Verbleibender Gleichanteil	$< 0,02\%$	nicht gemessen
Abweichung der Kanäle untereinander	$< 1\%$	nicht gemessen
Übersprechen zwischen den Kanälen	$< 1,5\%$	nicht gemessen

Im gewählten Arbeitsbereich sind alle Kennzahlen besser oder gleich denen des Referenzgeräts. Wie gut sich die gewählten Kennzahlen auf die reale Messung übertragen und ob die erreichten Werte genügen muss in weiteren Messungen an Weinblättern überprüft werden.

5.2 Ausblick

Bevor weitere Messungen stattfinden wird, wie erwähnt, die Kapazität des Integrationskondensator auf den ursprünglich geplanten Wert von 15 pF verringert. Dadurch steigt die Empfindlichkeit des Messsystems. Außerdem wird die Verzögerung des Fluoreszenzsignals durch eine längere Multimodefaser umgesetzt, sodass die Problematik der Schwankung der Laserfrequenz behoben wird.

Sollte sich zeigen, dass der Einfluss des Biasstrom I_b problematisch ist, kann dieser durch einen Buffer Verstärker nach der Leitungsterminierung und kleinere Widerstände minimiert werden.

Weiterhin besteht die Möglichkeit eine Mehrwellenanregung umzusetzten. Dafür müsste das Detektionssystem in der Lage sein mehrere konsekutive Peaks zu

vermessen, was nach Modifikationen der Mikrocontrollersoftware möglich sein sollte.

Zeigen diese Messungen, dass die Detektion von Pilzbefall mit dem vier-Kanal Detektionsmodul unter Laborbedingungen möglich ist, kann der Laboraufbau in einen Demonstrator integriert werden und es können Feldtests durchgeführt werden.

Funktioniert das System auch in diesen Feldtests erwartungsgemäß, ist das vinoLAS® System der erste Aufbau, der eine kontaktlose Früherkennung von Befall mit falschen Mehltau in Weinreben ermöglicht.

Literaturverzeichnis

[1] J. Irmer, „Weinbau ohne Gift - unvorstellbar, aber möglich,“ *Spektrum.de*, 4. Apr. 2017. Adresse: https://www.spektrum.de/news/weinbau-ohne-gift/1445061 (besucht am 19. 10. 2021).

[2] C. Kölbl, F. Duschek und S. Klug, *Abschlussbericht vinoLAS Entwicklungsstufe I Labordemonstrator*, Lampoldshausen: Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt, 20. Okt. 2020.

[3] S. Klug, *Abschlussbericht Praxisphase*, Fachhochschule Münster, Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt, 8. Jan. 2020.

[4] S. Klug, *Laserbasierte Ferndetektion im Weinbau, Entwicklung eines laserinduzierten Fluoreszenzspektroskopiesystems zur Detektion von Pilzkrankheiten*, Fachhochschule Münster, Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt, 2020.

[5] K. J. Scott und R. M. Smillie, „Metabolic Regulation in Diseased Leaves. The Respiratory Rise in Barley Leaves Infected with Powdery Mildew',“ *Plant Physiology*, 12. Apr. 1965.

[6] R. W. Kessler, W. Kessler und E. Zikulnig-Rusch, „A Critical Summary of Spectroscopic Techniques and their Robustness in Industrial PAT Applications,“ *Chemie Ingenieur Technik*, Jg. 88, Nr. 6, S. 710–721, 2016. DOI: https://doi.org/10.1002/cite.201500147. Adresse: https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/cite.201500147.

[7] B. Valeur, *Molecular Fluorescence : principles and applications*. Weinheim: Wiley-VCH, 25. März 2013, ISBN: 9783527650033.

[8] J. R. Lakowicz, *Principles of Fluorescence Spectroscopy*. Springer-Verlag GmbH, 5. Dez. 2007, 954 S., ISBN: 9780387463124.

[9] R. N. Zare und P. J. Dagdigian, „Tunable Laser Fluorescence Method for Product State Analysis,“ *Science*, Jg. 185, Nr. 4153, S. 739–747, Aug. 1974. DOI: 10.1126/science.185.4153.739.

[10] F. Trager, Hrsg., *Springer handbook of lasers and optics*. New York: Springer-Verlag, Juni 2007.

[11] o.V., *APD430x Operation Manual*, Thorlabs Gmbh, 20. Feb. 2020. Adresse: https://www.thorlabs.com/drawings/81aed5ed3f798f69-5B2150D8-DC2F-5726-950F8A5A446EC595/APD430A2_M-Manual.pdf (besucht am 22. 03. 2022).

[12] U. Tietze, C. Schenk und E. Gamm, *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag GmbH, 5. Juli 2019, ISBN: 3662485532.

[13] o. V., *OPA 615 Datasheet*, Texas Instruments, 2004. Adresse: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa615.pdf?ts=1635991545590 (besucht am 04. 11. 2021).

[14] H. Bähring, *Anwendungsorientierte Mikroprozessoren*. Springer Berlin Heidelberg, 2010. DOI: 10.1007/978-3-642-12292-7.

[15] o.V., *STM32F446xC/E Datasheet*, ST-Microelectronics, 1. Jan. 2021. Adresse: https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f446mc.pdf (besucht am 12. 04. 2022).

[16] o.V., *RM0390 Reference manual*, ST Microelectronics, 1. März 2021. Adresse: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0390-stm32f446xx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf (besucht am 10. 04. 2022).

[17] o.V., *STM32 Nucleo-64 boards User Manual, UM1724*, St Microelectronics, 1. Aug. 2020. Adresse: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/98/2e/fa/4b/e0/82/43/b7/DM00105823.pdf/files/DM00105823.pdf/jcr:content/translations/en.DM00105823.pdf (besucht am 12. 04. 2022).

[18] o.V., *Principles of lock-in detection and the state of the art*, Whitepaper, Zurich instruments, 1. Nov. 2016. Adresse: https://www.zhinst.com/sites/default/files/li_primer/zi_whitepaper_principles_of_lock-in_detection.pdf (besucht am 20. 04. 2022).

[19] o. V., *Principles of Boxcar Averaging*, White Paper, Zurich Instruments, 1. Dez. 2021. Adresse: https://www.zhinst.com/sites/default/files/documents/2022-01/zi_whitepaper_principles_of_boxcar_averaging_latest.pdf (besucht am 10. 04. 2022).

[20] P. Horowitz, *The art of electronics*. Cambridge, New York: Cambridge University Press, 1989, ISBN: 0521370957.

[21] C. Buschmann, G. Langsdorf und H. Lichtenthaler, „Imaging of the Blue, Green, and Red Fluorescence Emission of Plants: An Overview," *Photosynthetica*, Jg. 38, Nr. 4, S. 483–491, Nov. 2000. DOI: 10.1023/a:1012440903014.

[22] M. Ernst, *Laserbasierte Ferndetektion im Weinbau - Weiterentwicklung des vinoLAS-Systems*, Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt, 2021.

[23] X. Wang, „Ultrafast, high precision gated integrator," Jan. 1995. Adresse: https://www.osti.gov/biblio/10106993.

[24] S. Pengel, B. Schönberger, S. Nayak und A. Erbe, „Attenuated total reflection mid-IR-spectroscopy for electrochemical applications using a QCL," in *Lasers, Sources, and Related Photonic Devices*, Optical Society of America, 2012, LT6B.1. DOI: 10.1364/LACSEA.2012.LT6B.1. Adresse: http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=LACSEA-2012-LT6B.1.

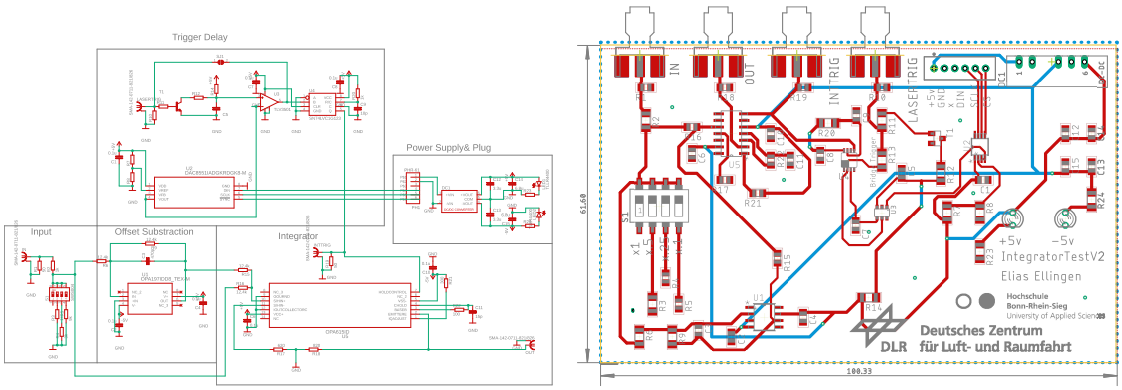
[25] X. Ramus, *OPA615 as an integrator*, Blogpost, Texas Instruments E2E Forum, 18. Okt. 2013. Adresse: https://e2e.ti.com/support/amplifiers-group/amplifiers/f/amplifiers-forum/297432/opa615-as-an-integrator (besucht am 01. 04. 2022).

[26] o.V., *SN74LVC1G123 Datasheet*, Texas Instruments, 1. Juni 2015. Adresse: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc1g123.pdf? (besucht am 10. 04. 2022).

[27] o.V., *ADSxxx3 Dual, 1-MSPS, 16-, 14-, and 12-Bit, 4×2 or 2×2 Channel, Simultaneous Sampling Analog-to-Digital Converter*, Datenblatt, Texas Instrument, 1. Sep. 2017. Adresse: https%3A%2F%2Fwww.ti.com%2Fproduct%2FADS8363 (besucht am 15. 04. 2022).

[28] M. Li, *Interfacing to the ADS8363 Pseudo-Differential OperatingMode*, Application Report, Texas Instruments, 1. Aug. 2014. Adresse: https://www.ti.com/lit/an/slaa633/slaa633.pdf.

Anhang



(a) Schaltplan (b) Layout

Abbildung 5.1: Schaltplan und Layout für die erste Version der Platine: 5.1a zeigt den Schaltplan, 5.1b das Platinenlayout.

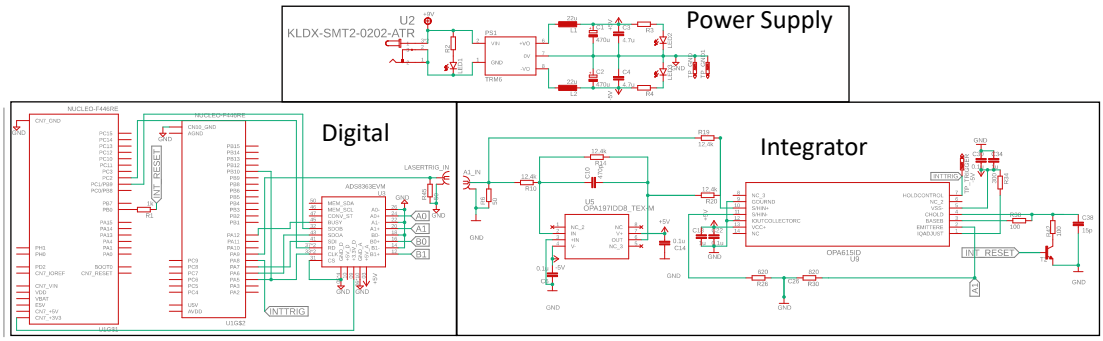


Abbildung 5.2: Schaltplan der vier Kanal Platine: Der Schaltplan lässt sich in Digitalschaltung, Stromversorgung und Integrator aufteilen. Um Platz zu sparen ist nur eines der vier integratormodule abgebildet.

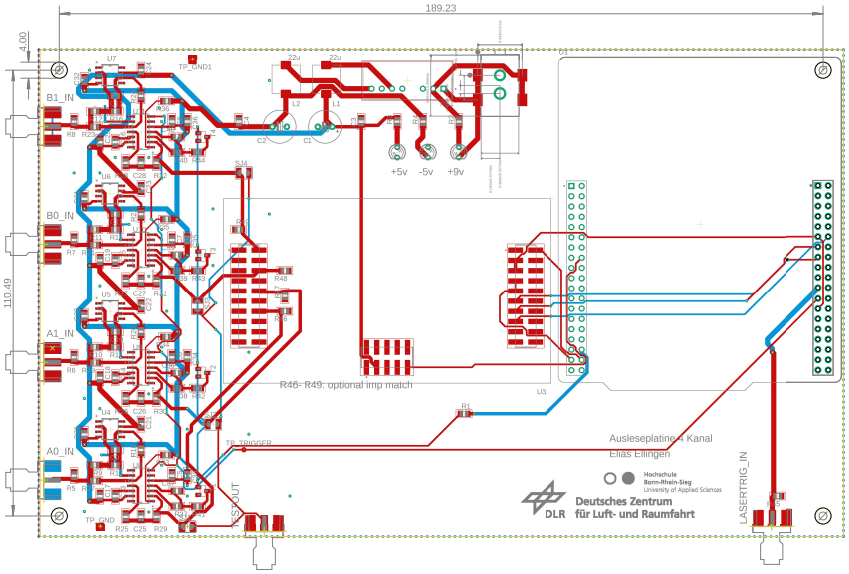


Abbildung 5.3: Layout der vier Kanal Platine.

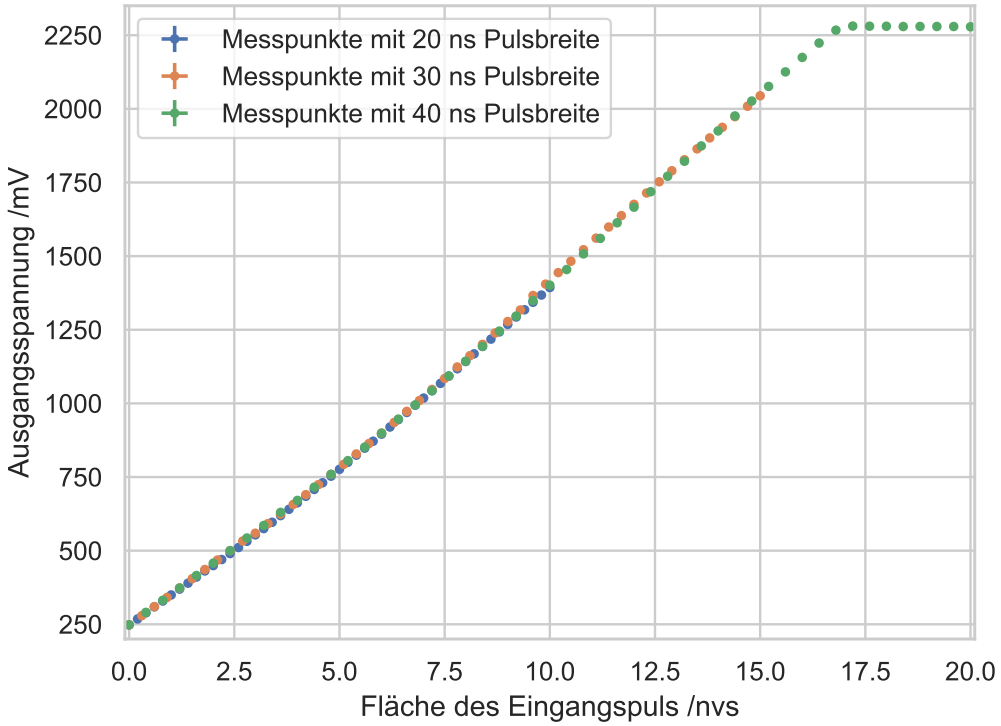


Abbildung 5.4: Kennlinien für verschiedene Pulsweiten des Eingangspuls.

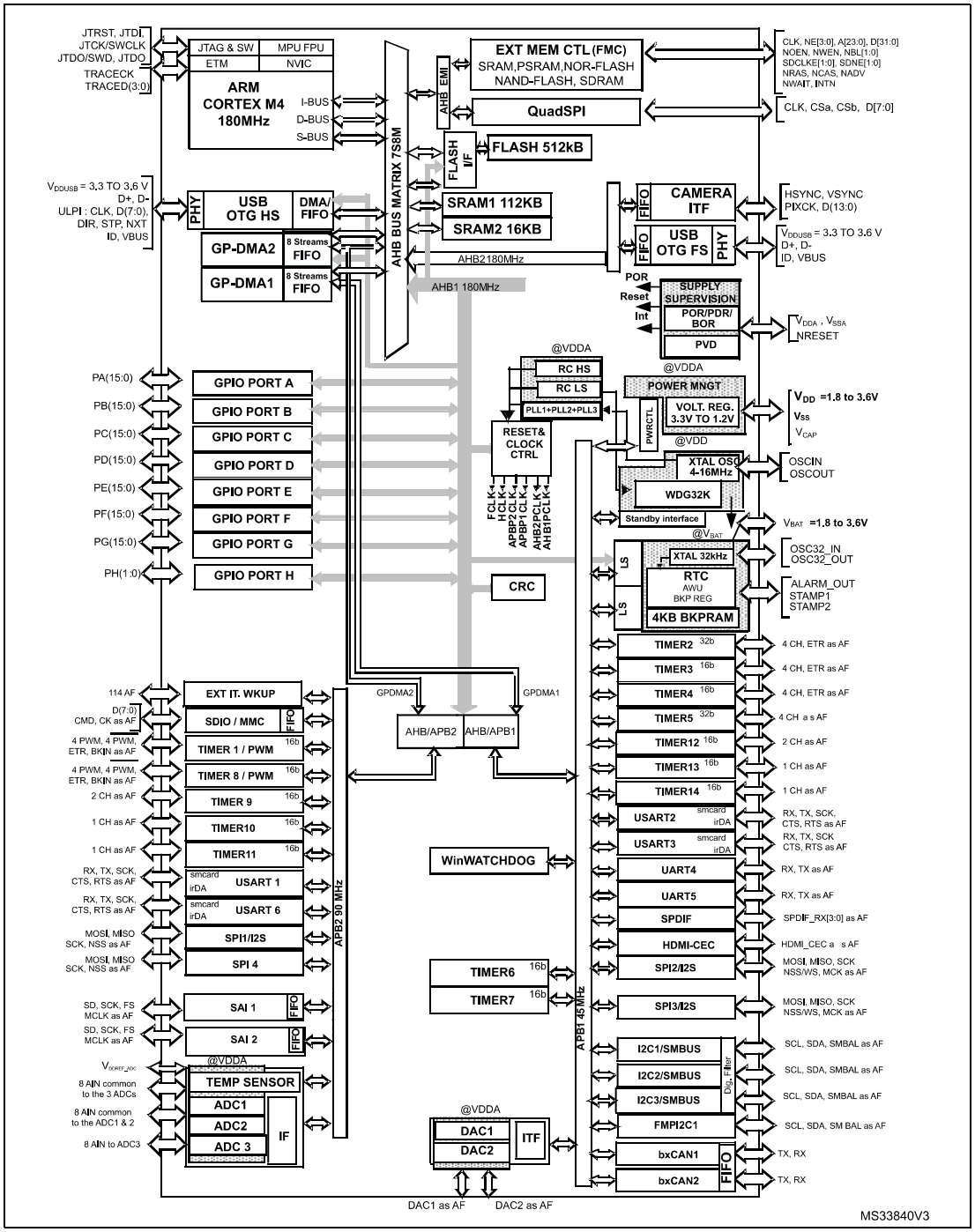


Abbildung 5.5: Blockschaltbild des STM32F4 Mikrocontrollers [15].

Erklärung zur Bachelor-Thesis

„Ich versichere hiermit, die von mir vorgelegte Arbeit selbstständig verfasst zu haben. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten oder nicht veröffentlichten Arbeiten anderer entnommen sind, habe ich als entnommen kenntlich gemacht. Sämtliche Quellen und Hilfsmittel, die ich für die Arbeit benutzt habe, sind angegeben. Die Arbeit hat mit gleichem Inhalt bzw. in wesentlichen Teilen noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegen.

Mir ist bewusst, dass sich die Hochschule vorbehält, meine Arbeit auf plagiierte Inhalte hin zu überprüfen und dass das Auffinden von plagiierten Inhalten zur Nichtigkeit der Arbeit, zur Aberkennung des Abschlusses und zur Exmatrikulation führen kann.“

Ort, Datum

Unterschrift