Hochschule
Bonn-Rhein-Sieg
University of Applied Sciences

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

Bachelorthesis

Konzeptentwicklung einer Nahinfrarot-Beleuchtung mit optischem Trigger für AMCW-Time-of-Flight Kameras

Vorgelegt von:
Sven Henri Heider

Erstprüfer: Prof. Dr. Robert Lange
Zweitprüfer: Prof. Dr. Jürgen Apfelbeck

August 2021

https://doi.org/10.18418/opus-6370

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis....IV
Tabellenverzeichnis....VIII
Abkürzungsverzeichnis....X
Executive Summary....XI
1 Einleitung....1
2 Stand der Technik....2
2.1 Hintergrund der Entwicklung....2
2.2 Anforderungen....3
3 Grundlagen....4
3.1 ToF Kamera....4
3.1.1 Aufbau und Funktion....4
3.1.2 Rolle der Beleuchtung....6
3.2 Photodiode....8
3.2.1 Aufbau und Funktion....8
3.2.2 pin-Photodiode....9
3.2.3 Anwendung....10
3.3 Transimpedanzverstärker....11
3.4 MOSFET....14
3.4.1 Aufbau und Funktion....14
3.4.2 Dynamisches Verhalten....16
3.4.3 Schaltverhalten und Schaltzeiten....17
3.5 VCSEL....19
3.5.1 Aufbau und Funktion....19
3.5.2 Bauteileigenschaften....21
4 Konzept....22
4.1 Leiterplattendesign....23
4.1.1 Designregeln für den Leiterplattenaufbau....23
4.1.2 Designregeln für das Schaltungslayout....25
4.2 Sensorbaugruppe....26
4.2.1 Photodiode....27
4.2.2 Transimpedanzverstärker....30
4.2.3 Nichtinvertierender Verstärker....34
4.2.4 Koaxialleitung zwischen SBG und BBG....37
4.2.5 Komparator....38
4.2.6 Spannungsversorgung....42
4.2.7 Simulation....45
4.3 Beleuchtungsbaugruppe....48
4.3.1 Komparator....50

4.3.2 Gate-Treiber....52
4.3.3 MOSFET....56
4.3.4 VCSEL....59
4.3.5 Serienschaltung....61
4.3.6 Parallelschaltung....63
4.3.7 Thermische Betrachtung....65
4.3.8 Spannungsversorgung....70
4.3.9 Simulation....74
5 Messung und Ergebnisse....78
5.1 Optisches Signal der pico flexx Kamera....79
5.2 Sensorbaugruppe....80
5.2.1 Signalpfad....81
5.2.2 Spannungsversorgung....83
5.3 Beleuchtungsbaugruppe....86
5.3.1 Optische Ausgangssignale....86
5.3.2 Strahlungsleistungen....90
5.3.3 Ströme durch die VCSEL....95
5.3.4 Optische Ausgangssignale bei 100 MHz....97
5.3.5 Spannungsversorgung....98
5.4 Latenzen des Gesamtsystems....99
6 Diskussion....103
6.1 Sensorbaugruppe....103
6.1.1 Signalpfad....103
6.1.2 Spannungsversorgung....106
6.2 Beleuchtungsbaugruppe....107
6.2.1 Einordnung der Simulationsergebnisse....107
6.2.2 Optisches Ausgangssignal der Serienschaltung....108
6.2.3 Optisches Ausgangssignal der Parallelschaltung....110
6.2.4 Strahlungsleistungen....111
6.2.5 Strahlungsleistungen der Serienschaltungen....112
6.2.6 Bewertung der Schaltungsvarianten....114
6.2.7 Spannungsversorgung....115
6.3 Bewertung des Gesamtsystems....115
7 Fazit....117
A Schaltpläne, Layouts und BOM....119
B Simulationsschemas....130
Literaturverzeichnis....134

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 3.1: Blockschaltbild Funktionsskizze einer ToF Kamera (nach [3])..... 5
Abbildung 3.2: Aufbau einer pin-Photodiode mit p-, n-dotierter und intrinsischer Schicht; für ein besseres Zeitverhalten kann eine Sperrspannung angelegt werden (nach [8])..... 10
Abbildung 3.3: Kennlinie einer Photodiode; das absorbiertes Licht verschiebt die Diodenkennlinie um Photostrom I_{ph} nach unten (nach [10])..... 11
Abbildung 3.4: grundlegende Schaltung eines Transimpedanzverstärkers bestehend aus OPV und Gegenkopplungswiderstand (nach [11])..... 12
Abbildung 3.5: Transimpedanzverstärkerschaltung mit parasitären Komponenten (nach [12])..... 13
Abbildung 3.6: Aufbau eines n-Kanal MOSFET mit Drain-, Source-, Gate- und Bulk-Kontakt (nach [9])..... 15
Abbildung 3.7: Kennlinien eines n-Kanal MOSFET als Anreicherungstyp (nach [9])... 15
Abbildung 3.8: MOSFET-Modell für die Betrachtung des Schaltverhaltens mit parasitären Komponenten (nach [15])..... 16
Abbildung 3.9: Einschaltverhalten (a) und Ausschaltverhalten (b) eines MOSFET (nach [17])..... 18
Abbildung 3.10: schematischer Aufbau eines VCSEL mit dargestellter Emission von Top- und Bottom-Emitter (a) und eines Kantenemitters (b) (nach [18],[8])..... 20
Abbildung 4.1: Blockschaltbild der externen Beleuchtung mit optischem Trigger; das System besteht aus zwei Baugruppen und drei Funktionsblöcken..... 22
Abbildung 4.2: Layoutbeispiel für die Anbindung von Bauteilen an die Spannungsversorgung und für Entkoppelkapazitäten..... 25
Abbildung 4.3: Blockschaltbild des Signalpfads der Sensorbaugruppe..... 27
Abbildung 4.4: Schaltung des Transimpedanzverstärkers mit angeschlossener Photodiode im Sperrbetrieb..... 31
Abbildung 4.5: Auswirkungen des gewählten Gegenkopplungswiderstands auf die maximal wählbare Gegenkopplungskapazität und die Ausgangsspannung des Transimpedanzverstärkers..... 32
Abbildung 4.6: Schaltplan des nichtinvertierenden Verstärkers mit angedeuteter Überbrückung des OPV (nach [11])..... 36
Abbildung 4.7: beidseitige Terminierung der Koaxialleitung mit zwei Abschlusswiderständen (nach [26])..... 38
Abbildung 4.8: Anpassung des Signalbilds durch den Komparator; über die Spannungsreferenz können die Schaltschwellen des Komparators verschoben werden. 39
Abbildung 4.9: Komparatorschaltung für den invertierten und nichtinvertierten Ausgang mit Serienterminierung und zusätzlich vorgesehenem Tiefpass..... 41
Abbildung 4.10: Blockschaltbild der Spannungsversorgung der Sensorbaugruppe mit Spannungslevel und angeschlossenen Verbrauchern..... 43

Abbildung 4.11: Ersatzschaltbild der Koaxialleitung des Typs RG-58 mit 50cm Länge46
Abbildung 4.12: Simulationsergebnis für den Photostrom und die Ausgangsspannungen des Transimpedanz- und nichtinvertierenden Verstärkers.....47
Abbildung 4.13: Simulationsergebnis für das invertierte und nichtinvertierte Triggersignal nach der Übertragung über das Koaxialkabel.....48
Abbildung 4.14: Blockschaltbild des Signalpfads der Beleuchtung mit den zwei Serienschaltungen.....49
Abbildung 4.15: Blockschaltbild des Signalpfads der Beleuchtung mit der Parallelschaltung von MOSFET und VCSEL und einer Konstantstromquelle.....50
Abbildung 4.16: Eingangsschaltung der Beleuchtungsbaugruppe mit Komparator und Abschlusswiderstand.....51
Abbildung 4.17: Schaltung des Gate-Treibers mit zusätzlich dargestelltem MOSFET. .54
Abbildung 4.18: Serienschaltung mit vier VCSEL.....61
Abbildung 4.19: Serienschaltung mit einem VCSEL.....63
Abbildung 4.20: Parallelschaltung von MOSFET und vier VCSEL (nach [34]).....64
Abbildung 4.21: Modell des Wärmewiderstands für ein Halbleiterbauteil in einem Gehäuse.....66
Abbildung 4.22: Ersatzschaltbilder für die thermische Betrachtung der zu kühlenden Komponenten MOSFET und VCSEL.....69
Abbildung 4.23: Ersatzschaltbild für den thermischen Widerstand θ_{ba} zwischen Leiterplatte und Umgebung.....69
Abbildung 4.24: Blockschaltbild der Spannungsversorgung der Beleuchtungsbaugruppe mit Spannungslevel, Konstantstromquelle und angeschlossenen Verbrauchern.....71
Abbildung 4.25: Schaltplan der Stromquelle für die Parallelschaltung (a) und Spannungsquelle für die Serienschaltungen (b).....73
Abbildung 4.26: Simulationsergebnis für die Serienschaltung mit vier VCSEL.....76
Abbildung 4.27: Simulationsergebnis für die Serienschaltung mit einem VCSEL.....76
Abbildung 4.28: Simulationsergebnis für die Parallelschaltung mit vier VCSEL.....77
Abbildung 5.1: Messaufbau für die Betrachtung des optischen Ausgangssignals der pico flexx ToF Kamera.....79
Abbildung 5.2: optisches Ausgangssignal der pico flexx ToF Kamera.....80
Abbildung 5.3: Messaufbau für die Untersuchung des Signalpfads der Sensorbaugruppe 81
Abbildung 5.4: interne Signale im Signalpfad und das invertierte und nichtinvertierte Ausgangssignal der Sensorbaugruppe bei Betrieb mit der pico flexx ToF Kamera.....82
Abbildung 5.5: Pegel der Spannungsversorgung auf der belasteten Sensorbaugruppe...84
Abbildung 5.6: Messaufbau zur Untersuchung des Einflusses der Spannungsspitzen in der Spannungsversorgung der Sensorbaugruppe auf das Ausgangssignal.....85
Abbildung 5.7: Auswirkungen einer Spannungsspitze in der Versorgungsspannung auf das nichtinvertierte Ausgangssignal der Sensorbaugruppe.....85
Abbildung 5.8: Messaufbau für die Untersuchung des Ausgangssignal der Serienschaltung mit einem VCSEL der Beleuchtungsbaugruppe; es ist der Signalpfad für die Messung der Serienschaltung mit vier VCSEL und der Parallelschaltung angedeutet.....86
Abbildung 5.9: optisches Ausgangssignal der Serienschaltung mit vier VCSEL im Vergleich zum Triggersignal am Eingang.....87

Abbildung 5.10: Einschwingverhalten der Serienschaltung mit vier VCSEL am Anfang eines Signalbursts....88
Abbildung 5.11: optisches Ausgangssignal der Parallelschaltung mit vier VCSEL im Vergleich zum Triggersignal am Eingang....89
Abbildung 5.12: Einschwingverhalten der Parallelschaltung mit vier VCSEL am Anfang eines Signalbursts....90
Abbildung 5.13: Messaufbau für die Ermittlung der Strahlungsleistung der Serienschaltung mit vier VCSEL; es ist der Signalpfad für die Messung der Parallelschaltung angedeutet....91
Abbildung 5.14: unkorrigierte Strahlungsleistung eines einzelnen VCSEL der Serienschaltung mit vier VCSEL....92
Abbildung 5.15: unkorrigierte Strahlungsleistung eines einzelnen VCSEL der Parallelschaltung mit vier VCSEL....92
Abbildung 5.16: unkorrigierte Strahlungsleistung des VCSEL der pico flexx ToF Kamera....94
Abbildung 5.17: Messaufbau für die Ermittlung der Ströme durch die VCSEL der Parallelschaltung mit vier VCSEL; es ist der Signalverlauf für die Messung der Parallelschaltung angedeutet....95
Abbildung 5.18: Stromfluss durch den Vorwiderstand der Serienschaltung mit vier VCSEL....96
Abbildung 5.19: Stromfluss durch den Ausgangswiderstand der Stromquelle der Parallelschaltung....96
Abbildung 5.20: Messaufbau zur Erfassung des optischen Ausgangssignal der Serienschaltung mit vier VCSEL bei 100MHz; es ist der Signalpfad für die Messung der Parallelschaltung angedeutet....97
Abbildung 5.21: optisches Ausgangssignal der Parallelschaltung der Beleuchtungsbaugruppe mit einem Triggersignal von 100MHz am Eingang....98
Abbildung 5.22: Pegel der Spannungsversorgung auf der Beleuchtungsbaugruppe....99
Abbildung 5.23: Messaufbau zur Untersuchung der Latenz des Gesamtsystems mit der Serienschaltung mit vier VCSEL; es ist der Signalpfad für die Messung der Parallelschaltung angedeutet....100
Abbildung 5.24: Latenz des Gesamtsystems der externen Beleuchtung mit Serienschaltung und vier VCSEL....101
Abbildung 5.25: Latenz des Gesamtsystems der externen Beleuchtung mit Parallelschaltung und vier VCSEL....101
Abbildung 6.1: die Kennlinien des VCSEL V102C121A-940 zeigen die Abhängigkeit von Strahlungsleistung Φ_e, Strom I_f und Spannung Uf; die eingetragenen Arbeitspunkte entsprechen denen der Parallelschaltung (grün) und Serienschaltungen mit einem VCSEL (blau) und vier VCSEL (rot) bei 80MHz (nach [44])....113
Abbildung A.1: Sensorbaugruppe....119
Abbildung A.2: Beleuchtungsbaugruppe ohne Kühlkörper und Abdeckung der VCSEL 119
Abbildung A.3: Schaltplan des Signalpfads der Sensorbaugruppe....120
Abbildung A.4: Schaltplan der Spannungsversorgung der Sensorbaugruppe....121
Abbildung A.5: Layout der Sensorbaugruppe....122
Abbildung A.6: Schaltplan der Serienschaltungen mit einem und vier VCSEL....124

Abbildung A.7: Schaltplan der Parallelschaltung mit vier VCSEL.....125
Abbildung A.8: Schaltplan der Spannungsversorgung der Beleuchtungsbaugruppe….126
Abbildung A.9: Layout der Beleuchtungsbaugruppe.....127
Abbildung B.1: Simulationsschema der Parallelschaltung mit vier VCSEL.....130
Abbildung B.2: Simulationsschema der Serienschaltung mit vier VCSEL.....131
Abbildung B.3: Simulationsschema der Serienschaltung mit einem VCSEL.....132
Abbildung B.4: Simulationsschema des Signalpfads der Sensorbaugruppe.....133

Tabellenverzeichnis

Tabelle 4.1: verwendeter vierlagiger Leiterplattenaufbau.....24
Tabelle 4.2: Vergleich von Photowiderstand, Photodiode, pin-Photodiode und Avalanche-Photodiode (nach [9]).....28
Tabelle 4.3: Parameter der pin-Photodiode SFH 2701 [25].....29
Tabelle 4.4: abgeschätzte Photoströme der SFH 2701 für verschiedene Bestrahlungsstärken und Wellenlängen.....30
Tabelle 4.5: Parameter des Operationsverstärkers OPA855 [24].....31
Tabelle 4.6: Betrachtung der parasitären Kapazitäten des Transimpedanzverstärkers....32
Tabelle 4.7: ermittelte Bauteilwerte und Parameter für den Transimpedanzverstärker mit den resultierenden Ausgangsspannungen Bauteilwerte.....33
Tabelle 4.8: mit dem Operationsverstärker OPA855 zu erzielende Verstärkungen in Abhängigkeit von der gewünschten Bandbreite.....35
Tabelle 4.9: ermittelte Bauteilwerte für den nichtinvertierenden Verstärker.....36
Tabelle 4.10: Bauteilwerte des Komparators LTC6752 [23].....40
Tabelle 4.11: verwendete Bauteilwerte der Komparatorschaltung.....41
Tabelle 4.12: Überblick über die von der Sensorbaugruppe benötigten Versorgungsspannungen.....42
Tabelle 4.13: verwendete Parameter des Photodiodenmodells in der Simulation (nach [32]).....46
Tabelle 4.14: Parameter des Eingangssignal für die Simulation der SBG.....47
Tabelle 4.15: Kenngrößen des Gate-Treibers LMG1025-Q1 [35].....54
Tabelle 4.16: verwendete Widerstandswerte der Treiberschaltung.....55
Tabelle 4.17: Vergleich der Bauteilkennwerte der MOSFET FDC8601 und BSZ440N10NS3 [41][37].....57
Tabelle 4.18: Vergleich der benötigten Gate-Ströme für die MOSFET FDC8601 und BSZ440N10NS3.....58
Tabelle 4.19: Vergleich der Schaltzeiten der MOSFET.....58
Tabelle 4.20: Bauteilkennwerte des VCSEL V102C121A-940 [44].....60
Tabelle 4.21: Verlustleistungen und Bauteileigenschaften von MOSFET und VCSEL für einen DC von 20 % [37][44].....68
Tabelle 4.22: ermittelte Kühlflächengrößen und parasitäre Kapazitäten.....70
Tabelle 4.23: Überblick über die von der Beleuchtungsbaugruppe benötigten Versorgungsspannungen und Ströme.....71
Tabelle 4.24: Parameter des Eingangssignals für die Simulation der BBG.....75
Tabelle 5.1: Messergebnisse des optischen Ausgangssignals der pico flexx ToF Kamera 80
Tabelle 5.2: Messergebnisse der Ausgangssignale der Sensorbaugruppe.....83
Tabelle 5.3: Messergebnisse des elektrischen Eingangs und optischen Ausgangs der Serienschaltung mit vier VCSEL.....88

Tabelle 5.4: Messergebnisse des elektrischen Eingangs und optischen Ausgangs der Parallelschaltung mit vier VCSEL.....89
Tabelle 5.5: Messergebnisse der unkorrigierten, durchschnittlichen Strahlungsleistungen eines einzelnen VCSEL von der Serien- und Parallelschaltung mit vier VCSEL.....93
Tabelle 5.6: Messergebnisse der berechneten Strahlungsleistungen eines einzelnen VCSEL und Gesamtleistungen der Serien- und Parallelschaltung mit vier VCSEL.....93
Tabelle 5.7: Messergebnise der aufgenommenen und berechneten Strahlungsleistung der pico flexx ToF Kamera.....94
Tabelle 5.8: Messergebnisse des elektrischen Eingangs mit 100MHz und optischen Ausgangs der Parallelschaltung mit vier VCSEL.....98
Tabelle 6.1: Vergleich der Eigenschaften der optischen Ausgangssignale der Parallel- und Serienschaltung mit vier VCSEL mit denen der pico flexx ToF Kamera bei 80MHz 114
Tabelle A.1: BOM der Sensorbaugruppe.....123
Tabelle A.2: BOM der Beleuchtungsbaugruppe.....128
Tabelle A.3: BOM der Beleuchtungsbaugruppe (Fortsetzung).....129

Abkürzungsverzeichnis

AMCW	Amplitude-Modulated Continuous Wave
BBG	Beleuchtungsbaugruppe
BOM	Bill of Materials
DC	Duty Cycle
ESR	Equivalent Series Resistance
GBWP	Gain Bandwidth Product
GND	Ground
MOSFET	Metal-Oxid-Semiconductor Field-Effect-Transistor
NIR	Nahinfrarot
NIV	nichtinvertierender Verstärker
OPV	Operationsverstärker
PMD	Photonic Mixer Device
RLZ	Raumladungszone
SBG	Sensorbaugruppe
SMD	Surface-Mounted Device
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TI	Texas Instruments
TIV	Transimpedanzverstärker
ToF	Time of Flight
U-Kugel	Ulbricht-Kugel
VCSEL	Vertical-Cavitiy Surface-Emitting Laser

Executive Summary

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Entwicklung eines Schaltungskonzepts und Labormusters einer externen Beleuchtung für den Einsatz in der Forschung an Time-of-Flight (ToF) Kameras mit Amplitude-Modulated Continuous Wave (AMCW)-Verfahren. Die externe Beleuchtung stellt einen leistungsstarken Repeater der internen Beleuchtung einer ToF Kamera dar und ist in der Lage die von ToF Kameras genutzten hochfrequenten Rechtecksignale zu emittieren.

Da von ToF Kameras in der Regel kein elektrisches Steuersignal (Triggersignal) für den Einsatz einer externen Beleuchtung zur Verfügung gestellt wird, wird dieses aus dem optischen Signal der ToF Kamera gewonnen. Dafür wird ein Konzept für einen optischen Detektor (Trigger) vorgestellt. Dieser setzt sich aus einer Photodiode, einem Transimpedanzverstärker und einer anschließenden Signalaufbereitung zusammen. Außerdem wird gezeigt, wie eine schnelle externe Beleuchtung mit hoher Strahlungsleistung mithilfe eines Metal-Oxid-Semiconductor Field-Effekt-Transistor (MOSFET) und vier Vertical-Cavitiy Surface-Emitting Laser (VCSEL) umgesetzt werden kann. Dafür werden mit der Serien- und Parallelschaltung von MOSFET und VCSEL zwei Schaltungskonzepte vorgestellt. Als Lichtquellen kommen VCSEL mit einer für ToF Kameras typischen Wellenlänge von 940 nm im Nahinfraroten (NIR) zum Einsatz.

Es konnte gezeigt werden, dass mit dem optischen Trigger Signale von bis zu 100 MHz in elektrische Ausgangssignale gewandelt werden können. Außerdem wurden rechteckige Triggersignale mit Anstiegszeiten von 650 ps und Abfallzeiten von 440 ps erzielt. Mit der externen Beleuchtung konnten Signale mit bis zu 100 MHz emittiert werden. Es wurden im Zusammenspiel mit dem optischen Trigger optische Signale mit Anstiegszeiten von 1,5 ns und Abfallzeiten von 960 ps erreicht. Dabei konnten Strahlungsleistungen von knapp 7 W erzielt werden. Das gesamte System aus optischem Trigger und externer Beleuchtung weist eine Latenz von 16 ns auf.

Als Ergebnis dieser Arbeit konnte ein System aufgebaut werden, das aufgrund der erzielten Ergebnisse höchstwahrscheinlich als externe Beleuchtung zu Forschungszwecken mit verschiedenen ToF Kameras eingesetzt werden kann. Außerdem besteht die Möglichkeit den optischen Trigger und die Beleuchtung separat zu nutzen.

1 Einleitung

Die direkte Umgebung räumlich erfassen und auswerten zu können spielt in der heutigen Zeit eine große Rolle und wird in Zukunft vermutlich noch an Bedeutung gewinnen. Sei es im autonom fahrenden Fahrzeug, bei der Interaktion zwischen Mensch und Roboter oder der Gestenerkennung in der Unterhaltungsindustrie. Bei all diesen Prozessen werden Informationen über die Entfernung von räumlichen Gegebenheiten im Bezug zu einem System in möglichst kurzer Zeit benötigt. Für diese Aufgabe stehen seit einigen Jahren sogenannte Time-of-Flight (ToF) Kameras zu Verfügung. Die Funktion dieser Kameras beruht auf der Laufzeitmessung von emittierten, an der Umgebung reflektierten und dann detektierten optischen Signalen.

Seit Kurzem kommen immer kleinere ToF Kameras auf den Markt, die auch in mobilen Anwendungen wie Smartphones eingesetzt werden. Die kleinen, tragbaren Kameras verbindet häufig, dass sie nur eine leistungsschwache Beleuchtung besitzen, um bei Akkubetrieb möglichst lange betrieben werden zu können. Eine geringe Strahlungsleistung resultiert aber prinzipbedingt in einem geringen Messbereich. Zukünftig soll erforscht werden, wie durch die Verwendung einer leistungsstärkeren, externen Beleuchtung die Reichweite von ToF Kameras verbessert werden können.

Kommerzielle ToF Kameras verfügen in der Regel nicht über einen elektrischen Ausgang, an dem ein Steuersignal (Triggersignal) für den Betrieb einer externen Beleuchtung anliegt. Daher muss dieses von dem zu entwickelnde System aus dem optischen Ausgangssignal einer ToF Kamera gewonnen werden. Das Triggersignal soll dann über eine zu konstruierende Beleuchtungseinheit im Nahinfraroten (NIR) emittiert werden. Eine besondere Herausforderung besteht dabei darin, dass das Ausgangssignal der externen Beleuchtung eine hohe Strahlungsleistung und gleichzeitig dieselbe Signalform wie das optische Eingangssignal aufweisen soll.

Diese Arbeit befasst sich mit der Entwicklung einer externen Beleuchtung im NIR mit optischem Trigger. Ziel ist es ein Schaltungskonzept zu erarbeiten und daraus ein Labormuster zu erstellen. Im Hinblick auf die Anforderungen an die Beleuchtung sollen zwei unterschiedliche Konzepte für die Ansteuerung der leistungsstarken Lichtquellen untersucht und bewertet werden.

Zunächst werden der Stand der Technik und die grundlegenden Funktionen der Schlüsselkomponenten der externen Beleuchtung vorgestellt. Anschließend wird das erarbeitete Konzept der externen Beleuchtung mit optischem Trigger im Detail dargestellt. Neben der Auslegung der Schaltungen liegt dabei auch ein Fokus auf dem Leiterplattenlayout. Im Folgenden wird das aufgebaute Labormuster auf die gestellten Anforderungen hin messtechnisch überprüft. Abschließend werden die Messergebnisse diskutiert und bewertet. Außerdem werden mögliche weitere Schritte für eine Optimierung der externen Beleuchtung aufgezeigt.

2 Stand der Technik

ToF Kameras stellen eine junge Technologie zur Erfassung von dreidimensionalen Bildern dar. Die erste kommerziell erhältliche ToF Kamera wurde 1999 von 3DV Systems herausgebracht. Im selben Jahr wurde außerdem das erste ToF Kamerasystem der Öffentlichkeit vorgestellt, dessen Sensor nur auf Halbleiterstrukturen beruhte. Dies legte den Grundstein für alle weiteren Entwicklungen von ToF Kameras bis heute [1]. Heutzutage sind ToF Kameras zum Beispiel durch die Verwendung in Smartphones im Massenmarkt angekommen. Große Chiphersteller wie Analog Devices widmen dem Thema ToF ganze Produktpaletten [2]. Parallel dazu sind ToF Kameras ein großer Gegenstand der Forschung. Dabei steht vor allem die Verbesserung der Performance von ToF Kameras und die Untersuchung möglicher Einsatzszenarien im Vordergrund.

Für die Performance einer ToF Kamera sind verschiedene Einflussfaktoren verantwortlich. Maßgeblich für die Qualität einer Messung ist das im verwendeten ToF Sensor auftretende Schrotrauschen. Dieses wirkt sich auf die Messunsicherheit und die dadurch erreichbare Auflösung und Reichweite aus [1]. Das Rauschen wird durch die Eigenschaften der Schlüsselkomponenten

- Sensor
- Optik
- Beleuchtung

einer ToF Kamera beeinflusst. Zum Beispiel wird erwartet, dass sich durch eine erhöhte Strahlungsleistung der Beleuchtung einer bestehenden ToF Kamera die Reichweite vergrößern ließe. Neben den drei genannten Faktoren können sich auch die konkreten Systemeinstellungen und die Beschaffenheit der betrachteten Umgebung auf das Rauschverhalten auswirken.

2.1 Hintergrund der Entwicklung

Im Photoniklabor der Hochschule Bonn-Rhein-Sieg wird an Ansätzen geforscht, wie der Messbereich einer ToF Kamera erweitert und verbessert werden kann. Außerdem werden mögliche Anwendungsfälle einer Kamera mit größerer Reichweite untersucht. Im Rahmen dieser Forschungstätigkeiten soll der Einfluss der Beleuchtung einer ToF Kamera auf die erzielbare Reichweite untersucht werden. Dafür soll eine externe Beleuchtung entwickelt werden. Diese soll das optische Signal der Beleuchtung einer ToF Kamera mit einer deutlich höheren Strahlungsleistung emittieren. Die meisten kommerziell erhältlichen ToF Kameras besitzen keinen Signalausgang, an dem das Steuersignal der internen Beleuchtung als Triggersignal für externe Beleuchtungen abgegriffen werden kann. Aus diesem Grund soll das Triggersignal für die externe

Beleuchtung aus dem optischen Signal der ToF Kamera gewonnen werden. Dies bietet den Vorteil, dass sich durch die optische Signalübertragung vermutlich viele unterschiedliche Kameramodelle mit der externen Beleuchtung nutzen lassen werden. Es muss sich auf keinen Standard von kabelgebundenen Übertragungen festgelegt werden. Dadurch wäre auch ein Einsatz der externen Beleuchtung als Referenzbeleuchtung für das Benchmarking von ToF Sensoren denkbar.

2.2 Anforderungen

Die zu entwickelnde externe Beleuchtung soll vor einer ToF Kamera befestigt werden. Dabei nimmt ein Photosensor (optischer Trigger) als Eingang des Systems das optische Signal der ToF Kamera auf. Er wird direkt vor der Lichtquelle der ToF Kamera befestigt, darf dabei aber nicht die Optik und den Sensor der Kamera verdecken. Es erfolgt eine Wandlung des optischen in ein elektrisches Signal. Dieses wird der externen Beleuchtung zur Verfügung gestellt, die als Ausgang des Systems dient. Es kommt dabei eine für ToF Kameras übliche Wellenlänge im NIR [3] zum Einsatz. Um Interferenzen zwischen optischem Eingangs- und Ausgangssignal zu vermeiden, muss die interne Beleuchtung der ToF Kamera gegenüber der Umgebung abgeschattet werden.

An das zu entwickelnde System werde folgende funktionale Anforderungen gestellt:

- Das System soll möglichst universell und zusammen mit vielen verschiedenen ToF Kameras einsetzbar sein. Da die Modulationsfrequenz der optischen Signale von ToF Beleuchtungen von Hersteller zu Hersteller variiert, wird eine Bandbreite von bis zu 100 MHz angestrebt.
- Die Anstiegs- und Abfallzeiten des emittierten optischen Signals sollen jeweils maximal bei 2 ns liegen.
- Die externe Beleuchtung soll eine Strahlungsleistung von mehr als 1 W aufweisen und aus mindestens vier synchron arbeitenden Lichtquellen bestehen.
- Als Lichtquelle sollen Vertical-Cavitiy Surface-Emitting Laser (VCSEL), die im NIR bei einer Wellenlänge von 940 nm emittieren, zum Einsatz kommen. Alternativ wäre auch eine Wellenlängen von 850 nm möglich.
- Die Verzögerung des optischen Signals durch die externe Beleuchtung soll möglichst gering ausfallen.

Als nichtfunktionale Anforderungen an das System ergeben sich folgende Punkte:

- Das System soll den Reifegrad eines Labormusters zur Verifikation der gestellten funktionalen Anforderung und Überprüfung des entwickelten Konzepts aufweisen.
- Es wird als Umgebungstemperatur Raumtemperatur (25 °C) vorausgesetzt.
- Das System soll zur Forschung an ToF Kameras beitragen und im Anschluss an diese Arbeit möglichst bei Laborversuchen verwendet werden können.

An die Entwicklung werden keine Vorgaben bezüglich Kosten und Größe gestellt.

3 Grundlagen

Im Folgenden werden die verwendeten Schlüsselkomponenten der externen Beleuchtung vorgestellt und deren Funktionsprinzip erklärt. Es werden Formeln zur Auslegung und Abschätzung eingesetzter Bauteile gegeben. Außerdem erfolgt eine Einordnung der Bedeutung der ToF Beleuchtung für den Betrieb einer ToF Kamera.

3.1 ToF Kamera

Eine ToF Kamera ist ein optisches Sensorsystem, mit welchem dreidimensionale Aufnahmen des Raums durchgeführt werden können. Dabei wird im Gegensatz zu einer Fotokamera neben den horizontalen und vertikalen, räumlichen Verhältnissen auch die Distanz von Objekten zur Kamera erfasst. Die gewonnenen dreidimensionalen Informationen können zum Beispiel als Bild mit Falschfarbendarstellung ausgegeben werden. Dabei trägt jedes Pixel die Information über den Abstand des dargestellten Punkts zur Kamera [4]. Alternativ können die Ergebnisse auch als Punktwolke im dreidimensionalen Raum dargestellt werden.

ToF Kameras haben gegenüber anderen dreidimensionalen Messmethoden wie etwa Laserscannern den Vorteil, dass sie die räumlichen Informationen praktisch in Echtzeit zur Verfügung stellen können. Es lassen sich Bildwiederholraten von 30 fps und höher erzielen [5]. Dadurch können ToF Kameras hervorragend dort eingesetzt werden, wo Informationen über räumliche Verhältnisse benötigt werden und eine schnelle Bereitstellung der Daten notwendig ist. Nach [1] sind dafür folgende Beispiele zu nennen:

- Überwachung von Interaktionen zwischen Mensch und Maschine
- Fahrerassistenzsysteme und autonomes Fahren
- Gestensteuerung und Augmented Reality
- Verbesserung und Unterstützung von Funktionen zweidimensionaler Kameras

3.1.1 Aufbau und Funktion

Die Funktion einer ToF Kamera basiert grundlegend auf dem sogenannten Laufzeitverfahren. Dabei wird ein optisches Signal von einer Lichtquelle emittiert. Dieses benötigt eine gewisse Zeit, bis es zu einem Objekt im beleuchteten Raum vorgedrungen ist, dort reflektiert wurde und einen optischen Sensor erreicht. Diese Zeitspanne wird Laufzeit genannt. Die Laufzeit des optischen Signals trägt dabei die Information, wie große der Abstand zwischen dem Sensor und dem reflektierenden Objekt ist. Ausgehend von der Annahme, dass der Sensor und die Lichtquelle den

selben Abstand zum Objekt aufweisen, ergibt sich nach [6] die Distanz *d* aus der Lichtgeschwindigkeit c_0 und der Laufzeit *t* des optischen Signals:

$$d = \frac{1}{2} \cdot c_0 \cdot t \tag{3.1}$$

Eine schematische Darstellung des Aufbaus einer Tof Kamera ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Bei ToF Kameras wird anstatt eines einzelnen Photosensors eine Matrix aus vielen optischen Sensoren bzw. Pixeln verwendet. In der Regel fasst vor der Sensormatrix eine Optik das reflektierte Licht zusammen. Die heute eingesetzten Sensormatrizen bieten die Möglichkeit, auf der Sensorebene in jedem Pixel aus einem elektrischen Referenzsignal und dem empfangenen, optischen Signal eine Ausgangsgröße zu korrelieren. Diese Größe entspricht dem Abstand vom betrachteten Objekt zur ToF Kamera für das jeweilige Pixel [7]. Das verwendete optische Signal entsteht durch Modulation der Beleuchtung mit einem Modulationssignal, welches auch als Referenzsignal für die Sensormatrix dient. Die Form dieses Signals hängt davon ab, nach welchem Verfahren die ToF Kamera arbeitet. Über die Zeit haben sich die Pulsmodulation und das Verfahren der Amplitude-Modulated Continuous Wave (AMCW) etabliert [3].

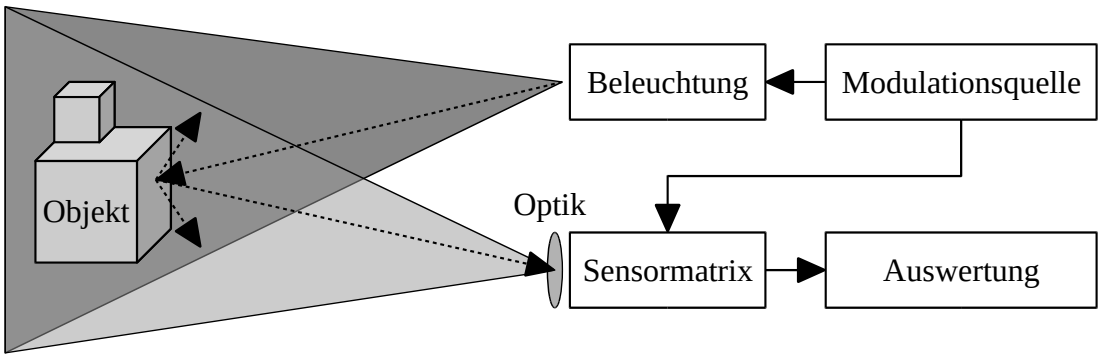

Abbildung 3.1: Blockschaltbild Funktionsskizze einer ToF Kamera (nach [3])

Die Pulsmodulation setzt auf das gezeigte Laufzeitverfahren auf und nutzt einzelne kurze Lichtimpulse zur Messung der Distanz. Als Sensoren kommen dabei zum Beispiel Single-Photon Avalanche Diodes zum Einsatz. Diese können das empfangene optische Signal zeitlich sehr präzise auswerten. Es sind Auflösungen im Bereich von Picosekunden möglich, was zu einer hohen Messgenauigkeit der Distanz führt [3]. Vorteil dieses Verfahrens ist, dass Umgebungslicht aufgrund der äußerst kurzen Lichtpulse und Integrationszeiten nur eine geringe Störwirkung auf die Messung ausübt. Außerdem lässt sich die Laufzeit immer eindeutig mit einer Distanz verknüpfen. Nachteilig wirkt sich die hohe technische Anforderung in Bezug auf die zu verarbeitende Bandbreite aus, weshalb die Pulsmodulation seltener genutzt wird [1].

Viel häufiger kommt in kommerziell erhältlichen ToF Kameras das AMCW-Verfahren zum Einsatz. Dabei wird nicht wie bei der Pulsmodulation die zeitliche Differenz zwischen emittierten und empfangenen Signal, sondern die Phasenverschiebung eines periodisch modulierten optischen Signals ausgewertet. Idealerweise besitzt das Signal dafür eine Rechteckform, es sind aber auch andere Signalformen möglich [3]. Als Sensor kommt bei AMCW-ToF Kameras zum Beispiel ein sogenanntes Photonic Mixer Device (PMD) zum Einsatz. Dieses korreliert über eine Integrationszeit aus dem empfangenen optischen Signal und dem Referenzsignal der Beleuchtung vier Spannungen, aus denen die Phasenverschiebung zwischen den Signalen gewonnen wird. Die Phasenverschiebung ist direkt proportional zur Laufzeit, woraus sich die Entfernung von einem Objekt zur Kamera bestimmen lässt [1]. Sind die Modulationsfrequenz *f* und die Phasenverschiebung *φ* bekannt, so ergibt sich mit (3.1) und

$$t = \frac{\phi}{2\pi f} \tag{3.2}$$

die Distanz *d:*

$$d = \frac{1}{2} \cdot c_0 \cdot \frac{\phi}{2\pi f} \tag{3.3}$$

Ein Vorteil des AMCW-Verfahrens besteht darin, dass durch das periodische Signal variable Integrationszeiten bei der Messung genutzt werden können. Dadurch kann zum Beispiel der Einfluss von Umgebungslicht reduziert werden [7]. Außerdem kann über die Integrationszeit das Signal-to-Noise Ratio (SNR) im PMD und dadurch die Auflösung einer ToF Kamera beeinflusst werden [1]. Nachteilig wirkt sich aus, dass aus einer gemessenen Phasenverschiebung nicht eindeutig eine Distanz abgeleitet werden kann. Ab einem Abstand, der einer Phasenverschiebung größer als 2π entspricht, treten Wraparound-Effekte auf. Dies lässt sich auf zwei Arten vermeiden: Zum einen ist es möglich, zwei Messungen hintereinander mit unterschiedlichen Modulationsfrequenzen durchzuführen. Ein Vergleich der Ergebnisse beider Messungen führt zu einer eindeutigen Distanz [3]. Zum anderen lässt sich der sogenannte Eindeutigkeitsbereich vergrößern, indem eine geringere Modulationsfrequenz gewählt wird. Dies hat aber bei gleichbleibend genauer Messung der Phasenverschiebung eine geringere Auflösung der Distanz zufolge. Die Modulationsfrequenz des optischen Signals bei ToF Kameras liegt üblicherweise in einem Bereich von 10 MHz bis 100 MHz. Eine Frequenz von 100 MHz resultiert in einem Eindeutigkeitsbereich von 1,5 m [1].

Da AMCW-ToF Kameras momentan am Massenmarkt eine deutlich größere Rolle spielen und somit viel häufiger vorkommen als Kameras mit Pulsmodulation, liegt der Fokus im Folgenden auf Kameras mit AMCW-Verfahren.

3.1.2 Rolle der Beleuchtung

Die Beleuchtung ist eine der Schlüsselkomponenten einer ToF Kamera. Sie emittiert das modulierte. optische Signal, welches den Raum ausleuchtet und für die Messung der

Distanzen notwendig ist. Es werden hohe Anforderungen an die Beleuchtung gestellt. So soll die Beleuchtung für eine große Auflösung und Reichweite eine hohe Strahlungsleistung aufweisen. Außerdem muss das elektrische Modulationssignal möglichst exakt in der optischen Domäne wiedergeben werden. Die Beleuchtung muss eine hohe Bandbreite aufweisen, um Rechtecksignale mit bis zu 100 MHz emittieren zu können. Dabei spielen die Anstiegs- und Abfallzeiten der Signalflanken eine große Rolle. Sie müssen möglichst steil ausfallen, um bei hohen Modulationsfrequenzen und geringen Pulsbreiten hohe Amplituden erreichen zu können [3]. Zum Beispiel dürfen für eine Modulationsfrequenz von 100 MHz mit einem Duty Cycle (DC) von 50 % die Steig- und Fallzeiten maximal 2,5 ns betragen. Die Signalform entspräche bei diesem Beispiel einem Dreieck.

In einem PMD wird das reflektierte optische Signal aus der Umgebung absorbiert und ausgewertet. Dabei werden durch eintreffende Photonen in den Pixeln Ladungen aufgebaut. Aus diesen werden mithilfe des Referenzsignals die Phasenverschiebungen in jedem Pixel ermittelt [3]. Die aufgebaute Ladung ist abhängig von der Anzahl an Elektronen, die durch aufgenommenes Licht generiert werden. Diese Anzahl ist von verschiedenen Faktoren abhängig. Es spielen die Integrationszeit, die Eigenschaften des Sensors und der Optik, die Modulationsfrequenz, sowie die Beschaffenheit der Umgebung eine Rolle. All diese Einflüsse werden hier für eine besser Übersicht in K_{sys} zusammengefasst. Außerdem wirkt sich die Strahlungsleistung Φ_e der Beleuchtung und der Abstand d vom Objekt zum Sensor auf die Anzahl der generierten Elektronen Num_e aus [1]. Es ergibt sich in erster Näherung folgender Zusammenhang:

$$Num_e \approx \frac{\Phi_e}{d^2} \cdot K_{sys} \tag{3.4}$$

Bei steigender Entfernung von Objekt und Kamerasensor verringert sich die Elektronenanzahl etwa mit dem Quadrat der Distanz.

Im Betrieb spielt das SNR in jedem Pixel eines ToF Sensors eine große Rolle. Als Rauschquellen werden bei einem PMD thermisches Rauschen und Schrotrauschen identifiziert. Dabei stammt der größte Anteil des Schrotrauschens von unbeabsichtigt aufgenommenem Umgebungslicht [7]. Das Rauschen N setzt sich aus Elektronen, die von den benannten Rauschquellen generiert werden, zusammen. Das Signal S entspricht den Elektronen, die aufgrund des modulierten optischen Signals entstehen. Der Kehrwert des SNR stellt neben einigen hardware- und verfahrensspezifischen Konstanten, die hier in K_{PMD} zusammengefasst werden, einen wichtigen Faktor bei der Bestimmung der Messunsicherheit einer ToF Kamera dar [1]:

$$dz = \frac{1}{2} \cdot c_0 \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{N}{S} \cdot K_{PMD} \tag{3.5}$$

Die Messunsicherheit dz bestimmt letztendlich die erzielbare Reichweite einer ToF Kamera. Je größer das Signal im Vergleich zum Rauschen ausfällt, desto kleiner ist die Messunsicherheit und desto größer wird die erreichbare Auflösung der Distanzen. Signalwerte, die gegenüber dem Rauschen zu klein ausfallen, verschwinden unter dem

Rauschteppich und können nicht ausgewertet werden. Wie in (3.4) gezeigt, kommt dieses Verhalten vorrangig bei großen zu betrachtenden Distanzen zum Tragen. Starkes Umgebungslicht steigert das Schrotrauschen, wodurch das Signal ebenfalls schneller unter den Rauschteppich fällt. Beide Effekte können parallel auftreten. Somit kann hier bewertet werden, dass für den Betrieb einer ToF Kamera bei starkem Umgebungslicht und bei einem großen zu erzielenden Messbereich die verwendete aktive Beleuchtung möglichst leistungsstark ausfallen sollte.

Als Lichtquelle kommen bei ToF Kameras in der Regel LED oder Diodenlaser zum Einsatz. Dabei ist es üblich, dass die Beleuchtung in einem Wellenlängenbereich arbeitet, der vom menschlichen Auge nicht wahrgenommen wird. Zum Beispiel kann dafür Strahlung im NIR oder Infraroten mit einer Wellenlänge von 800 nm bis 1000 µm eingesetzt werden [3]. So beeinträchtigt die Nutzung einer ToF Kamera nicht den optischen Eindruck der Umgebung, in der sie verwendet wird.

Die meisten aktuell am Markt erhältlichen ToF Kameras integrieren die Komponenten Beleuchtung und Sensormatrix in einem Gehäuse. Dies ist nicht unbedingt nötig. Beide Systemteile können auch getrennt voneinander installiert und über geeignete Schnittstellen verbunden werden. Dies ist möglich, da durch Kalibrierung ein Nullpunkt definiert werden kann, der den Abstand zwischen Sensor und Beleuchtung ausgleicht [1]. Dabei muss darauf geachtet werden, dass die Kamera den von der Beleuchtung abgedeckten Raum möglichst vollständig erfasst.

3.2 Photodiode

Die Photodiode ist ein Halbleiterbauteil, welches elektromagnetische Strahlung wie zum Beispiel Licht in einen elektrischen Strom wandelt. Sie wird in Sperrrichtung betrieben und häufig dann eingesetzt, wenn Licht gemessen oder als Signal detektiert werden soll. Das Funktionsprinzip der Photodiode basiert auf dem inneren Photoeffekt. Dieser beschreibt die Wirkung von Photonen auf Ladungsträger in einem Halbleiter. Wird der Halbleiter durch einfallendes Licht angeregt, werden Elektronen aus dem Valenzband ins Leitungsband gehoben [8]. Wird die Photodiode in Durchlassrichtung betrieben, verhält sie sich wie eine Gleichrichterdiode und kann nicht als Detektor genutzt werden.

3.2.1 Aufbau und Funktion

Eine Photodiode besteht aus einem Halbleitermaterial mit einem p- und einem n-dotierten Bereich. Zwischen den beiden Gebieten bildet sich eine Raumladungszone (RLZ) aus [9]. Trifft ein Photon auf die RLZ, kann es dort absorbiert werden und ein Ladungsträgerpaar generieren. Die so zur Verfügung stehenden Ladungsträger werden durch das in der RLZ vorherrschende elektrische Feld voneinander getrennt. Die Löcher wandern in das n-dotierte und die Elektronen in das p-dotierte Gebiet. Dort bilden sie eine elektrische Ladung, die über eine externe leitende Verbindung der beiden Bereiche abgebaut werden kann. Der dann fließende Strom ist der sogenannte Photostrom. Er ist annähernd proportional zum Fluss der absorbierten Photonen [10].

Ob ein Photon in der RLZ absorbiert werden kann, hängt vom Bandabstand des verwendeten Halbleitermaterials und von der Quantenenergie des Photons ab. Die

Quantenenergie E_{ph} ergibt sich aus der Wellenlänge λ des einfallenden Lichts und den Konstanten des Planckschen Wirkungsquantums h und der Lichtgeschwindigkeit c_0 [10]. Es gilt:

$$E_{ph} = h \cdot f = h \cdot \frac{c_0}{\lambda} \tag{3.6}$$

Damit ein Photon absorbiert werden kann, muss die Quantenenergie größer sein als die Energie ΔW, die aufgebracht werden muss, um ein Elektron aus dem Valenzband ins Leitungsband zu heben. Diese Energie, die mit der Bandlücke gleichzusetzen ist, ist materialabhängig. Damit ein Photon absorbiert werden kann, ergibt sich für die Wellenlänge des Photons mit (3.6) folgende Bedingung:

$$E_{ph} > \Delta W \quad \rightarrow \quad \lambda < h \cdot \frac{c_0}{\Delta W} \quad \rightarrow \quad \Delta W < h \cdot \frac{c_0}{\lambda} \tag{3.7}$$

Ist die Wellenlänge eines Photons zu groß, kann in der RLZ der Photodiode kein Ladungsträgerpaar generiert werden. Der Bandabstand des Halbleiters ist im Verhältnis zur Wellenlänge zu groß. Die Materialwahl des Halbleiters der Photodiode ist also abhängig davon, welche Wellenlängen das Licht aufweist, das absorbiert werden soll. Im sichtbaren und infraroten Bereich des Lichts werden hauptsächlich Photodioden auf Silizium- und Germanium-Basis verwendet. Diese können typischerweise Wellenlänge bis 1100 nm bzw. 1900 nm absorbieren [8].

Neben der Wellenlänge des einfallenden Lichts wirkt sich auch der Aufbau der RLZ auf das Absorptionsverhalten des Halbleiters aus. Um möglichst viele Photonen absorbieren zu können, werden Photodioden üblicherweise in einer Horizontalen Ausrichtung betrieben. Der aktive Bereich einer diskreten Photodiode beträgt typischerweise $0{,}1\,\text{mm}^2$ bis $100\,\text{mm}^2$ [10]. Außerdem werden Photodioden so konstruiert, dass die Absorptionsregion nicht nur in der Fläche, sondern auch in der Tiefe möglichst groß ist. Es kann zum Beispiel eine Sperrspannung an die Diode angelegt werden. Dadurch vergrößert sich der aktive Bereich der Photodiode, in der Photonen absorbiert werden und zum Photostrom beitragen können. Die so erreichte Vergrößerung der RLZ wirkt sich positiv auf das Zeitverhalten aus. Es werden durch den größeren Abstand zwischen den dotierten Bereiche parasitäre Kapazitäten reduziert. Negativ wirkt sich aus, dass nun kontinuierlich ein geringer Sperrstrom (Dunkelstrom) durch die Diode fließt [10].

3.2.2 pin-Photodiode

Eine weitere Möglichkeit zur Vergrößerung der Absorptionsregion sieht zwischen dem p- und n-dotierten Halbleiterbereich eine undotierte Halbleiterschicht vor. Eine Diode mit solch einem Aufbau wird wegen ihres internen Aufbaus aus der p- und n-dotierten Schichten mit einem dazwischen liegenden intrinsischen (i) Bereich pin-Photodiode genannt. Der schematische Aufbau einer solchen Diode ist in Abbildung 3.2 dargestellt.

Für eine Verbesserung des Zeitverhaltens kann zusätzlich eine Sperrspannung angelegt werden.

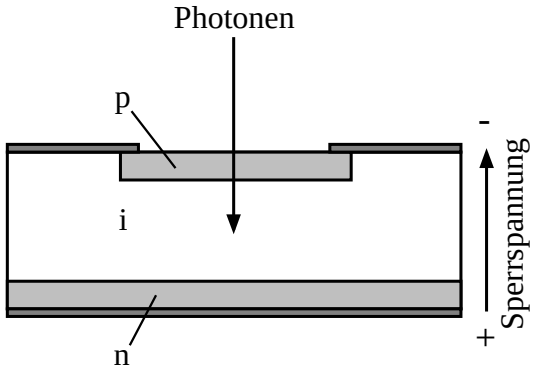

Abbildung 3.2: Aufbau einer pin-Photodiode mit p-, n-dotierter und intrinsischer Schicht; für ein besseres Zeitverhalten kann eine Sperrspannung angelegt werden (nach [8])

Die eingefügte undotierte Halbleiterschicht wirkt wie eine zusätzliche RLZ und absorbiert Photonen. Dadurch können auch Photonen mit einer größeren Eindringtiefe in das Material aufgenommen werden. Außerdem werden durch die vergrößerte RLZ kapazitive Anteile der Diode deutlich verringert. So sind Grenzfrequenzen von 100 MHz bis 1 GHz erzielbar [9]. Die intrinsische Schicht bewirkt aber auch, dass die generierten Ladungsträger eine längere Strecke zurücklegen müssen, bis sie in die dotierten Halbleiterbereiche gewandert sind und einen Photostrom bilden können. Dies ist als zeitliche Verzögerung zu berücksichtigen [10]. Dem kann durch das Anlegen einer Sperrspannung entgegengewirkt werden. Das elektrische Feld innerhalb des Halbleiters wird so vergrößert, wodurch die Ladungsträger schneller aus der RLZ befördert werden.

3.2.3 Anwendung

Für die Konzeption einer Schaltung mit einer Photodiode ist der Zusammenhang der Strahlungsleistung Φ_e des einfallenden Lichts und dem Photostrom I_{ph} von Bedeutung. Eine Photodiode verhält sich so, dass der Photostrom etwa in linearer Abhängigkeit zur Strahlungsleistung steigt. Die grundsätzliche Kennlinie einer Photodiode entspricht dabei einer normalen Diode. Trifft Licht auf die Diode und wird ein Photostrom erzeugt, verschiebt sich die Diodenkennlinie im U-I-Diagramm um den Photostrom nach unten. Dieses Verhalten und die Kennlinie einer Photodiode ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

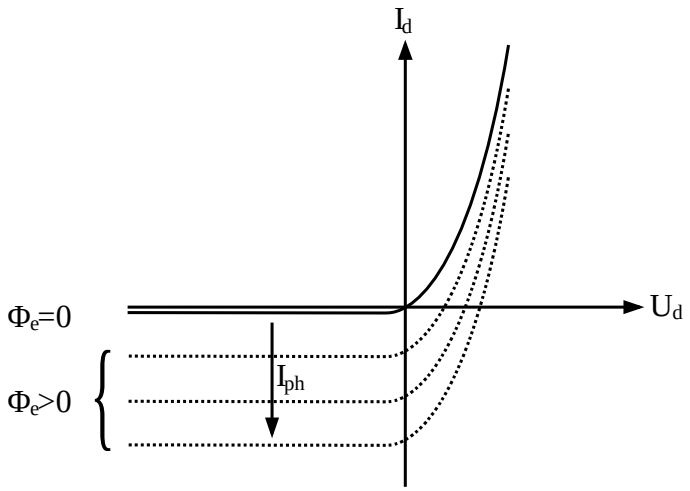

Abbildung 3.3: Kennlinie einer Photodiode; das absorbiertes Licht verschiebt die Diodenkennlinie um Photostrom I_{ph} nach unten (nach [10])

Ist keine Spannung von außen an die Photodiode angelegt (U_d=0), wird sie im sogenannten Kurzschlussbetrieb betrieben [10]. Der Photostrom ist direkt messbar. Wird hingegen in der Anwendung eine Sperrspannung (U_d<0) verwendet, so wird die Photodiode im dritten Quadranten des U-I-Diagramms betrieben. Zusätzlich zum auftretenden Photostrom muss der durchgängig vorhandene Dunkelstrom beim Schaltungsdesign berücksichtigt werden.

3.3 Transimpedanzverstärker

Ein Transimpedanzverstärker (TIV) ist eine Verstärkerschaltung, die zur Wandlung von Strom- in Spannungssignale verwendet wird. Sie kommt häufig in der Messtechnik zum Einsatz, wo kleine Messströme in leicht auswertbare Spannungen übersetzt werden müssen. Dabei steht die Ausgangsspannung in einem festen Verhältnis zum Eingangsstrom. Dieses Verhältnis wird als Transimpedanz bezeichnet und ergibt sich aus den Bauteilwerten der Verstärkerschaltung.

Eine Transimpedanzverstärkerschaltung besteht im einfachsten Fall aus einem Operationsverstärker (OPV) und einem Widerstand im Gegenkoppelpfad. Der nichtinvertierende Eingang des OPV ist mit Ground (GND) verbunden, der invertierende dient als Eingang. Die grundlegende Schaltung eines TIV ist in Abbildung 3.4 abgebildet.

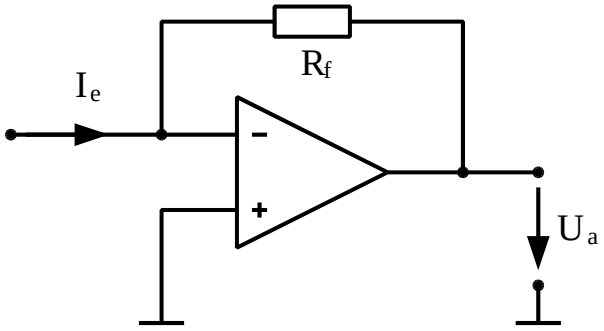

Abbildung 3.4: grundlegende Schaltung eines Transimpedanzverstärkers bestehend aus OPV und Gegenkopplungswiderstand (nach [11])

Für einen idealen OPV mit unendlicher Verstärkung wird über den Widerstand R_f im Signalpfad der Gegenkopplung eingestellt, welche Spannung U_a sich am Ausgang für einen gegebenen Eingangsstrom I_e einstellt [11]. Unter der Annahme, dass zwischen den beiden Eingängen des OPV keine Spannungsdifferenz herrscht und die Eingangswiderstände des OPV unendlich groß sind, gilt:

$$U_a = -R_f \cdot I_e \tag{3.8}$$

Ein realer OPV besitzt im Gegensatz zum idealen Bauteil keine unendliche Verstärkung. Die Verstärkung eines OPV ohne externe Beschaltung wird als Differenzverstärkung bezeichnet und wird im Datenblatt eines OPV angegeben. Dieser Wert ist üblicherweise für eine Gleichspannung definiert. Bei steigender Frequenz des Eingangssignals nimmt die Verstärkung aufgrund von parasitärer Effekten im OPV ab. Um dieses Verhalten erfassen zu können, geben Bauteilhersteller das sogenannte Verstärkungs-Bandbreitenprodukt oder auch Gain Bandwidth Product (*GBWP*) an. Es setzt sich aus dem Produkt von der Verstärkung bei einer gegebenen Frequenz mit eben dieser Frequenz zusammen. Dadurch wird die maximale Verstärkung limitiert, die bei einer gewünschten Signalfrequenz mit dem jeweiligen OPV erzielt werden kann. Der angegebene Wert für das *GBWP* gilt für alle Frequenzen über der Grenzfrequenz, bei dem die Verstärkung des OPV um 3 dB abgefallen ist [9].

Für die Auslegung einer Transimpedanzverstärkerschaltung mit zeitabhängigen Eingangssignalen muss auf das frequenzabhängige Verhalten des OPV Rücksicht genommen werden. Außerdem kommen weitere parasitäre Effekte der Schaltung zum tragen. Einen Überblick über die relevanten parasitären Anteile der Schaltung aus Abbildung 3.4 wird in Abbildung 3.5 gegeben. Außerdem ist ein aus Stabilitätsgründen hinzugefügter Kondensator C_f in der Gegenkopplung dargestellt [12].

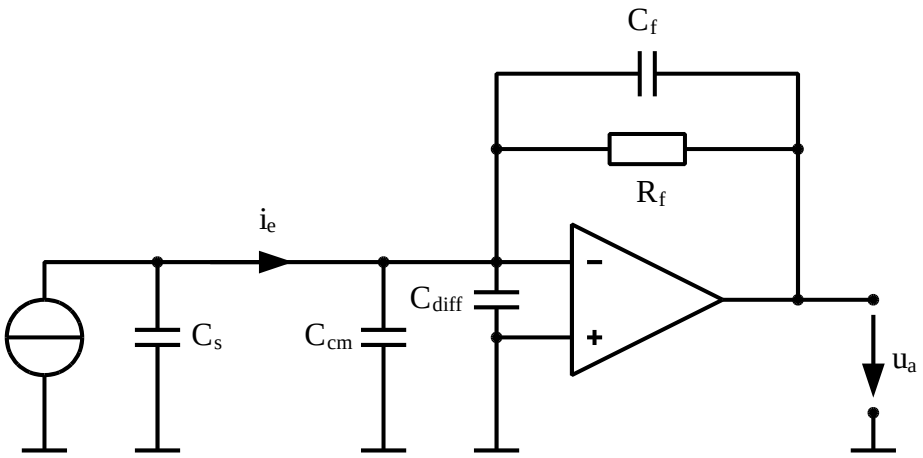

Abbildung 3.5: Transimpedanzverstärkerschaltung mit parasitären Komponenten (nach [12]).

Die drei Kapazitäten C_s, C_{cm} und C_{diff} geben die parasitären Eigenschaften der verwendeten Bauteile und des Leiterplattenlayouts wieder:

- C_s entspricht der Kapazität der Stromquelle (Source).
- C_{cm} entspricht der common-mode Kapazität des OPV und den entsprechenden parasitären Kapazitäten der Leiterbahnen.
- C_{diff} entspricht der differentiellen Kapazität des OPV und den entsprechenden parasitären Kapazitäten der Leiterbahnen.

Sie werden als Eingangskapazität C_i zusammengefasst:

$$C_i = C_s + C_{cm} + C_{diff} \tag{3.9}$$

Die im Folgenden vorgestellte Auslegung der Transimpedanzverstärkerschaltung aus Abbildung 3.5 für eine gewünschte Bandbreite und Transimpedanz basiert auf einem Application Note von Texas Instruments (TI) [13]. Als Bandbreite ist dabei der Frequenzbereich bis zur Frequenz f_{-3dB} definiert, an der der Ausgangspegel gegenüber dem einer Gleichspannung um 3 dB abfällt. Die Eingangskapazität C_i sowie das *GBWP* des verwendeten OPV sind bekannt.

Für Gleichströme wird durch die gewünschte Ausgangsspannung im Bereich von U_{a_min} bis U_{a_max} bei einem Eingangsstrom I_e der Gegenkopplungswiderstand R_f definiert:

$$R_f = -\frac{U_{a_max} - U_{a_min}}{I_e} \tag{3.10}$$

Bei zeitabhängigen Strömen muss zusätzlich das Frequenzverhalten der Schaltung einbezogen werden. Dieses begrenzt den maximal wählbaren R_f.

Der Kondensator C_f in der Gegenkopplung wird durch

$$C_f \leq \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot f_{-3dB}} \tag{3.11}$$

festgelegt. Dabei gilt die Transimpedanzverstärkerschaltung laut [13] als stabil, wenn das *GBWP* des gewählten OPV die Bedingung

$$GBWP > \frac{C_i + C_f}{2\pi \cdot R_f \cdot C_f^2} \tag{3.12}$$

erfüllt. Für eine maximale Transimpedanz ergibt sich aus (3.11) und (3.12) für eine gegebene Bandbreite f_{-3dB} der maximal wählbare Widerstand R_f:

$$R_f < \frac{GBWP - f_{-3dB}}{2\pi \cdot C_i \cdot f_{-3dB}^2} \tag{3.13}$$

3.4 MOSFET

Ein Metal-Oxid-Semiconductor Field-Effect-Transistor (MOSFET) ist ein Halbleiterbauteil, welches als elektronischer Schalter oder Verstärker eines elektrischen Signals verwendet wird. Im Gegensatz zu einem Bipolartransistor wird bei einem MOSFET nicht der Eingangsstrom verstärkt. Stattdessen führt eine angelegte Spannung am Eingang zum Stromfluss am Ausgang. MOSFET gibt es in unterschiedlichen Ausführungen: Bei sogenannten Anreicherungstypen wird der Ausgang nach Anlegen einer Eingangsspannung leitend, bei den Verarmungstypen sperrt hingegen der Ausgang. Außerdem wird mit den Ausführungen als n-Kanal und p-Kanal MOSFET zwischen der Polarität der Eingangsspannung unterschieden. Es kommt am häufigsten der n-Kanal MOSFET zum Einsatz [9].

3.4.1 Aufbau und Funktion

Ein diskreter MOSFET besitzt die drei Anschlüsse Gate, Drain und Source. Das Gate fungiert als Eingang des MOSFET. Zwischen Gate und Source wird eine Steuerspannung angelegt, welche sich auf den internen Widerstand zwischen Drain und Source auswirkt. Die Drain-Source-Strecke wird als Kanal bezeichnet [14].

Die Struktur des MOSFET basiert auf einem dotierten Halbleitersubstrat. Auf diesem sind unterschiedlich dotierte Halbleiterschichten und jeweils eine Schicht Metall und Oxid aufgetragen. Der schematische Aufbau eines MOSFET (hier ein n-Kanal Typ) ist in Abbildung 3.6 dargestellt.

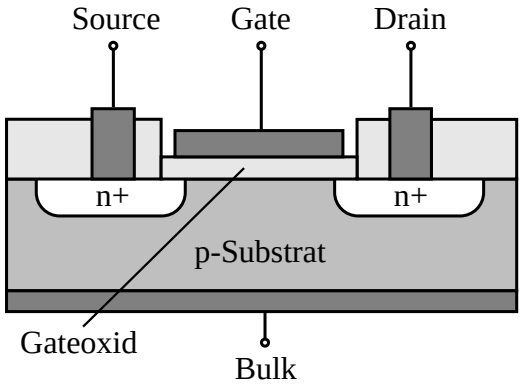

Abbildung 3.6: Aufbau eines n-Kanal MOSFET mit Drain-, Source-, Gate- und Bulk-Kontakt (nach [9])

In einem schwach p-dotiertes Substrat liegen in geringem Abstand zwei stark n-dotierte Gebiete. Diese sind über Elektroden kontaktiert und fungieren als Drain und Source. Über dem Bereich zwischen Drain und Source liegt oberhalb des Substrats eine äußerst dünne Oxidschicht [9]. Das darüber aufgebrachte Material stellt den Gate-Kontakt dar. Aufgrund der guten Isolationswirkung des Oxids entsteht zwischen Metall und Substrat ein Plattenkondensator, der als MOS-Kondensator bezeichnet wird. Das Substrat wird bei diskreten MOSFET über den sogenannten Bulk-Kontakt mit Source verbunden. Die im Folgenden dargestellte Funktionsweise eines n-Kanal MOSFET als Anreicherungstyp basiert auf [9]. Die typischen Kennlinien eines solchen MOSFET ist in Abbildung 3.7 dargestellt.

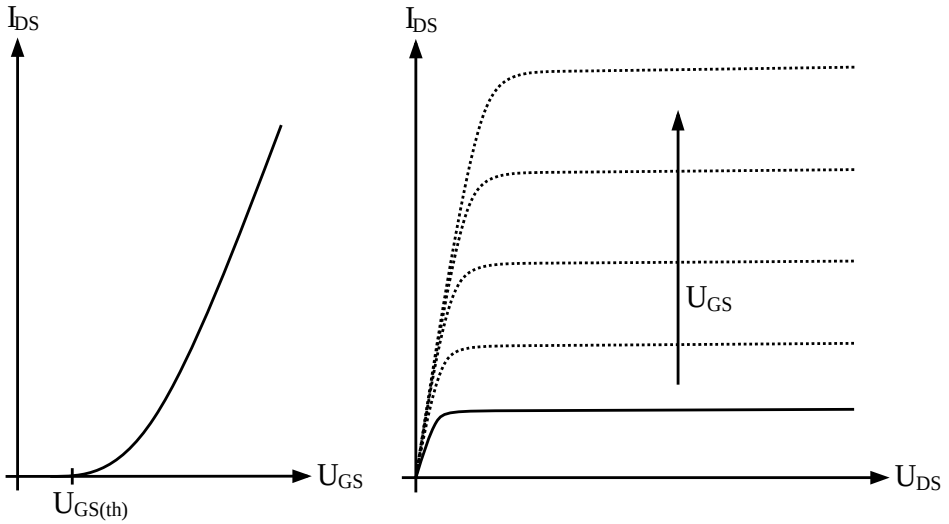

Abbildung 3.7: Kennlinien eines n-Kanal MOSFET als Anreicherungstyp (nach [9])

Im Grundzustand ohne angelegte Spannungen findet kein Ladungsträgeraustausch zwischen den n-dotierten Drain- und Source-Gebieten statt. Wird über den Gate-Anschluss eine Gate-Source-Spannung U_{GS} angelegt, wird der MOS-Kondensator geladen. Ist U_{GS}<0 V, sammeln sich durch die aufgebaute Ladung Löcher im Kanal an. Es fließt kein Strom zwischen Drain und Source. Ist U_{GS}>0 V, werden Elektronen, die in geringer Menge im Substrat vorkommen, angezogen. Es bildet sich ein RLZ im Kanal aus. Übersteigt U_{GS} eine Schwellenspannung $U_{GS(th)}$, setzt im Kanal eine Inversion der Ladungsträgerverhältnisse ein. Dadurch kann ein Ladungsträgeraustausch von Elektronen über die Drain-Source-Strecke stattfinden. Bei einer angelegten Drain-Source-Spannung U_{DS} fließt ein Strom I_{DS}. Dieser ist proportional zu U_{DS}. Überschreitet U_{DS} in Abhängigkeit zu U_{GS} einen bauteilspezifischen Wert, geht der MOSFET in die Sättigung und I_{DS} steigt nur noch minimal.

3.4.2 Dynamisches Verhalten

Ein MOSFET weist auch bei hohen Frequenzen ein gutes Schaltverhalten auf. Dieses ist durch geringe Schaltzeiten zwischen einem hoch- und niederohmigen Zustand und umgekehrt gekennzeichnet. Bei einem Bipolartransistor ergeben sich bei Betrieb mit hohen Frequenzen in der Sättigung große parasitäre Kapazitäten. Diese müssen beim Schaltvorgang umgeladen werden. Dies resultiert in längeren Schaltzeiten als bei einem MOSFET, der keine solch großen Kapazitäten bei Betrieb in der Sättigung aufweist [9]. Jedoch besitzt auch ein MOSFET parasitäre Anteile, die beim Betrieb mit hohen Schaltfrequenzen betrachtet werden müssen. Einen Überblick über die parasitären Komponenten gibt das Modell zur Betrachtung vom MOSFET als elektronischer Schalter in Abbildung 3.8.

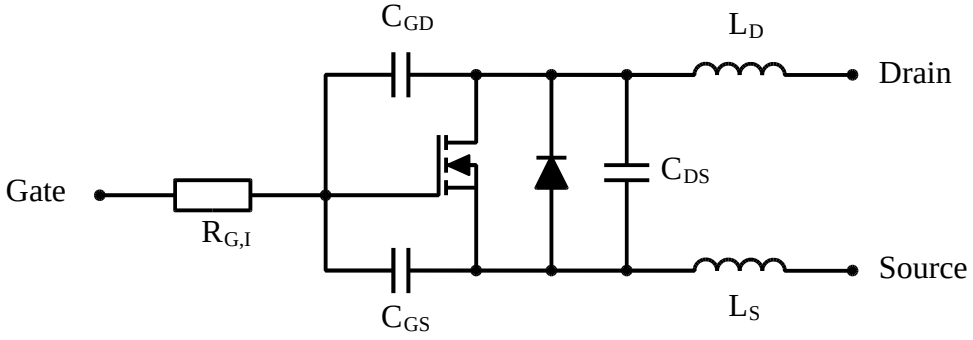

Abbildung 3.8: MOSFET-Modell für die Betrachtung des Schaltverhaltens mit parasitären Komponenten (nach [15])

Die Kapazitäten C_{GS}, C_{GD} und C_{DS} sind auf den internen Aufbau und die Geometrie der benachbarten Halbleitergebiete des MOSFET zurückzuführen [15]. Sie wirken sich auf das Schaltverhalten des MOSFET aus. In Datenblättern von MOSFET werden die Werte für C_{GS}, C_{GD} und C_{DS} üblicherweise nicht angegeben. Sie lassen sich aus den angegeben Werten C_{ISS}, C_{OSS} und C_{RSS} berechnen [16]:

$$\begin{aligned} C_{GS} &= C_{ISS} - C_{RSS} \\ C_{DS} &= C_{OSS} - C_{RSS} \\ C_{GD} &= C_{RSS} \end{aligned} \tag{3.14}$$

Beim MOSFET sind maßgeblich die Kapazitäten C_{GS} und C_{GD} für die Schaltzeit verantwortlich [17]. Der für die Steuerung des MOSFET verantwortliche MOS-Kondensator findet in der Kapazität C_{GS} Entsprechung. Er muss bei jedem Schaltvorgang zusammen mit der parallel dazu wirkenden Kapazität C_{GD} umgeladen werden. Um eine möglichst geringe Schaltzeit zu erreichen, wird ein möglichst großer Gate-Strom I_G für das schnelle Umladen benötigt. Dieser Strom wird üblicherweise von einem Gate-Treiber geliefert. Der Gate-Treiber stellt eine Quelle und Senke für die benötigten Ströme beim Ein- und Ausschalten des MOSFET dar. Er muss den Anforderungen der jeweiligen Schaltung in den Punkten Spitzenstrom und Bandbreite entsprechen. Der Strom, der für das Umladen der Eingangskapazität C_{ISS} nötig ist, kann mit (3.15) überschlagen werden [16].

$$I_G = C_{ISS} \cdot \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta t} \tag{3.15}$$

Dem Strom I_G wirkt der interne Gate-Widerstand $R_{G,I}$ des MOSFET entgegen. Er repräsentiert die ohmschen Verluste zwischen dem Gehäusekontakt und dem Gate-Bereich. Er muss bei der Auslegung des Gate-Treibers berücksichtigt werden. Neben dem Widerstand und den Kapazitäten sind in Abbildung 3.8 noch eine Diode und zwei Induktivitäten dargestellt. Die Diode über die Drain-Source-Strecke wird als Body Diode bezeichnet [15]. Sie entsteht durch den pn-Übergang zwischen den Halbleitergebieten für Drain und Source. Die Induktivitäten L_D und L_S sind hauptsächlich auf das Gehäusedesign des MOSFET zurückzuführen und variieren je nach verwendetem Package. Sie wirken sich durch ihre serielle Anordnung und das damit einhergehende Tiefpassverhalten begrenzend auf die zu erreichende Schaltgeschwindigkeit aus.

3.4.3 Schaltverhalten und Schaltzeiten

Das Schaltverhalten eines MOSFET lässt sich über eine Betrachtung der parasitären Komponenten untersuchen. Daraus lässt sich eine Abschätzung für die Schaltzeiten ableiten. Diese stellen eine Orientierung für die Bauteilwahl und Beurteilung der Schaltzeiten eines MOSFET in einer Anwendung dar. Die im Folgenden gezeigte Methode basiert auf [17], worin auch eine detailliert Herleitung der Formeln zu finden ist.

Dem Modell für die Abschätzung der Schaltzeiten liegt das in Abbildung 3.8 dargestellte Schema eines MOSFET zugrunde. Es werden der Gate-Kontakt mit den parasitären Komponenten $R_{G,il}$, C_{GS} und C_{GD}, sowie alle externen Widerstände im Signalpfad zwischen Gate-Treiber und MOSFET betrachtet. C_{GS} und C_{GD} werden hier als Eingangskapazität C_{ISS} betrachtet. $R_{G,I}$ und alle externen Gate-Widerstände werden in

R_G zusammengefasst. Außerdem fließen in die Beurteilung des Schaltverhaltens die Schwellenspannung $U_{GS(th)}$ und Gate-Plateau-Spannung $U_{plateau}$ ein. Beide Werte sind bauteilspezifisch und werden im Datenblatt eines MOSFET angegeben. C_{DS}, L_S und L_D gehen nicht in die Abschätzung ein. Der MOSFET wird isoliert und ohne eine angeschlossene Last betrachtet. Die Betrachtung basiert auf einer angelegten Eingangsspannung U_{GS} mit einer rechteckigen Signalform und einer konstanten Versorgungsspannung U_{DS}. Über die Drain-Source-Strecke fließt ein Strom I_{DS}.

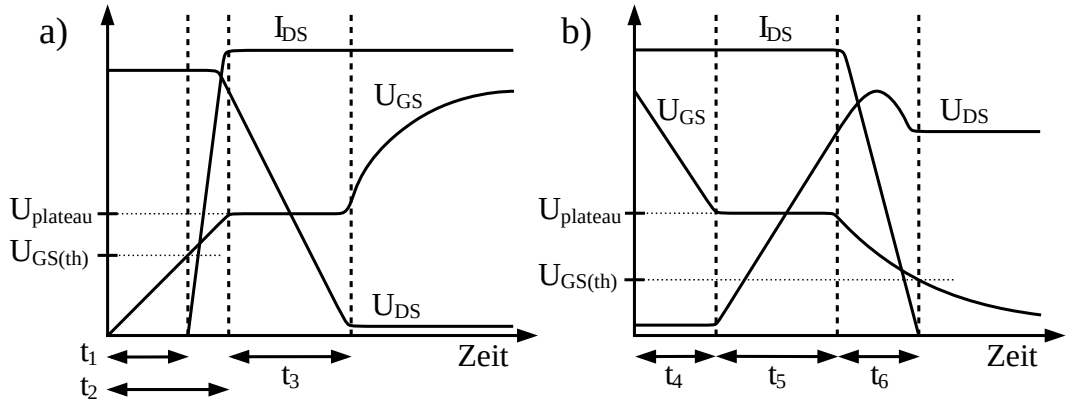

Abbildung 3.9: Einschaltverhalten (a) und Ausschaltverhalten (b) eines MOSFET (nach [17])

Der MOSFET weist das in Abbildung 3.9 dargestellte Ein- und Ausschaltverhalten auf. Die Form der gezeigten Signale U_{GS}, U_{DS} und I_D wird durch die parasitären Komponenten des MOSFET bestimmt. Die zeitlichen Größen, die sich an den Signalverläufen orientieren, lassen sich wie folgt bestimmen:

$$t_1 = R_G \cdot C_{ISS} \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\frac{U_{GS(th)}}{U_{GS}}}\right) \tag{3.16}$$

$$t_2 = R_G \cdot C_{ISS} \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\frac{U_{plateau}}{U_{GS}}}\right) \tag{3.17}$$

$$t_4 = R_G \cdot C_{ISS} \cdot \ln\left(\frac{U_{GS}}{U_{plateau}}\right) \tag{3.18}$$

$$t_6 = R_G \cdot C_{ISS} \cdot \ln\left(\frac{U_{plateau}}{U_{GS(th)}}\right) \tag{3.19}$$

Für die Berechnung von t_3 und t_5 kann die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} nicht direkt verwendet werden, da diese sich mit der Drain-Source-Spannung U_{DS} ändert. Stattdessen wird sie über das Verhältnis der im Datenblatt festgehaltenen Gate-Drain-Ladung $Q_{GD(D)}$ zur Drain-Source-Spannung $U_{DS(D)}$, für die sie angegeben ist, angenähert.

$$t_3 = R_G \cdot \frac{Q_{GD(D)}}{U_{DS(D)}} \cdot \frac{U_{DS}}{U_{GS} - U_{plateau}} \approx t_r \tag{3.20}$$

$$t_5 = R_G \cdot \frac{Q_{GD(D)}}{U_{DS(D)}} \cdot \frac{U_{DS}}{U_{plateau}} \approx t_f \tag{3.21}$$

Diese so berechneten zeitlichen Werte lassen sich als Indikatoren für die zu erwartenden Ein- und Ausschaltzeiten eines MOSFET heranziehen. Das Einschaltverhalten (a) in Abbildung 3.9 zeigt, dass U_{DS} nach dem Anlegen von U_{GS} etwa eine Zeit t_3 benötigt, um komplett abzufallen. Dies entspricht etwa der Anstiegszeit t_r eines MOSFET. Ähnliches ist beim Ausschaltverhalten (b) zu beobachten. Fällt U_{GS} ab, so benötigt U_{DS} die Zeit t_6, um wieder auf den Pegel der Versorgungsspannung zu steigen. Das entspricht etwa der Abfallzeit t_f. Es ist wichtig anzumerken, dass diese Betrachtung des MOSFET in Isolation nur eine Abschätzung des Schaltverhaltens in erster Näherung gestattet. Die Bauteileigenschaften von weiteren Schaltungsteilen gehen nicht in die Untersuchung ein und können die Schaltzeiten negativ beeinflussen.

3.5 VCSEL

Ein Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL) bezeichnet einen Halbleiterlaser, der das Laserlicht orthogonal aus der horizontalen Halbleiterfläche emittiert. Dadurch unterscheidet sich ein VCSEL vom herkömmlichen Halbleiterlaser (Kantenemitter), welcher das Laserlicht horizontal aus der Schnittkante des Wafers, auf dem er aufgebaut wurde, abgibt. Die VCSEL-Technologie ist noch recht jung. Sie wurde Ende des 20. Jahrhunderts vorgestellt und findet seitdem schrittweise immer größeren Einsatz [18]. VCSEL werden stetig weiterentwickelt und sind Gegenstand der aktuellen Forschung.

3.5.1 Aufbau und Funktion

Ein VCSEL basiert wie auch der Kantenemitter auf der Funktionsweise eines Diodenlasers. Es kommt eine Halbleiterstruktur wie bei einer Diode zum Einsatz. Die folgende Erläuterung des Aufbaus eines Halbleiterlasers basiert auf [8].

Der Diodenlaser besteht aus einem jeweils stark p- und n-dotierten Bereich. Es bildet sich eine RLZ in der Grenzschicht zwischen den beiden Gebieten aus. Wird eine Spannung in Durchlassrichtung an den Diodenlaser angelegt, fließt ein Strom. Freie Ladungsträger wandern in Richtung der RLZ, wo sie rekombinieren. Dabei wird Energie spontan in Form von Photonen frei. Der Halbleiter definiert dabei durch seine Materialeigenschaften, welche Wellenlänge die emittierten Photonen aufweisen. Für

Wellenlängen von 750 nm bis 980 nm kann zum Beispiel GaAlAs eingesetzt werden. Durch die hohe Dotierung des Halbleiters kommt es im Bereich der RLZ zu einer Besetzungsinversion der Ladungsträger. In diesem als aktive Zone bezeichneten Bereich findet eine Lichtverstärkung statt. An reflektierenden Halbleiterstrukturen werden generierte Photonen mit den gewünschten Eigenschaften (Abstrahlrichtung, Frequenz, Phasenlage) zurück gelenkt. Sie treffen wieder auf die aktiven Zone, wo sie weitere Photonen mit denselben Eingenschaften generieren. Es folgen weitere Reflexionen und Verstärkungen, bis ein Gleichgewichtswert erreicht ist. Durch die leicht durchlässigen Reflektoren wird Laserlicht emittiert.

Der Aufbau eines VCSEL unterscheidet sich deutlich von dem eines Kantenemitters. Der schematische Aufbau beider Halbleiterlaser ist in Abbildung 3.10 dargestellt.

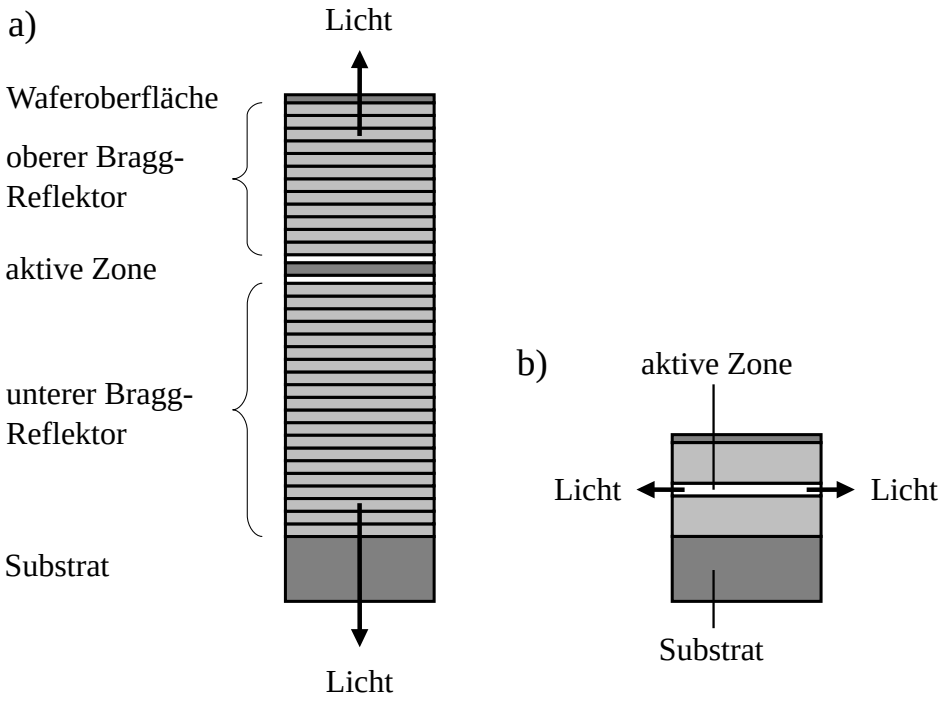

Abbildung 3.10: schematischer Aufbau eines VCSEL mit dargestellter Emission von Top- und Bottom-Emitter (a) und eines Kantenemitters (b) (nach [18],[8])

Bei einem Kantenemitter (b) liegt die aktive Zone horizontal zum Substrat. Das Laserlicht wird horizontal in beide Richtungen emittiert. Die vertikalen Schnittflächen dienen aufgrund von unterschiedlichen Brechungsindizes von Halbleiterstruktur und Luft als Resonator [8]. Durch verspiegelte und angeraute Schnittflächen, kann bestimmt werden, aus welcher Seite der Laser emittieren soll.

Ein VCSEL (a) besitzt ebenfalls eine horizontal angeordnete aktive Zone. Die Emission des Laserlichts erfolgt aber vertikal zum Substrat. Über und unter der aktiven Zone sind viele dünne Schichten mit unterschiedlichen Brechungsindizes angeordnet. Sie dienen als Spiegel und werden als Bragg-Reflektor bezeichnet [18]. Über die Reflektivität der Spiegel kann gesteuert werden, ob ein VCSEL das Laserlicht nach

oben (Top-Emitter) oder unten (Bottom-Emitter) emittiert. Letzteres wird durch die Transparenz des häufig verwendeten Substrats aus GaAs für Wellenlängen von 900 nm bis 1000 nm möglich.

3.5.2 Bauteileigenschaften

Ein VCSEL unterscheidet sich aufgrund seines Aufbaus von Kantenemittern oder LED. Aufgrund der neuen Technologie sind noch nicht alle bauteilspezifischen Eigenschaften von VCSEL hinreichend genug untersucht und bekannt. Es sollen hier die für diese Arbeit relevanten Eigenschaften betrachtet werden:

- VCSEL können wegen des horizontalen Aufbaus und der vertikal zum Substrat erfolgenden Laseremission auf einem Wafer in Arrays angeordnet und getestet werden [8].
- Durch die Anordnung vieler VCSEL in einem Array können hohe Strahlungsleistungen erzielt werden. Ausgangsleistungen von 0,5 W bis 4 W sind keine Seltenheit [19].
- VCSEL weisen ein sehr gutes Schaltverhalten auf. Es ist von Schaltzeiten im Bereich mehrerer Hundert Picosekunden zu lesen [19].
- Die typische Abstrahlcharakteristik eines einzelnen VCSEL ist kreisrund mit einer geringen Divergenz [8]. Bei Verwendung eines Diffusors kann auch eine möglichst homogene Abstrahlung mit großem Öffnungswinkel erreicht werden [19].
- VCSEL sind anfällig auf elektrostatische Entladungen und sollten dagegen geschützt werden. Es wird empfohlen auf Schaltungsebene eine Diode zum Schutz vor Electrostatic Discharge (ESD) parallel zu einem VCSEL vorzusehen. Bei hochfrequenten Anwendungen muss der Einsatz einer solchen Diode aufgrund ihrer parasitären Einflüsse auf die Schaltung gesondert bewertet werden [20].
- Über die parasitären Komponenten eines VCSEL wurde bisher kaum etwas veröffentlicht. Aufgrund des Aufbaus aus p- und n-dotierten Halbleitergebieten kann von einem Verhalten wie bei einer Diode ausgegangen werden. Zusätzlich werden bei hohen Frequenzen durch den Schichtenaufbau der Halbleiterstruktur vermutlich kapazitive Effekte auftreten.

4 Konzept

Das zu entwickelnde System einer NIR Beleuchtung mit optischen Trigger für AMCW-Time-of-Flight Kameras wird in drei Funktionsblöcke aufgeteilt. Diese lassen sich anhand des Blockschaltbilds in Abbildung 4.1 nachvollziehen:

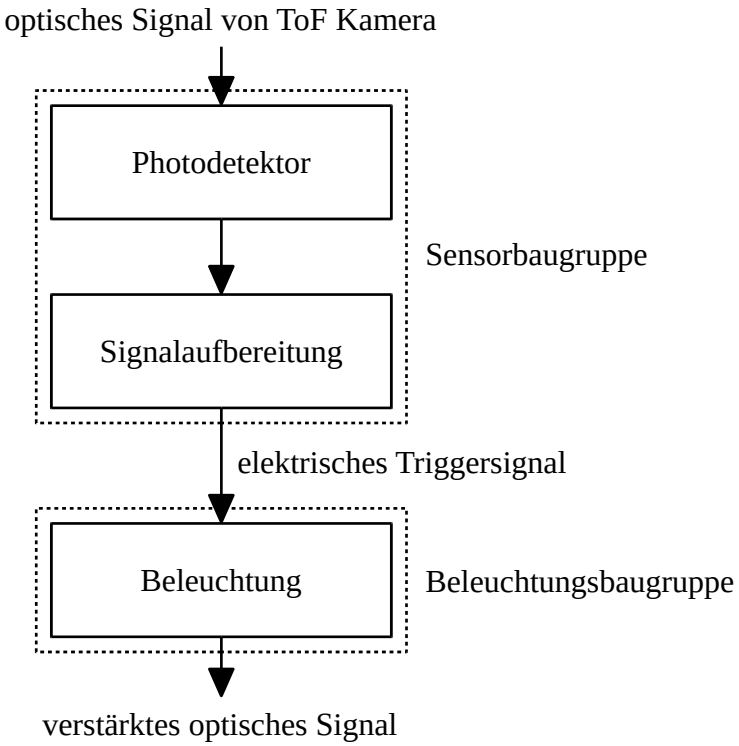

Abbildung 4.1: Blockschaltbild der externen Beleuchtung mit optischem Trigger; das System besteht aus zwei Baugruppen und drei Funktionsblöcken

- Am Eingang des Systems kommt ein Photodetektor zum Einsatz. Das optische Signal einer ToF Kamera wird detektiert und in ein elektrisches Signal umgewandelt. Dieses wird später zur Ansteuerung der Beleuchtung verwendet.
- Es folgt eine Signalaufbereitung. Das gewonnene Signal wird verstärkt und auf die Übertragung zur Beleuchtung vorbereitet. Außerdem sind hier Anpassungen der Signalform möglich.
- Die Beleuchtung fungiert als Ausgang des Systems. Sie empfängt das elektrische Triggersignal der Sensorbaugruppe und emittiert ein korrespondierendes optisches Signal mit hoher Strahlungsleistung.

Die Funktionsblöcke des Systems werden in zwei Baugruppen zusammengefasst (Vgl. Abbildung 4.1). Die Sensorbaugruppe (SBG) beherbergt den Photodetektor und die anschließende Signalaufbereitung. Auf der Beleuchtungsbaugruppe (BBG) werden alle Komponenten der externen Beleuchtung zusammengefasst. Die externe Beleuchtung in Teilsysteme zu unterteilen bietet den Vorteil, dass beide Teile zeitlich unabhängig voneinander als eigenständige Leiterplatte entwickelt und getestet werden können. Bei einer Fehlfunktion einer einzelne Baugruppe kann diese verbessert und erneuert werden, ohne die andere Baugruppe verändern zu müssen. Beide Systeme werden so entworfen, dass sie miteinander verbunden und als ein Gesamtsystem betrachtet werden können. In einem späteren Schritt ist es denkbar beide Teilsysteme auf einer Leiterplatte zu vereinen oder eine Baugruppe im Zusammenspiel mit anderer Hardware einzusetzen. Nachteilig an dem Konzept der zwei Teilsysteme ist, dass durch die Verbindung der Baugruppen zusätzliche Komponenten für die Übertragung des Triggersignals benötigt werden. Diese können unbeabsichtigte Auswirkungen auf das Verhalten des Gesamtsystems haben. Außerdem muss für jede Baugruppe eine eigene Spannungsversorgung angefertigt werden, was einen Mehraufwand bedeutet.

Die folgenden Kapitel befassen sich mit der Konzeption und Umsetzung der externen Beleuchtung mit optischem Trigger. Die SBG und BBG werden dafür separat betrachtet. Es werden anhand von Auszügen aus den Schaltplänen die erarbeiteten Schaltungen ausgelegt. Außerdem liegt ein Fokus auf dem Leiterplattenlayout. Die vollständigen Schaltpläne und Layouts der Baugruppen sind in Anhang A dargestellt. Dort sind außerdem die Bill of Materials (BOM) der beiden Teilsysteme zu finden.

4.1 Leiterplattendesign

Bei der Entwicklung der externen Beleuchtung spielt neben dem Schaltungsentwurf das Layout der zu fertigenden Leiterplatten eine große Rolle. Das System soll laut Anforderungen für Rechtecksignale mit bis zu 100 MHz und Anstiegs- und Abfallzeiten von 2 ns und kleiner ausgelegt werden. Um dies erzielen zu können, muss die Schaltung eine sehr hohe Bandbreite aufweisen. Nach einer gängigen Betrachtung ist dafür mindestens das Fünffache der Frequenz des Rechtecksignals nötig. Die Amplituden höherer Frequenzanteile werden vernachlässigbar klein. Die so definierte Frequenz von 500 MHz wird als Vorgabe für die Bandbreite der externen Beleuchtung gestellt. Bei diesen hochfrequenten Signalen kann sich der Aufbau der Leiterplatten und deren parasitären Eigenschaften mitunter deutlich auf das Verhalten des Systems auswirken [21]. Im Folgenden werden einige praktische Designregeln vorgestellt, die bei der Konzeptentwicklung angewendet werden. Sie sollen dafür sorgen, dass die Baugruppen möglichst gut bei hohen Frequenzen arbeiten, wenig anfällig für Einstrahlung von außen sind und selber wenig störend nach außen wirken.

4.1.1 Designregeln für den Leiterplattenaufbau

Ein mehrlagiger Aufbau kann sich poisitiv auf die Funktion einer Leiterplatte auswirken. Zum Beispiel kann über eine entsprechende Anordnung der Lagen eine Dämpfung von Emission und Immission elektromagnetischer Strahlung erzielt werden.

Außerdem können bei parallel geführte Flächen für Spannungsversorgung und GND durch kapazitive Effekte sehr niederimpedante Spannungsversorgungen aufgebaut werden [22]. Dabei wirken die Kupferflächen wie ein Entkoppelkondensator und tragen zu einer stabilen Spannungsversorgung auch bei hochfrequentem Schaltverhalten bei. Vor allem für Schaltungen mit hochfrequenten Signalen und Anstiegs- und Abfallzeiten unter 5ns wird eine mehrlagige Leiterplatte empfohlen [22]. Leiterplatten mit vier Lagen können in Bezug auf Signalintegrität, elektromagnetische Verträglichkeit und Entkopplung gute Eigenschaften aufweisen. Noch besser verhalten sich sechslagige Leiterplatten. Sie sind allerdings teurer als vierlagige Ausführungen und können durch den höheren Kupferanteil des Materials schwieriger zu löten sein. Als Kompromiss zwischen den guten elektrischen Eigenschaften und einer guten Lötbarkeit soll bei der externen Beleuchtung ein vierlagiger Leiterplattenaufbau zum Einsatz kommen. Die verwendete Anordnung der Lagen ist in Tabelle 4.1 dargestellt. Sie verspricht vor allem eine gute Entkopplung, was sich positiv auf das Schaltverhalten bei einer erwarteten Frequenz von bis zu 100 MHz auswirken sollte [22].

Tabelle 4.1: verwendeter vierlagiger Leiterplattenaufbau

Layer	Funktion
1	Signal
2	GND
3	Spannungsversorgung
4	Signal

Die verwendete Groundfläche soll so wenig Löcher und Ausschnitte (Cutouts) wie möglich aufweisen. Eine durchgehende und dadurch niederimpedante Groundfläche ist für alle verwendeten Bauteile als Referenz wichtig. Dies wird besonders für Schaltungen mit hochfrequenten Signalen empfohlen [22]. Außerdem werden Signalleitungen, die direkt über einer Groundfläche angeordnet werden, gegen elektromagnetische Einflüsse geschirmt [23]. Sollten dennoch Cutouts in Spannungsversorgungs- oder Groundflächen vorgesehen werden, wird darauf geachtet, dass keine Signalleiter über diese verlaufen. Ein solcher Leiter hätte zufolge, dass der zurücklaufende Strom des Signals auf der Groundfläche einen längeren Weg um den Cutout nehmen muss. Dadurch können induktive Leiterschleifen entstehen, die unbeabsichtigte Auswirkungen auf das Signal oder eine Einkopplung von Störsignalen zufolge haben können [22].

Ungenutzte Flächen auf den Signallagen werden mit Groundflächen gefüllt und über Vias mit der innen liegenden Groundfläche verbunden. Dies trägt zu einer möglichst niederimpedanten Verteilung des Groundpotentials bei.

Für eine spätere Befestigung der Leiterplatten werden an den Ecken der Platten Bohrungen für die Aufnahme von Gewindeschrauben vorgesehen.

4.1.2 Designregeln für das Schaltungslayout

Jede verwendete integrierte Schaltung (IC) wird mit Entkoppelkondensatoren ausgestattet. Sie werden so nah wie möglich an einem IC platziert und verbinden üblicherweise die Spannungsversorgung des IC mit GND. Die Kondensatoren können zum Beispiel in einem Schaltmoment kurze und sehr hohen Spitzenströme liefern und Spannungseinbrüche in der Spannungsversorgung vermeiden [22]. Eine große Wirkung entfalten die Entkoppelkondensatoren, wenn diese eine möglichst geringe Impedanz aufweisen. Um dies über einen breiten Frequenzbereich zu erreichen, werden für gewöhnlich mehrere unterschiedlich große Kapazitäten mit geringer Equivalent Series Resistance (ESR) und Serieninduktivität parallel zueinander verwendet [21]. Es ist es üblich Keramikkondensatoren von 100 nF und Bauteile mit höheren Werten von einigen Microfarad zum Beispiel in Tantal-Bauart einzusetzen. Tantal-Kondensatoren weisen in der Regel ein sehr geringes ESR auf. Der Kondensator mit der kleinsten Kapazität wird dabei am nächsten am IC platziert. Außerdem wird auf eine niederimpedante Anbindung an die Versorgunspannungs- und Groundflächen geachtet [21]. Ein Beispiel für die Verwendung von Entkoppelkapazitäten ist in Abbildung 4.2 dargestellt.

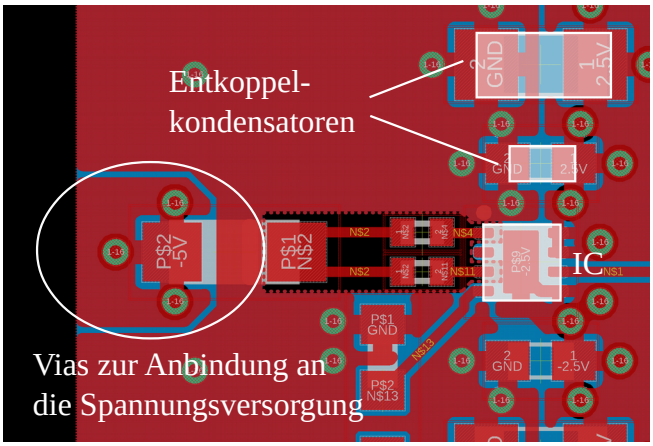

Abbildung 4.2: Layoutbeispiel für die Anbindung von Bauteilen an die Spannungsversorgung und für Entkoppelkapazitäten

Bei der Erstellung des Schaltungslayouts wird darauf geachtet, dass die Signalleiter so kurz wie möglich ausfallen. Dies wird dadurch unterstützt, dass alle Bauteile so nah wie möglich zueinander angeordnet werden. Durch kurze Leiter werden kapazitive und induktive Anteile der Leitungen verringert, die einen Einfluss auf die Signalform haben können. Außerdem wird bei Signalleitungen möglichst vermieden die Leiterplattenseite zu wechseln. Die dafür benötigten Vias weisen ebenfalls parasitäre Eigenschaften wie etwa eine induktive Komponente auf [24].

Alle Bauteile der Schaltungen werden so weit möglich als Surface-Mounted Device (SMD) ausgeführt. Durch kleine Bauteilpackages werden parasitäre Eigenschaften der Komponenten so gering wie möglich gehalten. Bei Widerständen im empfindlichen Signalpfad der SBG kommen Bauteile der Größe 0402 (imperial) zum Einsatz. Bauteile,

die umgesetzt oder per Hand bestückt werden müssen, sind in 0603 ausgeführt. Dazu zählen Jumper mit einem Widerstand von 0 Ω und nicht bestückte Komponenten.

Eine gute und möglichst niederimpedante Verbindung von Bauteilen an die Spannungsversorgung auf den innen liegenden Layer wird über den Einsatz mehrerer Vias erreicht. Diese werden so nah wie möglich am Pad des Bauteils vorgesehen. Außerdem werden möglichst kurze und dicke Leiter verwendet. Ein Beispiel für eine Anbindung mit mehreren Vias und breiten Leitern ist ebenfalls in Abbildung 4.2 dargestellt. Zudem besteht die Möglichkeit Vias auch direkt im Bauteilpad zu integrieren [22].

4.2 Sensorbaugruppe

Für die Ansteuerung der externen Beleuchtung wird ein elektrisches Triggersignal benötigt. Dieses wird in der SBG aus dem optischen Signal einer ToF Kamera generiert und aufbereitet. Dabei werden verschiedene Forderungen an die Baugruppe gestellt:

- Der Photodetektor muss für Wellenlängen im NIR einsetzbar sein. Diese werden üblicherweise bei Beleuchtungen von ToF Kameras verwendet, die das optische Eingangssignal der SBG generieren.
- Die SBG muss darauf ausgelegt sein, dass je nach ToF Kamera verschieden leistungsstarke Beleuchtungen verwendet werden können. Bei einer proportionalen Wandlungen vom optischen zum elektrischen Signal sind unterschiedlich starke elektrische Signalpegel zu erwarten. Dies soll keine Auswirkung auf die Amplitude des elektrischen Ausgangssignals der Baugruppe haben.
- Die SBG soll eine Bandbreite von 500 MHz aufweisen.
- Die Schaltung soll eine möglichst geringe zeitliche Verzögerung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal aufweisen. Diese Verzögerung muss im Betrieb der externe Beleuchtung berücksichtigt werden. Im einfachsten Fall könnte die Verzögerung als Phasenverschiebung des optischen Signals aufgefasst werden. Auf diese könnte die verwendeten ToF Kamera kalibriert werden.
- Aufgrund der Teilung der externen Beleuchtung in zwei Baugruppen besteht die Notwendigkeit einer elektrischen Verbindung der Teilsysteme für die Übertragung des Triggersignals. Über diese muss Rechtecksignale von bis zu 100 MHz übertragen werden können. Signalverzerrungen sind dabei nicht erwünscht. Um eine möglichst variable Verwendung der SBG zu erreichen, soll das elektrische Triggersignal an einen invertierten und nichtinvertierten Ausgang anliegen.

Aus den Vorgaben an die SBG ergibt sich das in Abbildung 4.3 dargestellte Schaltungskonzept als Blockschaltbild. Es ist der Signalpfad dargestellt, der aus einem Photodetektor und einer Signalaufbereitung besteht.

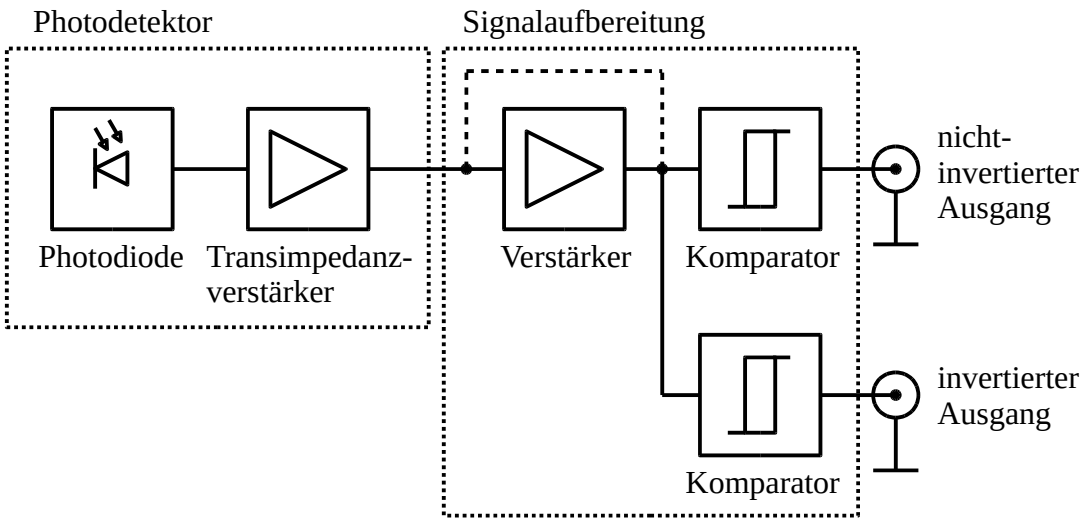

Abbildung 4.3: Blockschaltbild des Signalpfads der Sensorbaugruppe

Der Photodetektor besteht aus einer Photodiode und einem TIV. Die Photodiode wandelt das optische Eingangssignal in einen Photostrom. Dieser ist proportional zur Bestrahlungsstärke auf der aktiven Fläche der Photodiode. Der folgende TIV wandelt den Photostrom proportional in eine Spannung um. Das so gewonnene Signal wird von der anschließenden Signalaufbereitung verwendet.

Die Signalaufbereitung setzt sich aus einem Verstärker und zwei Komparatoren zusammen. Sie stellen den elektrischen Ausgang der SBG dar und stellen ein invertiertes und nichtinvertiertes Triggersignal zur Verfügung. Durch den Verstärker ist es möglich unterschiedlich hohe Signalamplituden auszugleichen, die durch verschieden starke optische Eingangssignale der SBG entstehen können. Über eine variabel einstellbare Verstärkung können die Ausgangspegel für die folgenden Komparatoren angepasst werden. Sollte keine Verstärkung notwendig sein, wird eine Überbrückung des Verstärkers vorgesehen. Die Komparatoren generieren das elektrische Ausgangssignal. Sie werden invertierend und nichtinvertierend betrieben. Durch das diskretisierende Verhalten der Ausgangsamplituden wird gewährleistet, dass das Ausgangssignal sehr steile Flanken, konstante Signalpegel und dadurch ein möglichst ideales Rechtecksignal aufweist. Dadurch wird ein Standard für das zu übertragende Triggersignal gesetzt.

4.2.1 Photodiode

Für den Photodetektor wird ein Bauteil benötigt, welches ein optisches Signal detektieren und in ein elektrisches Signal umwandeln kann. Für diese Aufgabe stehen Bauteile wie Photowiderstände und Photodioden bereit, die auf dem internen Photoeffekt beruhen. Abhängig von der empfangenen Bestrahlungsstärke ändert der Photowiderstand seine Impedanz und die Photodiode gibt einen Strom aus. Für die Anwendung spielen folgende Eckpunkte des Wandlers eine Rolle:

- Es müssen Wellenlängen im NIR detektiert werden können.
- Die Wandler soll eine hohe Bandbreite von bis zu 500 MHz aufweisen.
- Das Ausgangssignal soll für eine einfache Weiterverarbeitung möglichst stark sein.

Im Vergleich von Photodiode und Photowiderstand zeigt sich, dass Photodioden für optische Signale mit hohen Frequenzen deutlich besser geeignet sind, als ein Photowiderstand (Vgl. Tabelle 4.2). Aus diesem Grund kommen Photodioden zum Beispiel häufig in der Nachrichtentechnik zum Einsatz [9]. Für den Einsatz mit Frequenzen im Bereich ab 100 MHz können pin-Photodioden genutzt werden. Allerdings weisen Photodioden eine geringere Empfindlichkeit als Photowiderstände auf, was aber durch eine Verstärkung des elektrischen Ausgangssignal kompensiert werden kann. Eine Avalanche-Photodiode kann ebenfalls bei sehr hohen Frequenzen zum Einsatz kommen. Sie ist sehr empfindlich und kann einzelne Photonen detektieren.

Tabelle 4.2: Vergleich von Photowiderstand, Photodiode, pin-Photodiode und Avalanche-Photodiode (nach [9])

	Grenzfrequenz	Empfindlichkeit
Photowiderstand	niedrig	hoch
Photodiode	10MHz	gering
pin-Photodiode	100MHz – 1GHz	gering
Avalanche-Photodiode	100MHz	sehr hoch

Für den Photodetektor kommt aufgrund der hohen Anforderungen an die zu verarbeitende Bandbreite nur der Einsatz einer pin-Photodiode in Frage. Die Verwendung einer Avalanche-Diode ist trotz ihrer guten zeitlichen Eigenschaften nicht praktikabel, da sie Versorgungsspannungen bis zu 100 V benötigt und durch ihre hohe Empfindlichkeit einzelne Photononen detektieren kann [9]. Dadurch kann Umgebungslicht einen erheblichen Einfluss auf die Amplituden des elektrischen Signals ausüben, was hier nicht gewünscht ist.

Die Auswahl der pin-Photodiode orientiert sich an den oben genannten Vorgaben für Bandbreite, Wellenlänge und Stärke des Ausgangssignals. Zum Zeitpunkt der Bauteilwahl konnte nur eine pin-Photodiode gefunden werden, die alle Anforderungen erfüllt. Die SFH 2701 von OSRAM weist einen großen Arbeitsbereich, gute Schaltzeiten und hohe spektrale Empfindlichkeit auf. Die relevanten Parameter der Diode sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst.

Tabelle 4.3: Parameter der pin-Photodiode SFH 2701 [25]

Arbeitsbereich	400nm – 1050nm	
spektrale Empfindlichkeit	0,45A/W	(λ=650nm)
	~0,52A/W	(λ=850nm)
	~0,37A/W	(λ=940nm)
aktive Fläche	0,36mm^2	
Anstiegs- und Abfallzeit	1,8ns	(λ=650nm; U_r=5V)
parasitäre Kapazität	3pF	(U_r=0V)
	~1,8pF	(U_r=5V)

Die Anstiegs- und Abfallzeiten, sowie die parasitäre Kapazität der pin-Photodiode sind abhängig von einer angelegten Sperrspannung U_r. Je höher die Sperrspannung ist, desto kleiner fallen die Werte aus und desto besser ist das dynamische Verhalten der Diode. Für den Betrieb bietet sich eine Sperrspannung von 5 V an, da Schaltzeiten und Kapazitätswert sich ab dieser Spannung nicht mehr nennenswert verbessern [25].

Der Photostrom I_{ph} der pin-Photodiode ergibt sich aus der empfangenen Bestrahlungsstärke E_e, der spektralen Empfindlichkeit der Diode S in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ und der aktiven Fläche A der Diode:

$$I_{ph}(\lambda) = S(\lambda) \cdot A \cdot E_e \tag{4.1}$$

Die externe Beleuchtung mit optischem Trigger soll im Zusammenspiel mit vielen verschiedenen ToF Kameras verwendet werden können. Da aber die verwendeten Wellenlängen, Leistungen und Beleuchtungen bei ToF Kameras variieren, muss für die Berechnung des Photostroms verallgemeinert werden:

- Die Größe der Beleuchtung wird im Hinblick auf die Miniaturisierung durch die Verwendung von kleinen, mobilen ToF Kameras mit 1 cm^2 angenommen.
- Die SBG soll laut Vorgabe in geringer Distanz vor der Beleuchtung einer ToF Kamera positioniert werden. Dadurch wird der Abstand als so gering angenommen, dass die Bestrahlungsstärke auf der Photodiode dem Quotient aus Strahlungsleistung und Größe der Beleuchtung entspricht.
- In den Datenblättern von ToF Kameras wird in der Regel nicht die Strahlungsleistung der verwendeten Beleuchtungen angegeben. Darum werden hier Strahlungsleistungen von 100 mW bis 1 W angenommen.
- Es werden für ToF Kameras typische monochromatische Wellenlängen im NIR von 850 nm und 940 nm betrachtet.

Mit (4.1), den Parametern aus Tabelle 4.3 und den getroffenen Annahmen zur Beleuchtung ergeben sich für die SFH 2701 die in Tabelle 4.4 dargestellten Photoströme. Es sei darauf hingewiesen, dass die Ergebnisse durch die getroffenen

Annahmen nur Richtwerte für die Auslegung der späteren Schaltung und keine realen Werte darstellen.

Tabelle 4.4: abgeschätzte Photoströme der SFH 2701 für verschiedene Bestrahlungsstärken und Wellenlängen

	E_e=100mW/cm²	E_e=1W/cm²
I_{ph}(λ=850nm)	~200µA	~2mA
I_{ph}(λ=940nm)	~100µA	~1mA

4.2.2 Transimpedanzverstärker

Als weitere Komponente des Photodetektors wird eine Schaltung benötigt, die den gewonnenen Photostrom in eine Ausgangsspannung umwandelt. Dafür kommt ein TIV zum Einsatz, welcher aus einem OPV mit Gegenkoppelpfad gebildet wird (Vgl. Abbildung 3.4). Die Verwendung einer Photodiode zusammen mit einem TIV ist in der Praxis üblich. Mit dieser Kombination sind Bandbreiten bis in den Gigahertzbereich möglich, weshalb sie auch häufig in der Nachrichtentechnik eingesetzt wird [14]. Der TIV muss für die Anwendung folgenden Kriterien erfüllen:

- Die Transimpedanz soll möglichst groß sein, um aus Photoströmen im Bereich einiger hundert Microampere am Eingang deutliche Spannungspegel am Ausgang generieren zu können.
- Der TIV soll eine hohe Bandbreite von bis zu 500 MHz aufweisen.

Aus beiden Punkten folgt, dass der zu verwendende OPV ein sehr hohes *GBWP* aufweisen muss. Diesem Kriterium entspricht der OPA855 von TI mit einem *GBWP* von 8 GHz. Er ist für ToF Anwendungen konzipiert [24]. Im Gegensatz zu anderen OPV mit sehr hohem *GBWP*, weist er keinen differentiellen Ausgang und keine fest eingestellte Verstärkung auf. Zwischen den Bauteilen im Signalpfad der SBG sind keine großen Abstände und lange Signalleitungen vorgesehen. Dadurch besteht nur eine geringe Chance, dass Störungen eingekoppelt werden können. Eine differentielle Übertragung ist hier also nicht nötig. Die Verstärkung des OPV muss einstellbar sein, um eine auf die Anwendung angepasste Transimpedanz realisieren zu können. Die wichtigsten Kenngrößen des OPV sind in Tabelle 4.5 dargestellt.

Tabelle 4.5: Parameter des Operationsverstärkers OPA855 [24]

Bandbreitenverstärkungsprodukt	8GHz
common-mode Kapazität	0,6pF
differentielle Kapazität	0,2pF
Spannungsversorgung	±2,5V (typ.)

Die verwendete Schaltung des TIV ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Um eine gute Übersicht über die Schaltung zu bieten, wird hier auf die Darstellung der Komponenten der Spannungsversorgung verzichtet. Neben der bereits bekannten Transimpedanzverstärkerschaltung und ihrer Komponenten ist die Photodiode D_{ph} dargestellt. Sie wird mit einer negative Sperrspannung U_r versorgt. Der Photostrom i_{ph} wird über die Transimpedanz in eine Ausgangsspannung u_{a_1} gewandelt. Der zusätzlich vorgesehene Widerstand R_{iso} dient der Dämpfung möglicher Schwingungen, die durch parasitäre Induktivitäten der Leiterbahnen zur Photodiode und kapazitive Anteile des OPV entstehen können. Es wird wie im Datenblatt empfohlen ein Wert von 10 Ω verwendet [24].

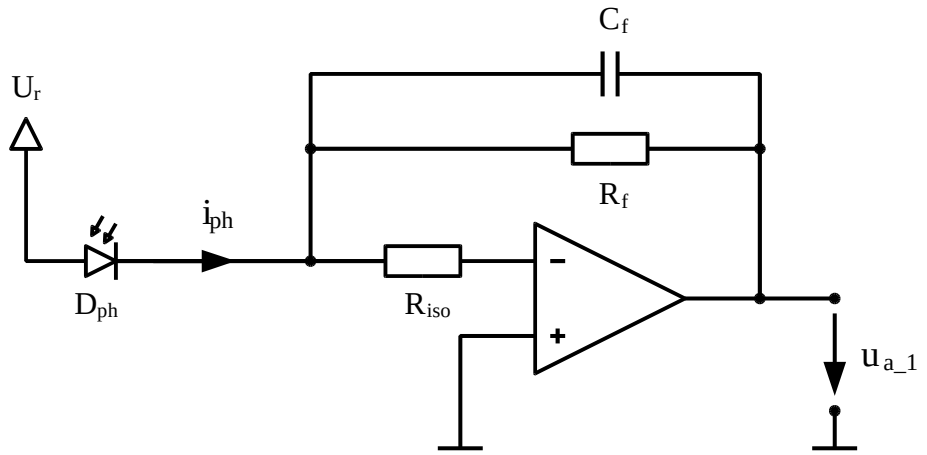

Abbildung 4.4: Schaltung des Transimpedanzverstärkers mit angeschlossener Photodiode im Sperrbetrieb

Die bereits vorgestellten Formeln zur Auslegung der Schaltung lassen sich hier zur Bestimmung der Bauteilwerte der Komponenten im Gegenkoppelpfad verwenden (Vgl. Kapitel 3.3). Den Formeln liegt die Annahme zugrunde, dass der OPV als ideales Bauteil einen unendlich hohen Eingangswiderstand aufweist. Außerdem wird angenommen, dass kein Strom in den invertierenden Eingang des OPV fließt. Dadurch hat der zusätzlich eingefügte Widerstand R_{iso} keine Auswirkung und kann bei der Berechnung vernachlässigt werden. Die parasitären Kapazitäten im System ergeben sich aus denen der Photodiode (Vgl. Tabelle 4.3), des Verstärkers (Vgl. Tabelle 4.5) und denen des Leiterplattenlayouts. Das Layout wird stark darauf ausgerichtet, dass die Kapazitäten der Leiterbahnen minimiert werden. Ganz eliminieren lassen sie sich nicht,

weshalb sie hier mit 1 pF angenommen werden. In Tabelle 4.6 ist das Ergebnis für die Eingangskapazität C_i nach (3.9) dargestellt. Außerdem werden die für die Berechnung benötigten Kapazitäten der Schaltung zusammengefasst.

Tabelle 4.6: Betrachtung der parasitären Kapazitäten des Transimpedanzverstärkers

C_s	C_{cm}	C_{diff}	C_{layout}	C_i
1,8pF	0,6pF	0,2pF	1pF	3,6pF

Nach (3.13) ergibt sich die maximal zu erreichende Transimpedanz bei einer Bandbreite von 500 MHz mit dem Widerstand R_f=1326 Ω. Wird R_f kleiner gewählt, sinkt auch der Faktor, mit der der Photostrom in eine Ausgangsspannung gewandelt wird (3.10). Mit (3.11) berechnet sich die parallel zu R_f maximal wählbare Gegenkopplungskapazität C_f. Im Diagramm in Abbildung 4.5 sind die bei einer Bandbreite von 500 MHz maximal wählbaren Werte für C_f über R_f aufgetragen. Alle gezeigten Werte gewährleisten nach (3.12) einen stabilen Betrieb des TIV. Zur Einordnung des Schaltungsverhalten dienen die sich ergebenden Ausgangsspannungen u_{a_1} des TIV für den kleinsten und größten angenommenen Photostrom i_{ph} der Photodiode.

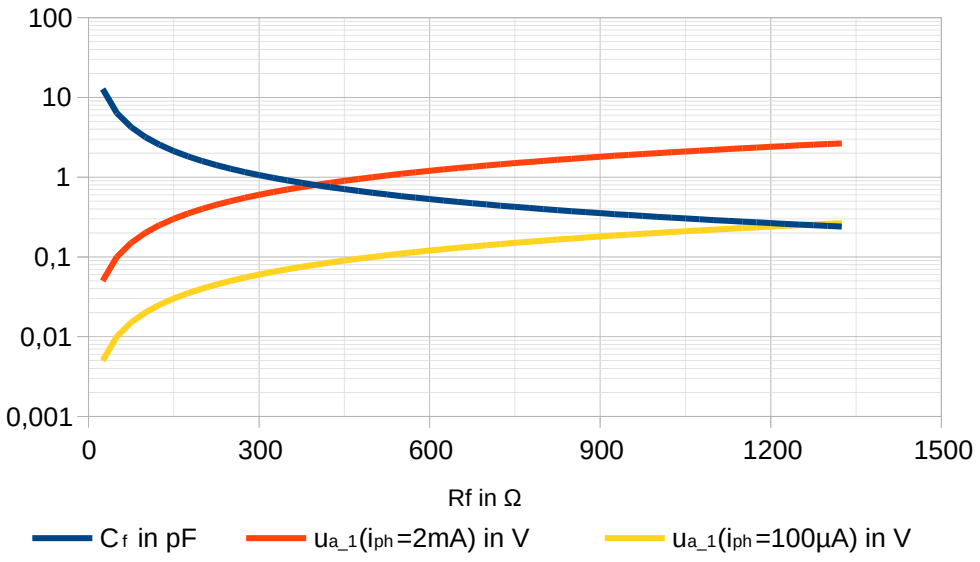

Abbildung 4.5: Auswirkungen des gewählten Gegenkopplungswiderstands auf die maximal wählbare Gegenkopplungskapazität und die Ausgangsspannung des Transimpedanzverstärkers

Wie in Abbildung 4.5 dargestellt, liegen die Werte für die Kapazität im Gegenkoppelpfad C_f für die gezeigten Transimpedanzen im Bereich einiger hundert Femtofarad. Diese Kapazitäten können durch parasitäre Bauteileigenschaften von R_f und

Eigenschaften des Layouts erreicht werden. Ein diskreter Kondensator ist also in der Schaltung nicht nötig. In (3.11) ist gezeigt, dass zwischen dem Widerstand R_f und C_f ein nichtlinearer Zusammenhang besteht. Nimmt die Transimpedanz und dadurch R_f ab, kann eine größere Gegenkopplungskapazität C_f toleriert werden. Der durch die parasitäre Kapazität und Geometrie der Anschlusspads des Widerstands R_f gegebene reale Wert von C_f muss für einen stabilen Betrieb des TIV immer unter dem berechneten Wert liegen. Um dies zu gewährleisten, wird eine etwas geringere Transimpedanz als maximal möglich gewählt. Mit R_f=1200 Ω ergibt sich für Bauteil- und Leiterbahnkapazitäten ein Spielraum bis etwa C_f=260 fF.

Die durch den Gegenkopplungswiderstand erreichte Transimpedanz von 1200 Ω genügt, um wie gefordert hohe Amplituden der Ausgangsspannung zu erreichen. Für hohe Photoströme kann der OPA855 mit einer Spannungsversorgung von ±2,5 V in die Sättigung gehen. Es wird davon ausgegangen, dass sich dies nicht negativen auf die Funktion der SBG ausübt. In der Schaltung der SBG sind nicht die absoluten Spannungswerte, sondern das zeitliche Signalverhalten von Interesse. Die Einflüsse eines Betriebs in Sättigung auf die zeitliche Signalform sind als gering einzustufen und hier zu vernachlässigen. Bei kleineren Photoströmen können immer noch Amplituden im Bereich von hundert Millivolt am Ausgang des TIV erwartet werden. So sinkt das Signal nicht in einem Rauschteppich ab und kann durch die folgende Schaltung verstärkt werden. In Tabelle 4.7 sind die ermittelten Bauteilwerte für die Transimpedanz von 1200 Ω, sowie die sich ergebenden Ausgangsspannungen für den größten und kleinsten angenommenen Photostrom dargestellt. Diese Bauteilwerte werden in der Schaltung des TIV genutzt.

Tabelle 4.7: ermittelte Bauteilwerte und Parameter für den Transimpedanzverstärker mit den resultierenden Ausgangsspannungen

f_{-3dB}	R_f	C_i	C_f	u_{a_1} (i_{ph}=100µA)	u_{a_1} (i_{ph}=2mA)
500MHz	1200Ω	3,6pF	<265fF	120mV	2,4V

Der OPA855 wird mit einer Spannung von +2,5 V und -2,5 V betrieben. Durch die symmetrische Spannungsversorgung tritt kein systematischer Offset der Ausgangsspannung auf. In der Spannungsversorgung des OPV werden Entkoppelkondensatoren verwendet. Es kommen je Versorgungsspannung Kondensatoren mit den Werten 100 nF und 6,8 µF zum Einsatz. Diese werden im Datenblatt des OPA855 empfohlen [24]. Tritt zum Beispiel durch Einflüsse des Umgebungslichts ein Offset in der Ausgangsspannung auf, kann dieser kompensiert werden. In der Schaltung des TIV ist eine Kompensationsmöglichkeit vorgesehen. Durch das Anlegen einer Spannung an den nichtinvertierenden Eingang des OPV können Gleichanteile der Ausgangsspannung ausgeglichen werden. Wie in Abbildung 4.4 dargestellt, verbindet ein Jumper im Grundzustand den nichtinvertierenden Eingang mit Ground. Für die Kompensation eines auftretenden Offsets wird der Jumper umgesetzt und ermöglicht über eine verbundene Koaxialbuchse den Anschluss einer Kompensationsspannung. Die Buchse befindet sich auf der Rückseite der Leiterplatte, um die Photodiode durch ein verwendetes Anschlusskabel nicht zu beschatten.

Das Layout der SBG ist in Anhang A dargestellt und zeigt das Design des TIV mit angeschlossener Photodiode D_{ph}. Die Anbindung der Photodiode an den TIV ist in Bezug auf parasitäre Komponenten und Eigenschaften besonders empfindlich [24]. Sie besitzt dadurch einen hohen Einfluss auf die erreichbare Bandbreite und muss besonders sorgfältig designt werden. Es werden folgende Maßnahmen im Layout der Transimpedanzverstärkerschaltung umgesetzt:

- Unter den Verbindungen von R_f und R_{ios}, sowie unter den Leitungen zur Photodiode werden Cutouts vorgesehen. Dies wird im Datenblatt des OPA855 empfohlen [24]. Dadurch werden Leitungskapazitäten verringert. Diese haben nach (3.11) eine große Auswirkungen auf die Bandbreite des Systems und sollten so gering wie möglich ausfallen.
- Um die Dämpfung des Photostroms so gering wie möglich zu halten, werden der Gegenkoppelpfad und der des Eingangssignals des OPV im Bauteilpad der Photodiode verbunden. Dies wird empfohlen, damit die Leitung von der Photodiode zum OPV nicht höhere induktive Anteile aufweist als die des Gegenkoppelpfads [24]. Außerdem wird die Photodiode auf der gleichen Seite der Leiterplatte wie der OPV angeordnet. Dadurch werden zusätzliche induktive Effekte durch Vias vermieden.
- Die Photodiode wird sehr nahe an die Leiterplattenkante platziert. Grund dafür ist, dass ToF Kameras einen geringen Abstand zwischen der Beleuchtung und der Linse zum Empfangen des reflektierten optischen Signals aufweisen können. Um den Kamerasensor nicht zu verschatten wird der Abstand zwischen der Photodiode und dem Rand der Leiterplatte so gering wie möglich gewählt. Er beträgt hier 8,6 mm. Sollte dies nicht ausreichen, besteht die Möglichkeit durch mechanische Bearbeitung diese Distanz noch zu halbieren. Dabei wäre darauf zu achten, dass die Stabilität der Leiterplatte nicht gefährdet wird.

4.2.3 Nichtinvertierender Verstärker

Auf den Photodetektor folgt im Signalpfad der SBG die Signalaufbereitung. Diese besteht aus einer Verstärkerstufe, der das Ausgangssignal vom TIV als Eingangssignal dient. Für den Verstärker gelten folgenden Eckpunkte:

- Das Ausgangssignal vom TIV kann durch die Verwendung von ToF Kameras mit unterschiedlich leistungsstarken Beleuchtungen verschieden hohe Amplituden aufweisen. Um eine einfache Verarbeitung des Signals durch die folgende Komparatorschaltung zu gewährleisten, sollen die Pegel angeglichen werden können. Sie sollen in der Größenordnung einiger hundert Millivolt liegen.
- Der Verstärker soll eine Bandbreite von 500 MHz aufweisen.

Als Verstärker kann zum Beispiel ein OPV als invertierender oder nichtinvertierender Verstärker (NIV) eingesetzt werden. Beide Schaltungsvarianten stellen über ein Widerstandsnetzwerk die Verstärkung ein. Wird dabei ein Trimmer eingesetzt, kann die Verstärkung immer angepasst werden. Die invertierende Schaltung besitzt den Vorteil,

dass Verstärkungsfaktoren $v \geq 1$ eingestellt werden können. Nachteilig wirkt sich aus, dass die Eingangsimpedanz je nach verwendeten Widerständen sehr klein ausfallen kann [11]. Der NIV weist dagegen einen sehr hohen Eingangswiderstand auf, kann aber nur Verstärkungen mit dem Faktor $v > 1$ erzielen [11].

Auf der SBG kommt ein NIV zum Einsatz. Aufgrund des hohen Eingangswiderstands wird der TIV nur gering belastet. Allerdings lässt sich eine Verstärkung mit $v = 1$ nicht realisieren. Um auch diese trotzdem erreichen zu können, wird eine Überbrückung des Verstärkers vorgesehen. Diese wird über das Umsetzen von Jumpern eingestellt. Sie kommt dann zur Anwendung, wenn das Ausgangssignal des TIV bereits eine genügend hohe Amplitude aufweist und keine Verstärkung nötig ist. In diesem Fall wird der Eingang des NIV zum Schutz der Schaltung mit einem weiteren Jumper auf GND gelegt.

Um große Verstärkungen bei gleichzeitig hoher Bandbreite gewährleisten zu können, muss der verwendete OPV für die Verstärkerschaltung ein hohes *GBWP* aufweisen. Bei der Bauteilwahl wird auf den in der Transimpedanzverstärkerschaltung verwendeten OPV zurückgegriffen. Der OPA855 weist ein sehr hohes *GBWP* auf und ist damit für die Verstärkung von Signalen mit einer hohen Bandbreite geeignet. Die maximal erzielbare Verstärkung für den OPA855 unter Berücksichtigung der geforderten Bandbreite von 500 MHz ist in Tabelle 4.8 festgehalten. Außerdem ist die laut Datenblatt minimal einzustellende Verstärkung des OPV dargestellt. Dieses Verhalten ist darauf zurückzuführen, dass OPV mit sehr hohen *GBWP* in der Regel dekompensiert sind. Um mit solchen OPV einen stabilen Betrieb gewährleisten zu können, dürfen bauteilspezifische Verstärkungsfaktoren nicht unterschritten werden [24].

Tabelle 4.8: mit dem Operationsverstärker OPA855 zu erzielende Verstärkungen in Abhängigkeit von der gewünschten Bandbreite

GBWP	Bandbreite	maximale Verstärkung	minimale Verstärkung
8GHz	500MHz	16	7V/V

Anhand der minimal einstellbaren Verstärkung ist zu erkennen, dass eine Verstärkerschaltung mit dem OPA855 nur für Verstärkungen mit $v > 7$ geeignet ist. Dieses Verhalten kann hier akzeptiert werden. Der OPA855 weist kein rail-to-rail-Verhalten auf [24]. Dadurch würde er bei einer Spannungsversorgung mit ±2,5 V und einem Eingangssignal mit einer Amplitude von 2,4 V in die Sättigung gehen. Ein Eingangssignal mit der Amplitude von 2,4 V entspricht allerdings bereits der Forderung nach einer Ausgangsspannung mit einer Amplitude von einigen hundert Millivolt und muss nicht werden.

In Abbildung 4.6 ist der Schaltplan des NIV abgebildet. Um eine gute Übersicht über die Schaltung zu bieten, wird hier auf die Darstellung der Komponenten der Spannungsversorgung verzichtet. Die Widerstände R_1 und R_2 bestimmen die Verstärkung des Ausgangssignals des TIV u_{a_1} zum Ausgang des nichtlinearen Verstärkers u_{a_2}. Für R_2 kommt ein Trimmer zum Einsatz. Mit diesem lässt sich die Verstärkung einstellen und die SBG an verschiedene ToF Kameras anpassen. Der Widerstand R_{bk} ist vorgesehen, um Eingangsruheströme zu kompensieren [11].

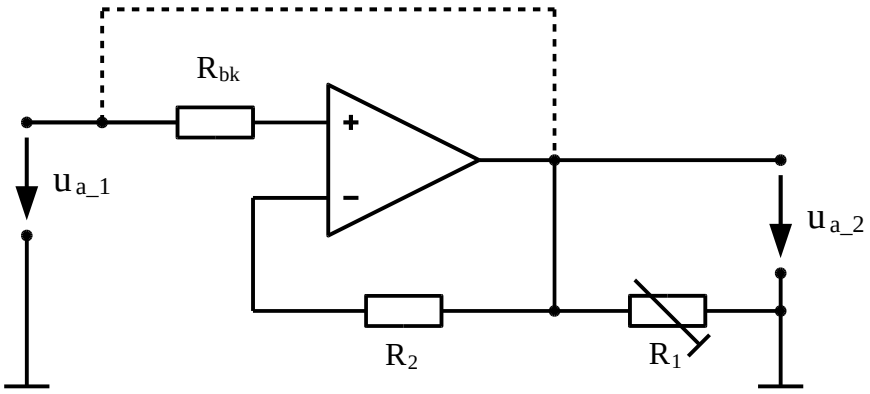

Abbildung 4.6: Schaltplan des nichtinvertierenden Verstärkers mit angedeuteter Überbrückung des OPV (nach [11])

Der Verstärkungsfaktor v stellt sich in Abhängigkeit von R_1 und R_2 ein:

$$v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{4.2}$$

Die zu wählende Größe des Kompensationswiderstands R_{bk} wird anhand von

$$R_{bk} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.3}$$

ermittelt [11].

Für einen gegebene Widerstand R_2=500 Ω ergeben sich die in Tabelle 4.9 dargestellten Bauteilwerte für Verstärkungen zwischen v=7 und v=16. Der Widerstandswert für R_1 stellt einen Kompromiss zwischen einer geringen Belastung des Verstärkerausgangs und einem durch einen kleinen Widerstandswert feiner justierbaren Trimmers dar. Außerdem sind in der Tabelle die zu erwartenden Ausgangspegel u_{a_2} für den geringsten angenommenen Signalpegel u_{a_1} vom TIV dargestellt.

Tabelle 4.9: ermittelte Bauteilwerte für den nichtinvertierenden Verstärker

v	R_1	R_2	R_{bk}	u_{a_1}	u_{a_2}
7	83,3Ω	500Ω	71,4Ω	120mV	0,84V
16	33,3Ω	500Ω	31,3Ω	120mV	1,92V

In der Schaltung werden Widerstände mit den Werten R_2=500 Ω und R_1=200 Ω verwendet. Für R_{bk} wird ein möglichst kleiner Wert gewählt, um mögliche

Tiefpasseigenschaften der Leitung gering zu halten. Es kommt ein Widerstand von 10 Ω zum Einsatz. Neben den bereits vorgestellten Bauteilen werden noch Komponenten in der Spannungsversorgung des OPV verwendet. Der OPA855 wird mit einer symmetrischen Spannung von +2,5 V und -2,5 V versorgt. Dies bietet den Vorteil, dass kein Offset des Ausgangssignals auftritt, wie es bei einer unsymmetrischen Spannungsversorgung geschehen würde. Wie bei der Schaltung des TIV werden in jedem der beiden Pfade der Spannungsversorgung Entkoppelkondensatoren mit den Werten 100 nF und 6,8 µF vorgesehen [24].

Das Layout der SBG ist in Anhang A dargestellt und zeigt auch das des NIV. Das Design des NIV ist auf hohe Frequenzen ausgelegt. Dafür werden parasitäre Anteile der Schaltung und des Layouts so gut wie möglich verringert. Der Gegenkoppelpfad ist besonders anfällig für kapazitive Einflüsse und bedarf eine großen Aufmerksamkeit [24]. In das Layout fließen folgende Designentscheidungen ein:

- Unter den Komponenten und Leitungen des Gegenkoppelpfads werden Cutouts in den verwendeten Kupferflächen der Leiterplatte verwendet. So werden parasitäre Kapazitäten in dem empfindlichen Pfad verringert [24].
- Der Pfad zur Überbrückung des Verstärkers wird möglichst kurz gehalten, um parasitäre Eigenschaften so gering wie möglich zu halten. Dafür wird die Leiterbahn auf dem unteren Layer unter der Schaltung durchgeführt. Dadurch wird ein langer Leiter um die gesamte Verstärkerschaltung auf dem oberen Layer vermieden.

4.2.4 Koaxialleitung zwischen SBG und BBG

Das elektrische Triggersignal muss von der SBG zur BBG übertragen werden. Dabei soll die Übertragungsleitung bei hohen Frequenzen so geringe Auswirkungen auf die Signalform wie möglich haben.

Signale mit sehr steilen Flanken oder hohen Frequenzen können nicht ohne eine Verfälschungen der Signalform über lange Strecken mittels normaler Leitungen übertragen werden. In diesen Fällen wird das hochfrequente Signal als sich ausbreitende Welle betrachtet. An den Leitungsenden können Reflexionen auftreten. Außerdem sind Dämpfungen und Resonanzen möglich, die die Signalform deutlich verändern [14]. Im ungünstigsten Fall können durch Reflexionen Signale mit doppelter Amplitude auftreten, die Schaltungen auf der Ein- und Ausgangsseite der Leitung zerstören können [26]. Abhilfe schaffen zum Beispiel Koaxialkabel mit definiertem Wellenwiderstand im Zusammenspiel mit einer Terminierung in der Größe des Wellenwiderstands. Ein gängiger Wert für den Wellenwiderstand ist 50 Ω [14]. Nachteilig wirkt sich bei dieser Technik aus, dass durch diesen geringen Widerstand relativ hohe Ströme zur Signalübertragung nötig sind. Bei einem Abschlusswiderstand von 50 Ω werden 20 mA pro 1 V Signalamplitude benötigt [26]. Alternativ können auch optische Leiter für die Übertragung von hochfrequenten Rechtecksignalen verwendet werden. Der Umgang mit dieser Technologie ist allerdings sehr aufwändig und wird deshalb hier nicht eingesetzt. Ebenfalls könnte über eine terminierte, differentielle Leitung das Signal übertragen werden [26]. Dies wird hier auch nicht verwendet. Es kommt eine Signalübertragung über Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von Z=50 Ω zum

Einsatz. Da Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50 Ω einen Standard für Übertragungsleistungen bei Hochfrequenzgeräten darstellen, sind Systeme mit dieser Technik viel flexibler einsetzbar. Viele Messgeräte und Signalgeneratoren weisen Ein- und Ausgänge mit einer 50 Ω-Terminierung auf [26]. Dadurch können diese zu Testzwecken einfach mit den zwei Baugruppen verbunden und genutzt werden. Für die Terminierung des Koaxialkabels wird hier eine beidseitige Terminierung verwendet. Sie ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

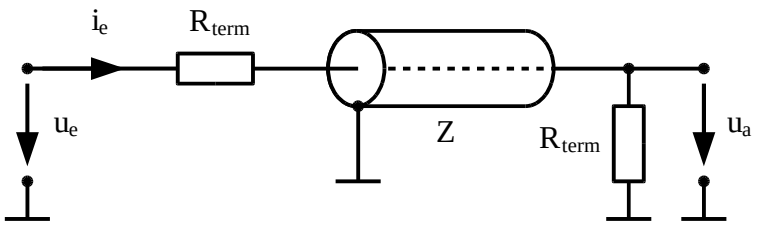

Abbildung 4.7: beidseitige Terminierung der Koaxialleitung mit zwei Abschlusswiderständen (nach [26])

Diese Terminierung bietet den Vorteil, dass die Leitung an beiden Enden mit einem Widerstand R_{term} abgeschlossen ist. Dadurch werden Reflexionen an Senke und Quelle verhindert. Dies ist in der Hochfrequenztechnik üblich [26]. Dadurch sind Quelle und Senke nicht voneinander abhängig und können mit beliebigen Geräten mit einem 50 Ω-Abschluss verwendet werden. Ein Nachteil an dieser Terminierung ist, dass sich durch die zwei Widerstände ein Spannungsteiler bildet und dadurch das Ausgangssignal der Leitung u_a nur die Hälfte des Eingangssignals u_e beträgt [26]:

$$u_a = u_e \cdot \frac{R_{term}}{R_{term} + R_{term}} = u_e \cdot \frac{1}{2} \tag{4.4}$$

Dies kann durch einen entsprechend hohen Eingangspegel kompensiert werden. Für eine Übertragung mittels beidseitig terminierter Koaxialleitung mit Abschlusswiderständen R_{term} ergibt sich bei einer Eingangsspannung u_e ein benötigter Eingangsstrom i_e:

$$i_e = \frac{u_e}{2 \cdot R_{term}} \tag{4.5}$$

4.2.5 Komparator

Für die Übertragung des gewonnenen Triggersignals über eine beidseitig terminierte Koaxialleitung wird eine Treiberschaltung benötigt. Der einzusetzende Treiber soll folgenden Eigenschaften aufweisen:

- Das Triggersignal muss für die Übertragung einen hohen Signalpegel aufweisen, um am Ende der verwendeten Übertragungsleitung ein deutliches Signal gewährleisten zu können.
- Der Treiber muss Ströme im Bereich von einigen Milliampere liefern können.
- Der Treiber soll ein möglichst ideales Rechtecksignal mit einer Frequenz von bis zu 100 MHz ausgeben können.
- Es sollen sowohl ein nichtinvertiertes, als auch ein invertiertes Triggersignal als Ausgangssignale der SBG durch den Treiber zur Verfügung gestellt werden.

Eine Möglichkeit zur Realisierung eines Treibers stellt der Einsatz eines OPV dar. Nachteilig wirkt sich dabei aus, dass eine weitere Verstärkung die Signalform beeinflussen kann. Im günstigsten Fall gewinnt das Signal nur an Amplitude. Im ungünstigsten Fall treten Tiefpasseffekte auf und das Triggersignal weist weniger steile Flanken auf. Eine Alternative zum OPV stellt ein Komparator dar. Dieser wirkt wie ein einstufiger Analog-Digital-Wandler. Steigt die Amplitude des Eingangssignals am nichtinvertierenden Eingang über den Pegel der Referenzspannung am invertierenden Eingang, dann liegt am Ausgang des Komparators ein High-Pegel an. Fällt die Signalamplitude unter den Referenzpegel, gibt der Komparator einen Low-Pegel aus. Dabei können Komparatoren sehr kurze Schaltzeiten erzielen [14]. Über das Verändern der Referenzspannung lässt sich die Breite der Pulse eines Rechtecksignals steuern. Dabei wird ausgenutzt, dass ein reales Rechtecksignal eine Trapezform aufweist und dadurch die Pulsbreite nahe der Spitzenspannung schmaler ausfällt als weiter unten. Dies ist in Abbildung 4.8 dargestellt.

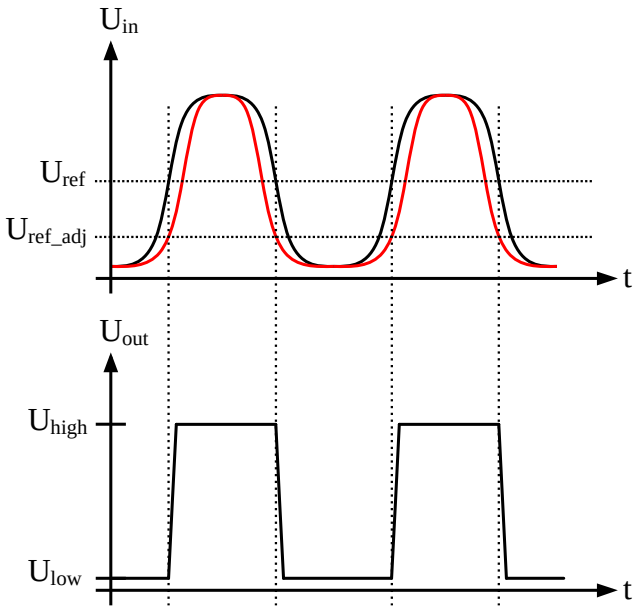

Abbildung 4.8: Anpassung des Signalbilds durch den Komparator; über die Spannungsreferenz können die Schaltschwellen des Komparators verschoben werden

Mittels der Referenzspannung U_{ref_adj} lassen sich zum Beispiel Signale mit geringeren Pulsbreiten (rot) anpassen. Das Ausgangssignal kann so verändert werden, dass es dem eines Eingangssignals mit einem DC von 50 % (schwarz) mit der Referenzspannung U_{ref} entspricht.

Für die Treiberschaltung wird hier ein Konzept mit Komparator gewählt, da dadurch sehr kurze Anstiegs- und Abfallzeiten erzielt und Pulsbreiten eines Rechtecksignals optimiert werden können. Zum Zeitpunkt der Bauteilrecherche kam für diesen Einsatz aufgrund der sehr hohen geforderten Bandbreite nur der Komparator LTC6752 von Analog Devices in Frage. Die hier relevanten Bauteileigenschaften des Komparators sind in Tabelle 4.10 zusammengefasst.

Tabelle 4.10: Bauteilwerte des Komparators LTC6752 [23]

Schaltfrequenz	280MHz
Schaltzeit	1,2ns
Laufzeitverzögerung	2,9ns
Ausgangsspannung	rail-to-rail
Ausgangsstrom	30mA
Spannungsversorgung	2,5V-3,3V

Der LTC6752 erreicht eine Schaltfrequenz von 280 MHz und kann damit ohne Schwierigkeiten mit Rechtecksignale von 100 MHz betrieben werden. Außerdem wird die Forderung nach Schaltzeiten von maximal 2ns deutlich erfüllt. Durch den CMOS-Ausgangstreiber des Komparators sind hohe Ausgangsspannungen fast in der Höhe der Versorgungsspannung möglich. Da bereits eine Spannungsversorgung für den OPA855 mit 2,5 V besteht, wird ein Betrieb mit dieser Spannung umgesetzt. Nach (4.5) beträgt der nötige Strom für die Übertragung bei einer beidseitig mit 50 Ω angepassten Koaxialleitung und einer Signalamplitude von knapp 2,5 V etwa 25 mA. Diesen Strom kann der LTC6752 liefern. Das führt nach (4.4) zu einer Spannung von etwa 1,25 V, die am Ende der Übertragungsleitung über den Abschlusswiderstand abfällt.

Die verwendete Komparatorschaltung ist in Abbildung 4.9 dargestellt und zeigt die Serienterminierung der Übertragungsleitung. Es wird für einen invertierten und nichtinvertierten Ausgang jeweils ein Komparator benutzt. Um eine gute Übersicht über die Schaltung zu bieten, wird hier auf die Darstellung der Komponenten der Spannungsversorgung verzichtet.

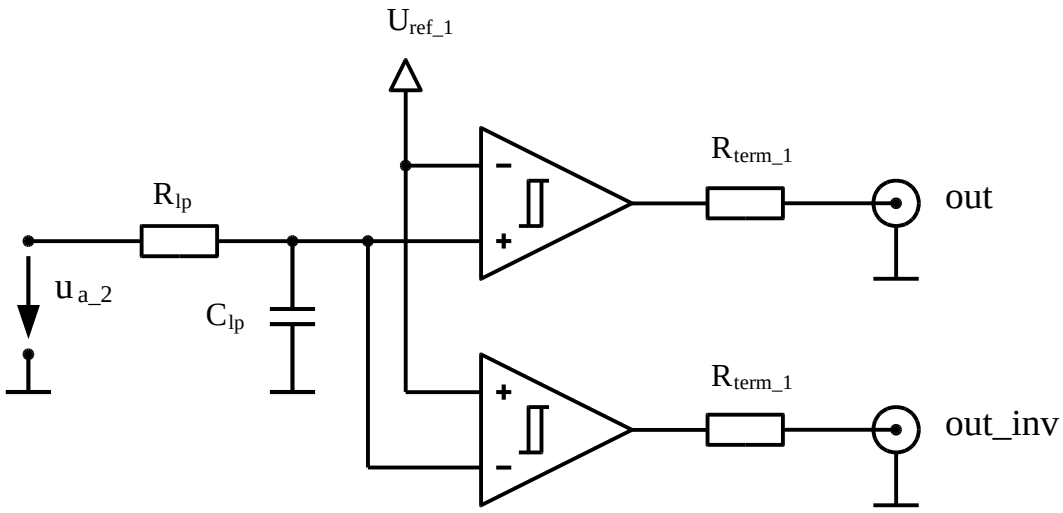

Abbildung 4.9: Komparatorschaltung für den invertierten und nichtinvertierten Ausgang mit Serienterminierung und zusätzlich vorgesehenem Tiefpass

Die Invertierung des zu übertragenden Signals wird dadurch erreicht, dass die Eingangssignale des zweiten Komparators getauscht werden. Die Referenzspannung liegt am nichtinvertierenden und das Ausgangssignal des NIV am invertierenden Eingang an. Vor den Komparatoren ist ein passiver Tiefpass aus R_{lp} und C_{lp} vorgesehen. Über ihn können die Schaltflanken abgerundet werden, um über ein passendes Referenzsignal die Signalform am Komparatorausgang optimieren zu können. Dies ist nur nötig, falls das Triggersignal nicht schon genügend flache Flanken dafür aufweist. In der Schaltung wird C_{lp} vorerst nicht und R_{lp} mit einem Jumper mit 0 Ω bestückt. Für die Ermittlung des zu verwendenden Terminierungswiderstand R_{term_1} wird angenommen, dass der Komparator bereits eine geringe Serienimpedanz aufweist. Da diese nicht aus dem Datenblatt zu entnehmen ist, wird sie auf 3 Ω geschätzt. Dadurch ergibt sich R_{term_1}=47 Ω. Die Werte der verwendeten Bauteile der Komparatorschaltung sind in Tabelle 4.11 festgehalten.

Tabelle 4.11: verwendete Bauteilwerte der Komparatorschaltung

R_{term_1}	R_{lp}	C_{lp}
47Ω	0Ω	nc

Die Referenzspannung U_{ref_1} zum Einstellen der Schaltschwelle ist variabel ausgelegt und wird über einen Trimmer in der Spannungsversorgung eingestellt. Sie liegt an beiden Komparatoren an. Der Spannungsbereich der Referenzspannung muss den Bereich der möglichen Amplituden des Ausgangssignals des NIV weiträumig abdecken. Da laut Tabelle 4.9 mit Amplituden von einigen hundert Millivolt gerechnet werden kann, sollte die Referenzspannungen bis etwa 1 V liefern können. Für jeden Komparator kommen zwei Entkoppelkondensatoren mit 2,2 µF und 100 nF zum Einsatz. Das Layout

der SBG ist in Anhang A dargestellt und zeigt auch das Design der Komparatorschaltung. Bei der Erstellung des Layouts der Komparatorschaltung werden folgende Punkte beachtet:

- Die Leitungen des Eingangs- und Ausgangssignals werden mit einer möglichst großen Distanz zueinander verlegt. Dadurch wird eine mögliche Rückkopplung über parasitäre Effekte nahezu ausgeschlossen [23].
- Die Leiterbahnen vom Komparator zur Koaxialbuchse werden mit 0,762 mm deutlich breiter ausgeführt als Signalleitungen mit 0,254 mm. Dadurch werden Leiterbahnwiderstände und ein möglicher Spannungsabfall bei einem Strom von 25 mA verringert.
- Um parasitäre Eigenschaften der Leiterbahnen zu minimieren, werden die Anschlüsse der Koaxialleitung in direkter Nähe zu den Komparatoren angeordnet. Sie befinden sich nicht wie üblich an den Rändern der Leiterplatte.
- Die Koaxialbuchsen der Übertragungsstrecke werden auf der Rückseite der Leiterplatte vorgesehen. Dadurch wird die Leiterplattenoberseite frei gehalten und die Photodiode nicht durch angeschlossene Koaxialkabel verdeckt.

4.2.6 Spannungsversorgung

Für den Betrieb der vorgestellten Schaltungen werden verschiedene Spannungen benötigt. Diese sollen über eine Spannungsversorgung bereitgestellt werden. In Tabelle 4.12 werden die benötigten Spannungen den Verbrauchern der SBG zugeordnet.

Tabelle 4.12: Überblick über die von der Sensorbaugruppe benötigten Versorgungsspannungen

	benötigte Spannungen
Photodiode	-5V
Transimpedanzverstärker	-2,5V; 2,5V
nichtinvertierender Verstärker	-2,5V; 2,5V
Komparatoren	2,5V; variable Referenzspannung

An die Spannungsversorgung werden folgende Anforderungen gestellt:

- Die geforderten Spannungslevel sollen möglichst genau erreicht werden. Um einen störungsfreien Betrieb zu gewährleisten, soll die Welligkeit der Spannungen gering sein.
- Die Spannungsversorgung muss genügend Strom liefern können, sodass alle Schaltungsteile ohne Einschränkungen betrieben werden können.
- Die SBG soll mit nur einer Eingangsspannung versorgt werden. Die benötigten Spannungspegel müssen auf der Leiterplatte durch entsprechende Schaltungen erzeugt werden.

Das verwendete Konzept der Spannungsversorgung mit Linear- und Schaltreglern ist in Abbildung 4.10 als Blockschaltbild dargestellt. Für die Eingangsspannung kommt ein handelsübliches Netzteil mit Hohlstecker und 5 V zum Einsatz. Um eine Verpolung des Netzteilsteckers zu verhindern wird ein entsprechender Schutz zusammen mit einer Überstromsicherung am Eingang der Spannungsversorgung vorgesehen. Die Schaltpläne und Layouts der Spannungsversorgung sind in Anhang A dargestellt.

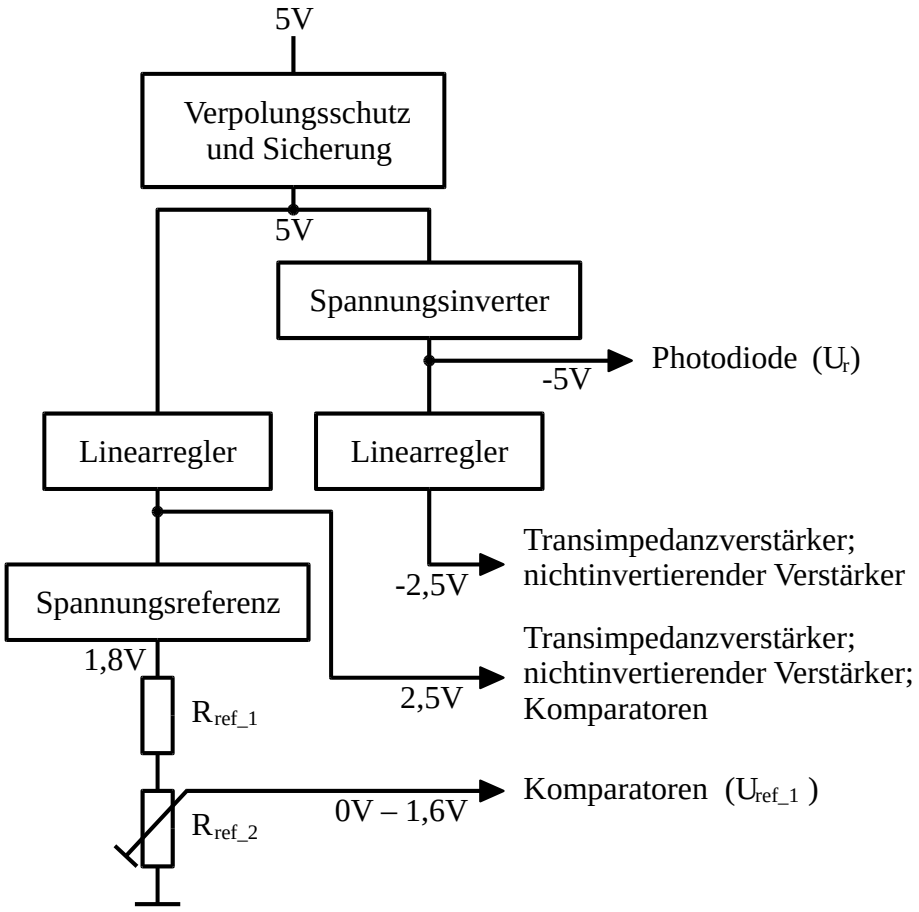

Abbildung 4.10: Blockschaltbild der Spannungsversorgung der Sensorbaugruppe mit Spannungslevel und angeschlossenen Verbrauchern

Die Referenzspannung U_{ref_1} wird mithilfe einer Spannungsreferenz bereitgestellt. Diese erzeugt aus der Eingangsspannung von 2,5 V eine geregelte Ausgangsspannung von 1,8 V. Dies ist vorgesehen, um mögliche Spannungsschwankungen im Pfad mit 2,5 V, der auch zur Versorgung anderer Schaltungsteile verwendet wird, auszugleichen. Es kommt die Spannungsreferenz LM4312-1.8 von TI zum Einsatz. Dabei werden der im Datenblatt empfohlene Schaltplan und Leiterplattenaufbau mit den dort beschriebenen drei Kapazitäten verwendet [27]. Die variable Einstellung der Referenzspannung U_{ref_1} zur Anpassung der Signalform durch die Komparatoren auf der SBG wird über den Trimmer R_{ref_2} realisiert.. Da der LM4312-1.8 mit maximal 20 mA belastet werden darf, ist ein Widerstand R_{ref_1} in Reihe vorgesehen, der den maximal möglichen Strom

begrenzt. Es wird R_{ref_1}=120 Ω gewählt, wodurch der Strom auf höchstens 15 mA limitiert wird. In Kombination mit R_{ref_2} ergibt sich ein Spannungsteiler. Um für U_{ref_1} einen möglichst großen Spannungsbereich einstellen zu können, wird mit R_{ref_2}=1 kΩ ein hoher Widerstand für den Trimmer gewählt. Dadurch lässt sich die Referenzspannung zwischen 0 V und 1,6 V variieren.

Der Spannungspegel von 2,5 V wird nicht nur von der Spannungsreferenz, sondern auch von den OPV des TIV und des NIV, sowie den Komparatoren der Ausgangsstufe verwendet. Die Spannung wird mithilfe eines weiteren Linearreglers aus einem Spannungspegel von 5 V generiert. Es kommt der TPS72325 von TI zum Einsatz. Dieser weist eine Genauigkeit der Ausgangsspannung von 1 % bis 2 % auf und ist für einen Betrieb bis 200 mA vorgesehen [28]. Dies genügt für die genutzten OPV, die nur sehr hochohmige Lasten treiben und auch im Extremfall nur einen Kurzschlussstrom von etwa 100 mA aufweisen [24]. Die Schaltung orientiert sich an dem im Datenblatt gegebenen Beispiel und wird durch weitere dort empfohlenen Kapazitäten zur Glättung der Spannung ergänzt. Für die Bereitstellung des Spannungspegels von -2,5 V findet der komplementärer arbeitende Linearregler TPS73025 von TI Verwendung. Er weist dieselbe Genauigkeit und denselben maximalen Strom wie der TPS72325 auf [29]. Es kommt die gleiche Schaltung mit denselben Komponenten zur Beschaltung des Reglers wie beim positiven Spannungsregler zum Einsatz. Der einzige Unterschied besteht darin, dass hier die Ausgangsspannung aus einem Spannungspegel von -5 V gewandelt wird.

Für die Erstellung des Spannungspegels von -5 V aus einer Eingangsspannung von 5 V wird ein Schaltregler in Form eines Spannungsinverters genutzt. Es kommt der TPS63700 von TI zum Einsatz. Dieser kann Ausgangsströme bis 360 mA liefern und deckt damit den maximal möglichen Stromverbrauch des angeschlossenen Linearreglers ab. Außerdem dient der Spannungspegel von -5 V als Sperrspannung U_r für die Photodiode. Diese benötigt keinen Strom und muss deshalb hier nicht weiter berücksichtigt werden. Es wird der im Datenblatt des TPS63700 vorgestellte Schaltplan für den Betrieb mit einer Eingangsspannung von 5 V und einer Ausgangsspannung von -5 V verwendet [30]. Es kommen wie empfohlen Keramikkondensatoren mit einem X7R-Dielektrikum, sowie eine Shottky-Diode der Serie SL03 von Vishay und die Induktivität SLF6025-4R7 von TDK zum Einsatz. Das verwendete Layout des Spannungsinverters entspricht dem Design, welches im Datenblatt des TPS63700 vorgestellt wird [30].

Der Verpolungsschutz am Eingang der Versorgungsspannung der SBG wird über eine Diode realisiert. Sie ist in Sperrrichtung zwischen der Eingangsspannung und GND angeordnet. Wird ein Netzteil mit falscher Polung angeschlossen, leitet die Diode. Dadurch liegt an den folgenden Schaltungsteilen nicht mehr die ganze Eingangsspannung sondern nur noch ein Rest von der Größe der Flussspannung der Diode an. Durch die Diode fließt in diesem Fall ein großer Strom. Eine selbstrückstellende Sicherung unterbricht diesen beim Überschreiten einer bauteilspezifischen Stromschwelle. Die Sicherung dient außerdem der SBG als Überstromschutz. Die verwendete Diode muss einen hohen Strom leiten können und sollte eine möglichst geringe Flussspannung aufweisen. Außerdem muss sie für Sperrspannung von mindestens 5 V ausgelegt sein. Es wird hier die Shottky-Diode RBS2LAM40C gewählt. Die Sicherung darf für Ströme, wie sie im Betrieb der SBG

auftreten, nicht auslösen. Im Betrieb wird die Spannungsversorgung von 5 V auf Seiten der positiven Spannungsschiene mit höchstens 200 mA belastet. Auf der negativen Spannungsschiene können Ströme von etwa 360 mA auftreten. Es kommt die rückstellbare Sicherung MF-MSMF075 von Bourns zum Einsatz. Sie sperrt ab einem Strom von 750 mA [31].

Die verschiedenen erzeugten Spannungslevel werden auf der Leiterplatte der SBG mithilfe von großen Kupferflächen an die entsprechenden Verbraucher angebunden. Dafür wird die dritte Lage der Leiterplatte verwendet. Der zweite Layer besteht aus einer durchgehenden GND-Fläche und dient als Rückleiter (Vgl. Tabelle 3.1). Zur Überprüfung, ob alle Spannungslevel im Betrieb anliegen, sind für die Spannungen 5 V, -5 V, 2,5 V und -2,5 V Kontroll-LED vorgesehen. Der Ausgang der Spannungsreferenz wird nicht mit einer LED belastet. Es kommen Standard-LED in SMD-Bauform zum Einsatz. Sie werden auf der Rückseite der Leiterplatten angeordnet, um den sensiblen Signaleingang der Photodiode nicht zu beeinflussen.

4.2.7 Simulation

Die vorgestellten Schaltungsteile der SBG werden als gesamte Schaltung mittels LTspice simuliert. Dabei wird der Signalpfad und somit das Konzept auf Funktionalität überprüft und das zeitliche Verhalten betrachtet. Der Fokus bei der Simulation liegt auf dem Schaltungsverhalten bei hohen Frequenzen. Um die Simulationsergebnisse später mit Messungen der aufgebauten Schaltung und einer optischen Signalquelle mit 80 MHz vergleichen zu können, wird in der Simulation ein Eingangssignal mit einer solchen Frequenz gewählt. Zum Einsatz kommen die ermittelten Bauteilwerte der Schaltungsteile. Die für die Simulation der SBG verwendete Schematik ist in Anhang B dargestellt.

Die Photodiode wird nach dem in [32] vorgestellten Konzept modelliert. Eine Spannungsquelle dient dabei als Signalgenerator, welcher eine spannungsgesteuerte Stromquelle ansteuert. Die Responsivity gibt den Übersetzungsfaktor zwischen Spannungssignal und dem zu generierenden Photostrom an. Bei der verwendeten Amplitude von 1 V ergibt sich zum Beispiel für einen Photostrom von 100 µA eine Responsivity von 100 µA/V. Parallel zur Stromquelle ist eine Diode vorgesehen, der die bekannten Bauteilwerte der Photodiode zugewiesen werden. Ein Serienwiderstand komplettiert das Modell der Photodiode. Der Serienwiderstand kommt hier nicht zum Einsatz, da das Datenblatt der SFH 2701 keine Bewertung eines möglichen ohmschen Einflusses zuließ [25]. Die verwendeten Bauteilwerte der Photodiode sind zusammen mit den in der Simulation benutzen Kürzeln des Spice-Diodenmodells in Tabelle 4.13 dargestellt. Für Parameter, zu denen keine Entsprechungen gefunden werden konnten, werden die Beispielwerte aus [32] verwendet.

Tabelle 4.13: verwendete Parameter des Photodiodenmodells in der Simulation (nach [32])

Spice-Diodenmodell	Photodiodenparameter	Wert	
Saturation Current (IS)	Dark Current	0,5nA	(V_r=5V)
Zero-Bias Junction Cap (CJO)	Capacitance	1,8pF	(V_r=5V)
Reverse Breakdown Voltage (BV)	-	60V	
Emission Coeffizient (N)	-	1,35	
Transit Time (TT)	Rise/Fall Time	2ns	
Junction Potential (VJ)	Forward Voltage	0,8V	

Für die Modellierung der Koaxialleitung wird auf das Ersatzschaltbild einer solchen Leitung zurückgegriffen. Dieses besteht für ein infinitesimal kleines Leitungsstück aus den Leitungsbelägen *R'*, *L'*, *C'* und *G'* [14]. Für die Simulation wird die Koaxialleitung mit zwanzig RLC-Gliedern angenähert. Ein Ableitungsbelag *G'* wird nicht berücksichtigt, da dessen Einfluss in der Praxis deutlich kleiner ist als der des ohmschen Anteils der Leitung [14]. Das Schema für die Simulation einer Koaxialleitung des häufig bei Laboranwendungen eingesetzten Typs RG-58 [26] über 50 cm ist in Abbildung 4.11 dargestellt.

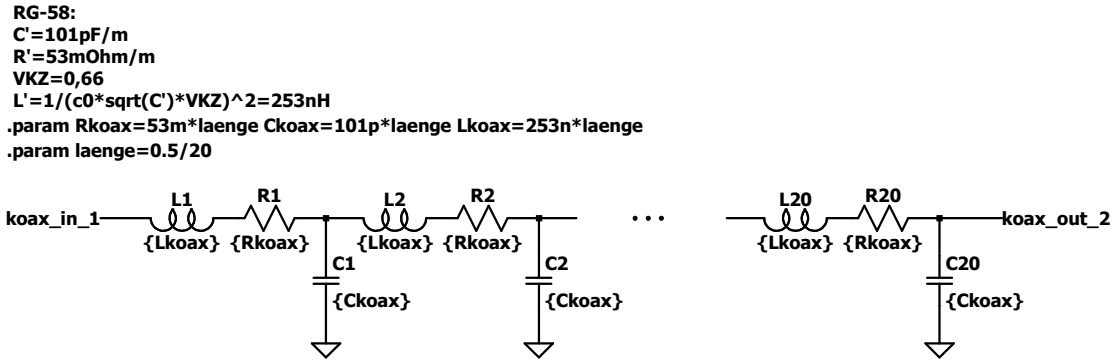

Abbildung 4.11: Ersatzschaltbild der Koaxialleitung des Typs RG-58 mit 50cm Länge

Die genutzten Leitungsbeläge ergeben sich für RG-58 Leiter nach [33] und sind zusätzlich in Abbildung 4.11 festgehalten. Es ist üblich, dass der induktive Leitungsbelag *L'* nicht in Datenblättern von Koaxialkabeln angegeben wird. Er kann aber aus dem Kapazitätsbelag *C'*, dem Verkürzungsfaktor *VKZ* und der Lichtgeschwindigkeit c_0 ermittelt werden [26]:

$$L' = \frac{1}{C' \cdot (c_o \cdot VKZ)^2} \tag{4.6}$$

In der Simulation wird die parasitäre Leitungskapazität der Verbindung von der Photodiode und dem TIV berücksichtigt. Es wird hier eine Kapazität von C_{leiter}=1 pF

eingesetzt. Für die Kapazität C_f wird aufgrund der geringen Bauteilgröße des verwendeten 0402 Packages und den dadurch entsprechend kleinen Flächen ein Wert von 260 fF berücksichtigt. Dies stellt das Maximum für einen schwingungsfreien Betrieb des TIV dar. Die in der Simulation verwendeten Parameter des Eingangssignals sind in Tabelle 4.14 dargestellt. Dieses wird nach einer Startup-Phase von 90 µs auf die spannungsgesteuerte Stromquelle gelegt. Es wird hier ein Photostrom i_{ph}=100 µA betrachtet. Dieser entspricht dem kleinsten angenommenen Photostrom (Vgl. Tabelle 4.4) und lässt eine Betrachtung des NIV ohne einen Betrieb in der Sättigung zu. Eine simulierte Flankensteilheit von 1ns wird der Anforderung nach Anstiegs- und Abfallzeiten von höchstens 2 ns gerecht. Für die Komparatoren kommt eine Referenzspannung U_{ref_1}=200 mV zum Einsatz.

Tabelle 4.14: Parameter des Eingangssignal für die Simulation der SBG

Frequenz	80MHz
DC	50%
Flankensteilheit	1ns

Die Ergebnisse der Simulation sind in den folgenden Darstellungen festgehalten. In Abbildung 4.12 ist das zeitliche Verhalten des Photostroms i_{ph} (blau) als Eingangsgröße dargestellt. Außerdem sind die Ausgangsspannungen des TIV u_{a_1} (rot) und NIV u_{a_2} (türkis) abgebildet.

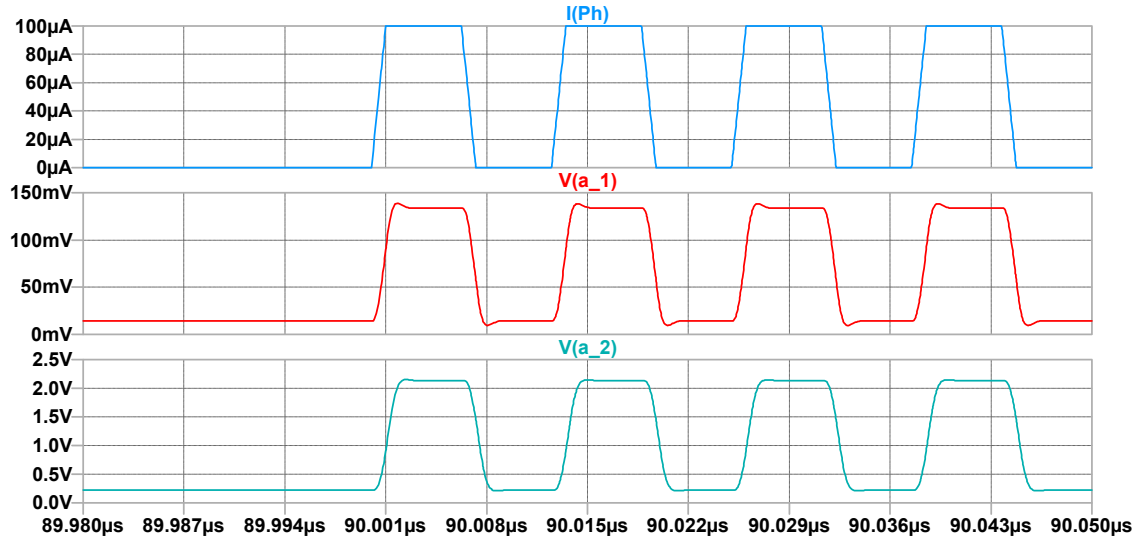

Abbildung 4.12: Simulationsergebnis für den Photostrom und die Ausgangsspannungen des Transimpedanz- und nichtinvertierenden Verstärkers

Die erwarteten Signalamplituden u_{a_1}=120 mV und u_{a_2}=1,92 V (Vgl. Tabelle 4.7) werden jeweils erreicht und sogar etwas übertroffen. Außerdem zeigt sich, dass die

rechteckige Signalform des Eingangssignals sehr gut erhalten bleibt. Es es stellt sich eine geringe Verzögerung der Spannungssignale gegenüber dem Photostrom ein. Außerdem nimmt die Flankensteilheit von Verstärker zu Verstärker etwas ab.

In Abbildung 4.13 sind das nichtinvertierte (blau) und invertierte Triggersignal (rot) am Ende der Übertragungsleitung als Spannung über den parallelen Abschlusswiderstand von 50 Ω dargestellt.

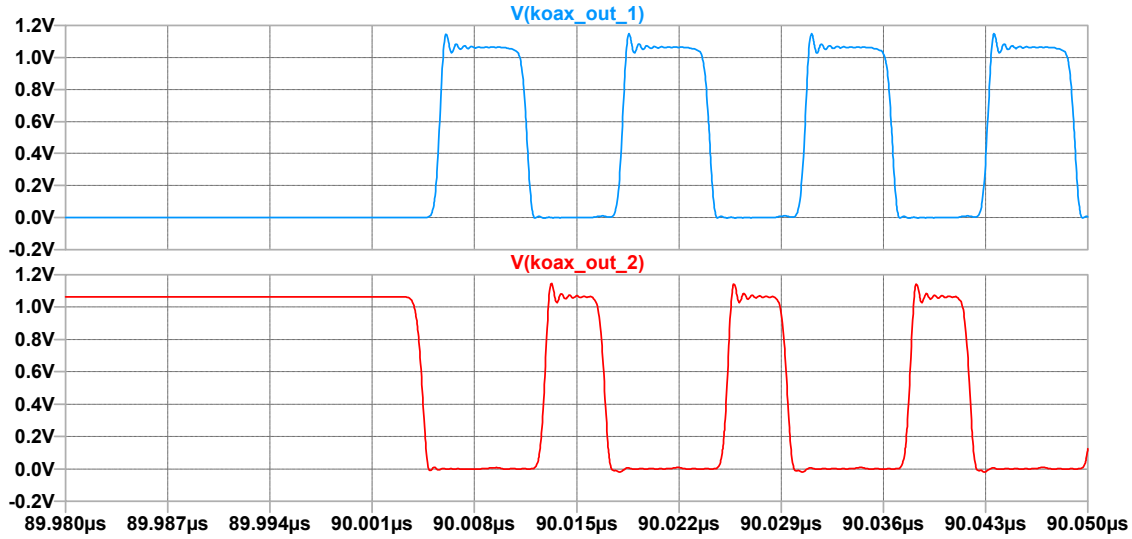

Abbildung 4.13: Simulationsergebnis für das invertierte und nichtinvertierte Triggersignal nach der Übertragung über das Koaxialkabel

Die Übertragung und Invertierung des Triggersignals vollzieht sich wie erwartet. Die grundlegende Form beider Signale weist keine Änderung zu der des Photostroms i_{ph} auf (Vgl. Abbildung 4.12). Es sind nur geringe Überschwinger von einigen Millivolt bei steigenden Flanken auszumachen. Die Amplitude des Signals liegt nicht ganz wie erwartet bei 1,25 V. Sie beträgt hier etwa 1,1 V. Bei Anstiegs- und Abfallzeiten von 1ns des Photostroms i_{ph} liegen die Anstiegs- und Abfallzeiten der Signale am Ende der Übertragungsleistung bei etwa 500 ps. Die Pulsbreite des invertierten Signals ist bei gleicher Referenzspannung geringer als beim nichtinvertierten Signal. Dies kann über eine Justierung der Referenzspannung beeinflusst werden.

4.3 Beleuchtungsbaugruppe

Das von der SBG generierte elektrische Triggersignal wird in der anschließenden Beleuchtung in ein leistungsstarkes optisches Signal umgewandelt (Vgl. Abbildung 4.1). Dies geschieht in der BBG. Es werden dabei folgende Ansprüche an die Baugruppe gestellt:

- Die Beleuchtung soll sehr leistungsstark sein. Es werden Strahlungsleistungen von mindestens 1 W gefordert. Dies soll dadurch erreicht werden, dass vier Leuchtmittel gleichzeitig zum Einsatz kommen.
- Als Leuchtmittel sollen VCSEL genutzt werden. Dabei sollen solche mit einem Wirkungsbereich im NIR mit Wellenlängen von 940 nm oder 850 nm verwendete werden.
- Die Anstiegs- und Abfallzeiten des emittierten optischen Signals dürfen maximal 2 ns aufweisen.
- Die BBG soll eine Bandbreite von 500 MHz aufweisen.
- Für die Ansteuerung der VCSEL sollen zwei Schaltungskonzepte verglichen und auf ihre Funktionalität hin untersucht werden. Es soll eine Serienschaltung mit MOSFET, VCSEL und Spannungsquelle zum Einsatz kommen. Dafür wird jeweils eine Schaltung mit einem und vier VCSEL vorgesehen. Außerdem soll eine Parallelschaltung von vier VCSEL und MOSFET mit einer Konstantstromquelle nach [34] zum Einsatz kommen.

Aus den Vorgaben ergeben sich die im Folgenden vorgestellten Konzepte für die BBG. In Abbildung 4.14 sind die Signalpfade der Serienschaltungen mit einem und vier VCSEL dargestellt.

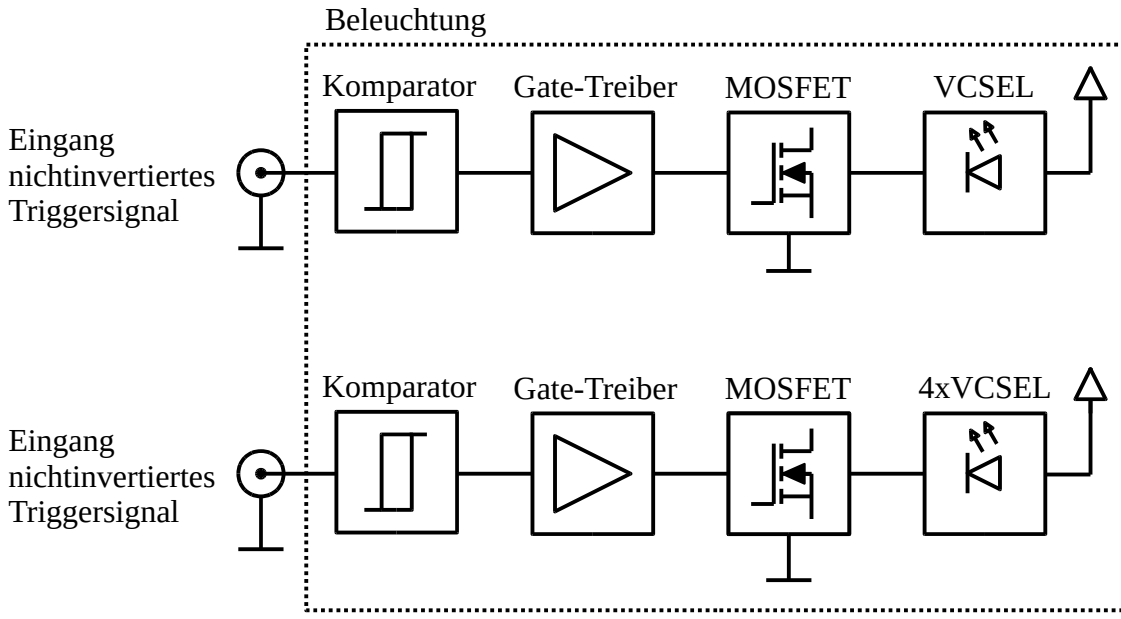

Abbildung 4.14: Blockschaltbild des Signalpfads der Beleuchtung mit den zwei Serienschaltungen

Die Beleuchtung mit Serienschaltung besteht aus einem Komparator am Eingang. Er hebt die anliegenden Pegel des Triggersignals auf ein Niveau, das von der folgenden Schaltung benötigt wird. Außerdem wird durch die Eigenschaften des Komparators gewährleistet, dass die Schaltflanken eine hohe Steigung aufweisen. Einer möglichen Abrundung der Flanken durch die Übertragungsleitung wird dadurch entgegengewirkt.

Auf den Komparator folgt ein Gate-Treiber mit anschließendem MOSFET. Der Gate-Treiber bringt den zum Schalten des MOSFET benötigen hohen Schaltstrom auf. Der MOSFET schaltet den Stromkreis, über den die VCSEL betrieben werden. Im nichtleitenden Zustand fließt kein Strom und die VCSEL leuchten nicht. Leitet der MOSFET, so emittieren die VCSEL Licht. Es kommt eine Schaltung mit einem und vier in Reihe angeordneten VCSEL als Lichtquelle im Spektrum des NIR zum Einsatz.

Das Schaltungskonzept der Parallelschaltung nach [34] ist in Abbildung 4.15 dargestellt. Es ist der Signalpfad abgebildet mit einer Konstantstromquelle abgebildet.

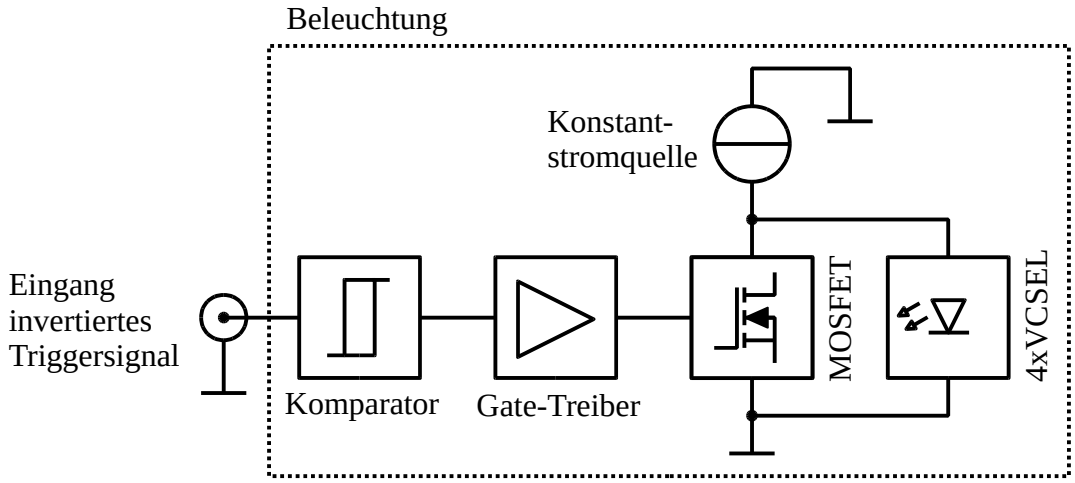

Abbildung 4.15: Blockschaltbild des Signalpfads der Beleuchtung mit der Parallelschaltung von MOSFET und VCSEL und einer Konstantstromquelle

Die Parallelschaltung besteht wie die Serienschaltung aus einem Komparator am Eingang mit einem anschließendem Gate-Treiber und MOSFET. Die vier verwendeten VCSEL sind im Gegensatz zur Serienschaltung parallel zum MOSFET angeordnet. Der MOSFET dient als Schalter zur Überbrückung der VCSEL. Wenn der MOSFET leitet, wirkt dies wie ein Kurzschluss der VCSEL und es fließt kein Strom. Im nichtleitenden Zustand kann Strom durch die VCSEL fließen. Dieser Strom wird über eine Konstantstromquelle eingeprägt.

4.3.1 Komparator

Am Eingang der BBG wird eine Schaltung benötigt, die das übertragene elektrische Triggersignal aufnimmt und den Signalpegel an das für die folgenden Schaltungen nötige Niveau anpasst. Diese wird jeweils identisch für die drei Schaltungsvarianten der Beleuchtung vorgesehen. Es werden folgenden Anforderungen gestellt:

- Der Eingang der BBG muss eine Terminierung von 50 Ω für eine möglichst reflexionsfreie Übertragung aufweisen. Dadurch werden Störungen bei der Übertragung des hochfrequenten Signals über das verwendete Koaxialkabel minimiert.

- Für die folgende Schaltung sollen die Amplituden des Signals einen Pegel von etwa 3,3 V aufweisen.
- Die Eingangsschaltung soll ein möglichst ideales Rechtecksignal mit einer Frequenz von bis zu 100 MHz ausgeben können.

Für den Einsatz als Eingangsschaltung bietet sich eine Verstärkerschaltung mittels OPV an. Durch eine einzustellende Verstärkung kann das angelegte Triggersignal auf ein hohes Spannungslevel gebracht werden. Abhängig von der verwendeten Beschaltung des OPV können Signalverzerrungen durch ein mögliches Tiefpassverhalten auftreten. Alternativ lässt sich ein Komparator verwenden. Dieser weist aufgrund seiner diskretisierenden Wirkung ein vorhersagbares Übertragungsverhalten auf. Die zu erreichende Flankensteilheit ist im Datenblatt des entsprechenden Komparators angegeben und somit klar definiert. Über die Versorgungsspannung des Komparators lässt sich die Amplitude des Ausgangssignals einstellen.

Aufgrund des vorhersehbaren Übertragungsverhaltens von Rechtecksignalen und der möglichen Anpassung der Signalform über eine variable Referenzspannung (Vgl. Kapitel 4.2.5) wird hier eine Komparatorschaltung gewählt. Als Komparator kommt der bereits auf der SBG verwendete LTC6752 von Analog Devices zum Einsatz. Dieser war der einzige, der zur Zeit der Bauteilrecherche mit 280 MHz eine entsprechend hohe Bandbreite aufwies, um Rechtecksignale mit 100 MHz einwandfrei übertragen zu können [23]. Die relevanten Bauteileigenschaften wurden bereits in Kapitel 4.2.5 betrachtet und sind in Tabelle 4.10 dargestellt.

Die Eingangsschaltung der BBG mit Komparator ist in Abbildung 4.16 dargestellt. Um eine gute Übersicht über die Schaltung zu bieten, wird hier auf die Darstellung der Komponenten der Spannungsversorgung verzichtet.

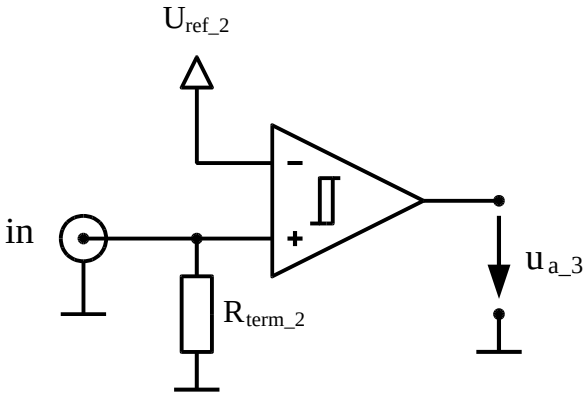

Abbildung 4.16: Eingangsschaltung der Beleuchtungsbaugruppe mit Komparator und Abschlusswiderstand

Der Komparator wird in einem nichtinvertierenden Modus betrieben. Das Triggersignal wird über eine Koaxialbuchse mit der BBG und dem nichtinvertierenden Eingang des Komparators verbunden. Das variable Referenzsignal liegt am invertierenden Eingang an. Durch die Referenzspannung U_{ref_2} kann die Schaltschwelle des Komparators

beeinflusst werden. Diese Spannung wird über einen Trimmer in der Spannungsversorgung eingestellt. Um die Schaltschwelle möglichst variabel einstellen zu können, muss die Referenzspannung bis zu der Amplitude des Eingangssignals variiert werden können. Die im Zusammenspiel mit der SBG erwartete Amplitude, die über einen Leitungsabschluss von 50 Ω abfällt, beträgt 1,25 V (Vgl. Kapitel 4.2.5). Der verwendete Wert des Abschlusswiderstands R_{term_2} ergibt sich durch die Parallelschaltung mit dem Eingangswiderstand des Komparators R_{cm}. Dieser beträgt 6,4 MΩ [23]. Dadurch ergibt sich für R_{term_2} ein Wert von etwa 50 Ω, welcher hier verwendet wird.

Der LTC6752 weist zwei Eingänge für positive Versorgungsspannungen auf. Dadurch ist es möglich Ein- und Ausgangsspannung mit verschiedenen Spannungslevel zu betreiben. Um eine Ausgangsspannung mit hoher Amplitude zu erreichen, wird der LTC6752 mit zwei verschiedenen Spannungen versorgt. Für die Spannungsversorgung des Komparatoreingangs wird ein Pegel von 2,5 V gewählt. Dies entspricht dem maximalen Pegel der Treiberstufe in der SBG und stellt unter Vernachlässigung der Serienterminierung die größtmögliche Eingangsspannung der BBG dar. Die Versorgungsspannung des Komparatorausgangs wird mit 3,3 V höher gewählt. Diese Spannung ist aufgrund der CMOS-Ausgangsstufe als Amplitude des Ausgangssignals u_{a_3} zu erwarten [23]. Für jede Versorgungsspannung werden wie im Datenblatt empfohlen Entkoppelkapazitäten mit 2,2 µF und 100 µF verwendet. Sie werden zwischen den Leitungen von 2,5 V und GND, bzw. 3,3V und GND vorgesehen. Das Layout der BBG ist in Anhang A dargestellt und zeigt auch das Design der Komparatorschaltung. Bei der Erstellung des Layouts der Komparatorschaltung werden folgende Punkte beachtet:

- Die Leitungen des Eingangs- und Ausgangssignals werden mit einer möglichst großen Distanz zueinander verlegt. Dadurch wird eine mögliche Rückkopplung über parasitäre Effekte nahezu ausgeschlossen [23].
- Bei allen Leitern wird darauf geachtet, dass diese so kurz wie möglich gehalten sind, sodass parasitäre Eigenschaften der Leiterbahnen minimiert werden. Aus diesem Grund sind auch die Anschlüsse der Koaxialleitung in direkter Nähe zu den Komparatoren angeordnet.
- Die Koaxialbuchsen sind für eine gute Zugänglichkeit am Leiterplattenrand angeordnet.

4.3.2 Gate-Treiber

In der Schaltung der BBG werden MOSFET zum schnellen Schalten der Lichtquellen verwendet. Um ein schnelles Schaltverhalten zu erzielen, werden hohe Umladeströme am Gate-Eingang des MOSFET benötigt (Vgl. Kapitel 3.4.2). Dafür soll ein Gate-Treiber entworfen werden, der den MOSFET entsprechend dem Ausgangssignal der Komparatorschaltung ansteuert. An den Gate-Treiber werden folgenden Vorgaben gestellt:

- Der vom Gate-Treiber zu liefernde Strom muss den Anforderungen des MOSFET für die gewünschten Schaltzeiten genügen. Die kapazitiven Anteile des verwendeten MOSFET und die gewünschte Schaltfrequenz wirken sich dabei stark auf den benötigten Gate-Strom aus. Es wird ein Strom von etwa 2 A gefordert.
- Es sollen mit dem Gate-Treiber Schaltfrequenzen von bis zu 100 MHz umgesetzt werden können.
- Der Gate-Treiber muss mindestens ein Spannungslevel von 3 V liefern, um über den Schaltschwellenwert des verwendeten MOSFET zu liegen.

Für die Realisierung eines Gate-Treibers gibt es verschiedene Ansätze: Mittels Bipolartransistoren oder weiteren MOSFET kann eine diskrete Verstärkerschaltung aufgebaut werden. Sie wird mit dem Gate-Kontakt des zu steuernden MOSFET verbunden. Ein Beispiel für einen solchen Gate-Treiber stellt der Totem-Pole-Treiber mit komplementär verschalteten Bipolartransistoren dar [15]. Er besteht in der einfachsten Form aus wenigen Bauteilen. Er kann an die geforderten Rahmenbedingungen angepasst und auch deutlich komplexer mit vielen Komponenten aufgebaut werden. Eine andere Möglichkeit besteht darin, auf spezielle Gate-Treiber-IC zurückzugreifen. Diese gibt es in Versionen mit verschiedenen Parametern am Markt. Sie unterscheiden sich zum Beispiel durch die Schaltfrequenzen, Schaltzeiten und Gate-Ströme. Eine Treiber-Schaltung mit integrierter Schaltung besteht üblicherweise aus nur wenigen Bauteilen.

Es wird hier eine Realisierung des Gate-Treibers mittels IC gewählt. Grund dafür sind die hohen Schaltfrequenzen von 100 MHz, die umgesetzt werden sollen. Die Komplexität einer diskret aufgebauten Schaltung steigt bei hohen Frequenzen und das Verhalten der genutzten Bauteile ist nur schwer einzuschätzen. Außerdem ist zu erwarten, dass eine diskrete Schaltung aufgrund der einzelnen Bauteile größer ausfällt als eine mit IC und dadurch parasitäre Schaltungsanteile größeren Einfluss auf den Treiber haben.

Zum Zeitpunkt der Bauteilrecherche konnte nur ein Gate-Treiber gefunden werden, der den Ansprüchen an Gate-Strom und Bandbreite annähernd genügte. Der LMG1025-Q1 von TI ist ein Gate-Treiber für hochfrequente Anwendungen mit sehr kurzen Pulsen. Er kann hohe Gate-Ströme zur Verfügung stellen und ist darauf ausgelegt mit Eingangssignalen mit 3,3 V-Logikpegeln zu arbeiten. Der LMG1025-Q1 wird auch aufgrund seiner kurzen Schaltzeiten im Bereich einiger Picosekunden für den Einsatz in ToF Systemen empfohlen [35]. Die hier relevanten Kennwerte des IC sind in Tabelle 4.15 dargestellt.

Tabelle 4.15: Kenngrößen des Gate-Treibers LMG1025-Q1 [35]

Eingangsschwellenspannung	2,6V	(max.)
Gate-Strom (Quelle)	7A	
Gate-Strom (Senke)	5A	
Anstiegszeit	650ps	
Abfallzeit	850ps	
minimale Pulsbreite	1,25ns	
Versorgungsspannung	5V	

Der Gate-Treiber weist Ausgangsspannungen auf, die sich nur durch einige Millivolt vom Pegel der Spannungsversorgung unterscheiden [35]. Wird der LMG1025-Q1 wie empfohlen mit 5 V versorgt, können am Bauteilausgang Spannungen von etwa 5 V erwartet werden. Über die zu erreichende Schaltfrequenz sind dem Datenblatt keine Informationen zu entnehmen. Aufgrund der Angabe der minimalen Pulsbreite ist aber unter der Annahme eines DC von 50 % eine Schaltfrequenz von 400 MHz denkbar. Das Evaluationsboard mit dem LMG1025-Q1 von TI garantiert eine Schaltfrequenz von bis zu 50 MHz. Dieses Limit wird aber nicht durch den Gate-Treiber, sondern durch die Eigenerwärmung verwendeter Bauteile auf der Leiterplatte festgelegt [36]. Es ist daher anzunehmen, dass die mit dem Gate-Treiber zu erreichende Schaltfrequenz deutlich höher liegt und die geforderten 100 MHz erreicht werden können.

Der Schaltplan der verwendeten Treiberschaltung mit dem LMG1025-Q1 ist in Abbildung 4.17 dargestellt. Neben den genutzten Widerständen und dem IC ist zusätzlich die Anbindung des verwendeten MOSFET dargestellt. Um eine gute Übersicht über die Schaltung zu bieten, wird hier auf die Darstellung der Komponenten der Spannungsversorgung verzichtet.

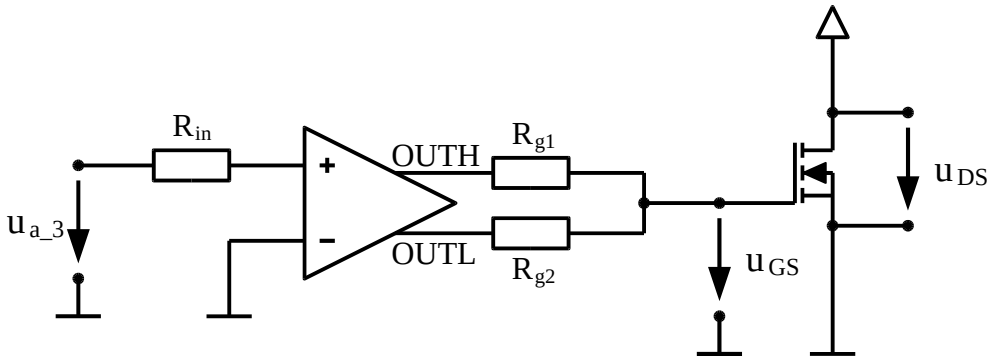

Abbildung 4.17: Schaltung des Gate-Treibers mit zusätzlich dargestelltem MOSFET

Der LMG1025-Q1 besitzt zwei Ausgänge. *OUTH* liefert den benötigten Gate-Strom im Einschaltmoment, während *OUTL* im Ausschaltmoment als Stromsenke dient. Beide Ausgänge werden jeweils über einen Gate-Widerstand (R_{g1} und R_{g2}) verbunden und sind

mit dem Gate-Kontakt des MOSFET verknüpft. Über die Widerstände kann der Gate-Strom beim Ein- und Ausschalten beeinflusst werden. Ein hoher Strom bewirkt dabei eine geringe Schaltzeit des MOSFET. Im Datenblatt des Gate-Treibers wird empfohlen Widerstandswerte von 2 Ω aufgrund der dämpfenden Wirkung auf mögliche Schwingungen nicht zu unterschreiten. Gleichzeitig wird darauf hingewiesen, dass durch ein Überbrücken der beiden Widerstände die kürzesten Schaltzeiten zu erreichen sind [35]. Kämen hier Widerstände von 2 Ω zum Einsatz, würde bei einer Ausgangsspannung von etwa 5 V der Gate-Strom auf knapp 2,5 A begrenzt werden. Dies entspräche den Vorgaben von 2 A. Allerdings würde sich am MOSFET eine Gate-Source-Spannung u_{GS} von nur etwa 1 V einstellen, was unter der geforderten Schwellenspannung von 3 V liegt. Da jeder MOSFET auch einen internen Gate-Widerstand im Bereich von einigen Ohm aufweist, wird hier darauf verzichtet zusätzliche Gate-Wiederstände einzusetzen [37]. Dadurch wird gewährleistet, dass trotz eines möglicherweise hohen internen Gate-Widerstands, immer noch kurze Schaltzeiten erreicht werden können. An den Ausgängen des LMG1025-Q1 sind Jumper vorgesehen. Dadurch können nachträglich noch Widerständen eingesetzt werden, wodurch auf eine mögliche Schwingung der Schaltung Einfluss genommen werden kann. Der Eingangswiderstand R_{in} dient dazu den Komparator wenig zu belasten und wird als Messpunkt vorgesehen. Es kommt ein Wert von einigen Ohm zum Einsatz. Die verwendeten Widerstandswerte der Schaltung sind in Tabelle 4.16 dargestellt.

Tabelle 4.16: verwendete Widerstandswerte der Treiberschaltung

R_{in}	R_{g1}	R_{g2}
10Ω	0Ω	0Ω

Der LMG1025-Q1 wird mit einer Spannung von 5 V versorgt. Es kommen zwei Entkoppelkapazitäten mit den Werten 2,2 µF und 100 nF zum Einsatz. Wie im Datenblatt empfohlen wird für die kleinere Kapazität ein Durchführungskondensator verwendet [35]. Das Layout der BBG ist in Anhang A dargestellt und zeigt auch das Design des Gate-Treibers. Bei der Erstellung des Layouts wird auf folgende Punkte geachtet:

- Die Distanz zwischen dem Gate-Treiber und dem verwendeten MOSFET wird so gering wie möglich gewählt. Dadurch werden ohmsche und induktive Anteile der Gate-Ansteuerung verringert, was für ein gutes Schaltverhalten auch bei hohen Frequenzen essentiell ist [35].
- Um auch kapazitive Anteile der Gate-Ansteuerung zu minimieren, sind wie beim Evaluations-Board des LMG1025-Q1 unter den Gate-Widerständen Cutouts vorgesehen [36].
- Für eine optimale Rückleitung des Gate-Stroms werden der Ground-Kontakt des MOSFET und des Gate-Treibers über eine möglichst kurze Leitung verbunden. Auch hier wird darauf geachtet parasitären Eigenschaften so gering wie möglich

zu halten, um ein gutes Schaltverhalten sicherstellen zu können. Außerdem werden dadurch mögliche Oszillationen der Gate-Spannung verringert [38].
- Es wird darauf geachtet, dass die Distanz zwischen dem Gate- und Drain-Kontakt des MOSFET so groß wie möglich ausfällt. Dadurch wird die externe Gate-Drain-Kapazität so gering wie möglich gehalten, was sich positiv auf mögliche Oszillationen der Gate-Strecke auswirkt [38].
- Die Groundflächen des Gate-Treibers (Signal-GND) und des MOSFET (Power-GND) werden zur Vermeidung induktiver Eigenschaften des Groundpfads getrennt. Sie sollen einzig über die Rückleitung des Gate-Stroms direkt am Gate-Treiber verbunden werden [35]. Da sich die Spannungsversorgung von Gate-Treiber und MOSFET dieselbe Versorgungsspannung durch das Netzteil der Leiterplatte teilen, kann dies hier nicht umgesetzt werden. Es ist eine zweite Verbindung der Groundflächen nötig. Dafür wird auf eine Sternpunktschaltung zurückgegriffen. Signal-GND und Power-GND werden über breite und dadurch möglichst niederimpedante Flächen am Spannungseingang der Leiterplatte verbunden. Die Trennung der Flächen wird durch einen Cutout zwischen der Signalseite mit dem Gate-Treiber und der dazugehörigen Signalverarbeitung und der Leistungsseite mit MOSFET und Lichtquelle realisiert. Zusätzlich sind Gate-Treiber und MOSFET wie beschrieben über eine möglichst kurze, dünne Leitung verbunden. Es soll so erreicht werden, dass große Ströme, die beim Betrieb der Lichtquellen auftreten, nicht über den Signal-GND abfließen und dadurch keine Störungen des Eingangssignals und Gate-Treibers erzeugen.

4.3.3 MOSFET

Für die Modulation der leistungsstarken Lichtquellen mit dem Triggersignal wird ein Schalter benötigt. Dieser steuert den Stromfluss durch die Lichtquelle und muss folgende Anforderungen erfüllen:

- Der Schalter muss für einen Betrieb mit hohen Strömen und Spannungen ausgelegt sein. Er muss Ströme von mindestens 2 A leiten und Spannungen bis deutlich über 9V sperren können.
- Es sollen mit dem Schalter Schaltfrequenzen von 100 MHz erreicht werden.
- Die Schaltzeiten dürfen nicht über 2 ns liegen.

Es existieren verschiedene Möglichkeiten einen solchen Schalter zu realisieren. Grundsätzlich kann ein solcher Schalter mithilfe von Bipolartransistoren, MOSFET oder Relais umgesetzt werden. Auf eine Realisierung mit Relais wird hier verzichtet, da diese aufgrund ihrer mechanischen Bestandteile sehr träge sind und keine hohen Schaltfrequenzen und geringe Schaltzeiten erreichen können [39]. Eine Alternative stellen elektronische Bauteile wie Bipolartransistoren und MOSFET auf Basis von Halbleitern dar. Sie weisen deutlich höhere Schaltfrequenzen auf. Dabei sind vor allem MOSFET für Schaltanwendungen mit sehr hohen Frequenzen geeignet (siehe Kapitel 3.4.2). Darum soll hier auch ein MOSFET als Schalter zum Einsatz kommen. MOSFET können dabei in unterschiedlicher Form zum Einsatz kommen: Es ist möglich einen Schalter mithilfe integrierter Laser- bzw. VCSEL-Treiber zu realisieren. Dabei sind ein

MOSFET und ein Gate-Treiber in einem Bauteil vereint. Sie sind auf hohe Frequenzen und Schaltzeiten optimiert. Üblicherweise sind sie für den Einsatz in der optischen Nachrichtentechnik vorgesehen und können meist nur Ströme im Bereich einiger Milliampere leiten [40]. Eine andere Möglichkeit besteht darin, einen Schalter diskret aus MOSFET und Gate-Treiber aufzubauen. Dies hat den Vorteil, dass Schaltung und Bauteile gezielt auf die zu erreichenden Ströme und Spannungen ausgelegt werden können. Aus diesem Grund wird hier ein solcher Aufbau gewählt.

Es existiert eine Vielzahl an MOSFET am Markt. Nur wenige davon weisen sehr hohe Schaltzeiten und gleichzeitig die Möglichkeit auf, große Ströme zu schalten. Zum Zeitpunkt der Bauteilrecherche kamen deswegen nur zwei MOSFET für den Einsatz in Betracht: der FDC8601 von ON Semiconductor und der BSZ440N10NS3 von Infineon. Beide Bauteile können einen Drain-Strom von mehr als 2 A schalten und weisen eine Breakdown-Spannung von 100 V auf. Die Schaltzeiten t_r und t_f der Komponenten liegen unter bzw. bei genau 2 ns. Dadurch können Pulse mit etwa 4 ns erreicht werden. Dies liegt knapp unter den 5 ns, die für Schaltfrequenzen von 100 MHz mit einer DC von 50 % nötig sind. Die hier wichtigsten Bauteileigenschaften der beiden MOSFET sind in Tabelle 4.17 gegenübergestellt.

Tabelle 4.17: Vergleich der Bauteilkennwerte der MOSFET FDC8601 und BSZ440N10NS3 [41][37]

		FDC8601	BSZ440N10NS3	
Breakdown-Spannung	$U_{(BR)DSS}$	100V	100V	
Drain-Strom	I_D	2,7A	18A	(konst.)
Gate-Schwellenspannung	$U_{GS(th)}$	3V	2,7V	
Gate-Plateau-Spannung	$U_{plateau}$	~4,8V	4,5V	
Interner Gate-Widerstand	$R_{G,I}$	0,9Ω	1,5Ω	
Drain-Source-Widerstand	$R_{DS(on)}$	183mΩ	86mΩ	(max.)
Anstiegszeit	t_r	1,3ns	1,8ns	(U_{DS}=50V;
Abfallzeit	t_f	2ns	2ns	U_{GS}=10V)
Eingangskapazität	C_{ISS}	155pF	480pF	
Gate-Drain-Ladung	Q_{GD}	0,8nC	1,3nC	(U_{DS}=50V)
Junction-Temperatur	T_{j_max}	150°C	150°C	(max.)
Wärmewiderstand	θ_{jb}	30K/W	4,3K/W	
Package		SSOT-6	PG-TSDSON-8	

Für eine Abschätzung des Gate-Stroms I_G, der vom Gate-Treiber geliefert werden können muss, kann auf (3.15) zurückgegriffen werden. Die vom Gate-Treiber bereitgestellte Gate-Source-Spannung U_{GS} weist Spannungspegel von 0 V bis 5 V auf. Als Schaltzeit Δt wird ein Wert von 1,5 ns angenommen. Die Ergebnisse der Abschätzung des benötigten Gate-Stroms für die zwei MOSFET sind in Tabelle 4.18 dargestellt.

Tabelle 4.18: Vergleich der benötigten Gate-Ströme für die MOSFET FDC8601 und BSZ440N10NS3

		FDC8601	BSZ440N10NS3
Gate-Strom	I_G	~500mA	~1,6A

Da die Schaltzeiten beider MOSFET für die Spannungen U_{DS}=50 V und U_{GS}=10 V definiert sind, kann mithilfe der in Kapitel 3.4.3 vorgestellten Abschätzung eine Bewertung der Schaltzeiten für die verwendeten Spannungen vorgenommen werden. Die Drain-Source-Spannung U_{DS} beträgt hier 9 V und die Gate-Source-Spannung U_{GS} beträgt 5 V. Es wird ein externer Gate-Widerstand R_G von 0 Ω angenommen (Vgl. Tabelle 4.16). Die Ergebnisse der Abschätzung für die Anstiegszeit t_r nach (3.20) und die Abfallzeit t_f nach (3.21) sind für beide MOSFET in Tabelle 4.19 dargestellt.

Tabelle 4.19: Vergleich der Schaltzeiten der MOSFET für U_{DS}=9 V und U_{GS}=5 V

	FDC8601	BSZ440N10NS3
t_r	~650ps	~700ps
t_f	~30ps	~80ps

Im Vergleich zu den im Datenblatt vermerkten Schaltzeiten wird ersichtlich, dass bei niedrigeren Drain-Source- und Gate-Source-Spannungen geringere Anstiegs- und Abfallzeiten zu erwarten sind. Es muss allerdings beachtet werden, dass die in Abschätzung induktive Anteile des MOSFET und der Schaltung nicht berücksichtigt werden. Dies kann auch einen Einfluss auf die deutlich kleiner ausfallenden Schaltzeiten haben. Zwischen den MOSFET ist nur ein geringer Unterschied im Schaltverhalten von einigen Picosekunden zu erwarten. Der FDC8601 zeigt ein etwas besseres Verhalten als der BSZ440N10NS3.

Prinzipiell genügen beide Bauteile den gestellten Anforderungen an die Schaltzeiten und zu erreichenden Strömen und Spannungen. Die MOSFET unterscheiden sich nur durch kleinere Abweichungen der in Tabelle 4.17 dargestellten Kennwerten. Die größten Abweichungen stellen der Drain-Strom I_D, der nötige Gate-Strom I_G und das Bauteilpackage dar. Der FDC8601 kann nur konstante Ströme von 2,7 A leiten [41], der BSZ440N10NS3 erreicht hingegen bis zu 18 A [37]. Beides genügt dem Einsatz in der Beleuchtungsschaltung, da nur gepulste Ströme von etwa 2 A eingesetzt werden. Der für den Schaltbetrieb benötigte Gate-Strom ist beim BSZ440N10NS3 mit knapp 1,6 A etwa dreimal so groß wie beim FDC8601. Solange dieser Strom von einem Gate-Treiber ohne Einschränkungen geliefert werden kann, stellt der Unterschied der Gate-Ströme kein Auswahlkriterium dar. Das Package der Bauteile unterscheidet sich dadurch, dass der FDC8601 kleine Anschlusspins aufweist. Diese können parasitäre Wirkungen haben und zum Beispiel induktive Eigenschaften aufweisen. Der BSZ440N10NS3 wird über

Anschlusspads unter dem Gehäuse direkt mit der Leiterplatte verbunden. Dadurch werden mögliche parasitäre Induktivitäten verringert. Da Induktivitäten im Signalpfad ein Tiefpassverhalten zeigen, sollten diese bei sehr hohe Schaltfrequenzen möglichst vermieden werden. In den Datenblättern beider Bauteile werden keine Angaben zu den induktiven Eigenschaften der MOSFET gemacht. Deshalb muss auf die Annahme zurückgegriffen werden, dass der BSZ440N10NS3 ohne Pins vermutlich geringere induktive Eigenschaften aufweist. Aus diesem Grund kommt der BSZ440N10NS3 in der Schaltung zum Einsatz.

4.3.4 VCSEL

Als Ausgang der BBG sollen mehrere Lichtquelle dienen, die entsprechend dem Triggersignal am Eingang moduliert werden. Sie werden über den MOSFET beschaltet. An die Lichtquellen werden folgende Forderungen gestellt:

- Es sollen VCSEL zum Einsatz kommen. Sie sollen Licht im NIR mit einer Wellenlänge von 850 nm oder 940 nm abstrahlen.
- Das emittierte Licht soll eine Strahlungsleistung von mindestens 1 W aufweisen. Dies soll auch dadurch erreicht werden, dass vier VCSEL synchron arbeiten.
- Die VCSEL müssen in der Lage sein optische Rechtecksignale mit einer Frequenz von 100 MHz und Steig- und Fallzeiten von unter 2 ns generieren zu können.

VCSEL sind eine recht neue Technologie und noch nicht lange auf dem Markt. Dies ist daran zu erkennen, dass zur Zeit erst wenige Produkte zu erwerben sind und viele Datenblätter nicht alle benötigten Informationen zur Verfügung stellen. Zum Zeitpunkt der Bauteilrecherche stand nur ein VCSEL zur Verfügung, welches den gestellten Anforderungen entsprach und auch ohne lange Lieferzeiten erhältlich war. Das V102C121A-940 von OSRAM weist eine hohe Strahlungsleistung auf und ist für gepulste Anwendungen vorgesehen. Laut [42] zeigt dieses VCSEL ein sehr gutes Schaltverhalten mit einer Anstiegszeit von 800 ps und einer Abfallzeit von 1000 ps. Dies entspricht auch der Erwartungshaltung, dass VCSEL Schaltzeiten im Bereich einiger hundert Picosekunden aufweisen (siehe Kapitel 3.5.2). Eine verlässliche Angabe im Datenblatt des Bauteils dazu fehlt allerdings. Die relevanten Bauteilkennwerte des VCSEL aus dem Datenblatt sind in Tabelle 4.20 dargestellt. OSRAM bietet auch eine Version dieses VCSEL mit einer Wellenlänge von 850 nm unter der Bezeichnung V102C121A-850 an [43]. Dieses war zum Zeitpunkt der Bauteilbeschaffung nicht erhältlich.

Tabelle 4.20: Bauteilkennwerte des VCSEL V102C121A-940 [44]

Durchlassspannung	U_f	2,14V	(I_f=2,5A)
		~2,1V	(I_f=2A)
Strahlungsleistung	Φ_e	2W	(I_f=2,5A)
		~1,8W	(I_f=2A)
Wandlungseffizienz	η	38%	
Wellenlänge	λ	940nm	(typ.)
Junction-Temperatur	T_j	110°C	(max.)
Wärmewiderstand	θ_{jb}	15,9k/W	
Strahlprofil		60°x45°	(Rechteck)

Das V102C121A-940 kann mit bis zu 6 A bei gepulsten Signalen mit einem DC von 1 % und 3 A bei kontinuierlichen Signalen betrieben werden [44]. Da beim Betrieb der BBG Signale mit einem DC von bis zu 50 % erwartet werden, wird ein deutlich geringerer Strom gewählt, um eine Zerstörung des VCSEL zu vermeiden. Außerdem liegt das Ziel dieser Entwicklung darauf, ein Konzept zu erarbeiten und zu überprüfen. Dafür müssen nicht notwendigerweise Maxima ausgereizt werden. Es wird mit einem Strom von 2 A ein Betrieb des VCSEL nahe dem typischen Strom durch das Bauteil von 2,5 A angestrebt. Dafür ist laut Datenblatt eine Flussspannung von etwa 2,1 V nötig. Ein Strom von 2 A resultiert in eine Strahlungsleistung von etwa 1,8 W. Bei einer Schaltung mit vier synchron arbeitenden VCSEL kann dadurch eine Gesamtleistung von etwas mehr als 7 W erwartet werden. Dies erfüllt die Forderung nach einer Strahlungsleistung von mindestens 1 W deutlich. Da solch hohe Strahlungsleistungen für das menschliche Auge potentiell gefährlich werden könnten, wird für die BBG ein primitiver Schutz vorgesehen. Er besteht aus einem 5 mm dicken Flachstahl und bedeckt die verwendeten VCSEL. Nur wenn ein optisches Ausgangssignal benötigt wird, wird er entfernt. Es sei hier darauf hingewiesen, dass der Flachstahl keine Laserschutzmaßnahmen ersetzen soll, sondern nur eine zusätzliche Sicherheit darstellt. Ein Betrieb der BBG ist nur unter Einhaltung der vorgeschriebenen Laserschutzmaßnahmen und in einem entsprechend ausgestatteten Labor gestattet und auch vorgesehen.

Das V102C121A-940 ist anfällig auf elektrostatische Entladungen von 8 kV und größer. Außerdem ist das Bauteil nicht auf einen Betrieb in Sperrrichtung ausgelegt [44]. Um das VCSEL zu schützen, müssen Sperrspannungen verhindert und auftretende Entladung abgeleitet werden. Dafür wird für jedes verwendete VCSEL auf der BBG eine Schutzdiode, die entgegen der Durchlassrichtung des VCSEL angeordnet ist, vorgesehen. Bei der Wahl der Diode wird darauf geachtet, dass sie eine äußerst geringe parasitäre Kapazität aufweist, um die dynamischen Eigenschaften der Beleuchtung so wenig wie möglich zu beschränken. Außerdem muss sie für hohe Sperrspannungen geeignet sein und zeitweise hohe Ströme leiten können. Es wird hier die Shottky-Diode DFLS2100 von Diodes Incorporated verwendet. Sie weist eine sehr geringe Kapazität von 36 pF auf. Sie ist für den Betrieb mit Sperrspannungen bis 100 V geeignet und kann kurzzeitig Ströme bis zu 50 A leiten [45].

4.3.5 Serienschaltung

Eine der zu untersuchenden Ansteuerungen der VCSEL ist die Serienschaltung. Bei ihr werden eine Spannungsquelle, die VCSEL und der schaltende MOSFET in Reihe betrieben. Vorteil dieser Ansteuerung ist die überschaubare Menge an Bauteilen und das simple Design. Laut [34] wirkt sich negativ aus, dass der MOSFET im nichtleitenden Zustand einen idealerweise unendlich hohen Widerstand aufweist. Dadurch liegt am Drain-Kontakt ein undefiniertes Potenzial an, was sich negativ auf das Schaltverhalten bei hohen Strömen und Frequenzen auswirken kann.

Es werden auf der BBG zwei Serienschaltungen umgesetzt. Es wird jeweils ein Aufbau mit einem und mit vier VCSEL realisiert. Der Schaltplan der Serienschaltung mit vier VCSEL ist in Abbildung 4.18 dargestellt.

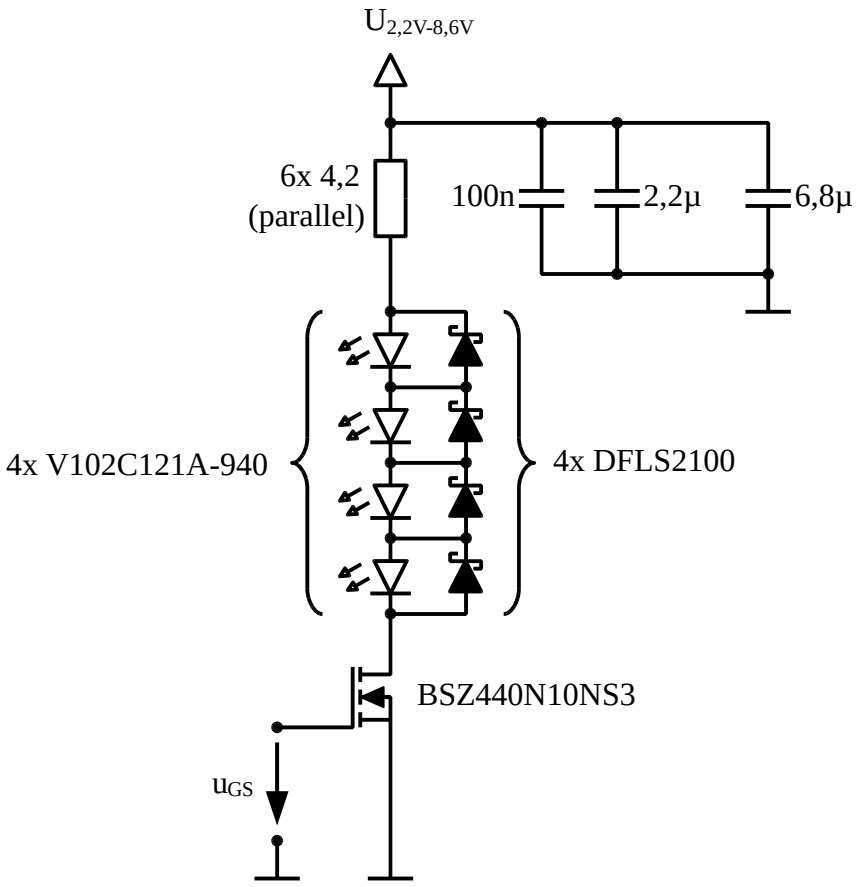

Abbildung 4.18: Serienschaltung mit vier VCSEL

Der verwendete MOSFET dient bei der Serienschaltung als Ein- und Ausschalter. Liegt an ihm eine Gate-Spannung u_{GS} an, schaltet er durch und es kann ein Strom fließen. Wenn keine Gate-Spannung anliegt, wird der MOSFET hochohmig und es fließt kein Strom. Der MOSFET ist über den Source-Kontakt mit GND und über den Drain-Kontakt mit den zu schaltenden VCSEL verbunden. Wie in Kapitel 4.3.4 vorgestellt, kommen VCSEL des Typs V102C121A-940 mit parallel dazu angeordneten Dioden DFLS2100 zum Einsatz. Die VCSEL sind mit einer einstellbaren Spannungsquelle verbunden. Die VCSEL weisen im angestrebten Arbeitspunkt bei 2 A eine Durchlassspannung von etwa 2,1 V auf (Vgl. Tabelle 4.17). Um dies sicher erreichen zu können, wird die Spannungsquelle auf die Summe der Durchlassströme von 8,6 V eingestellt. Zwischen Spannungsversorgung und VCSEL ist ein Vorwiderstand vorgesehen, welcher dämpfend auf möglicherweise auftretende Schwingungen wirkt. Für einen Spitzenstrom von etwa 2 A hat sich in der Simulation der Serienschaltung ein Widerstandswert von 700 mΩ als praktikabel erwiesen (Vgl. Kapitel 4.3.9). Da im Leitungspfad mit hohen Frequenzen SMD-Bauteile verwendet werden sollen, wird hier auf eine Parallelschaltung von mehreren SMD-Widerstände zurückgegriffen. Dies ist nötig, um die maximal umzusetzende Leistung in den Widerständen nicht zu überschreiten. Es kommen sechs Widerstände mit einem Wert von jeweils 4,2 Ω zum Einsatz. Um im Einschaltmoment kurzzeitig große Ströme durch die VCSEL liefern zu können, werden Entkoppelkondensatoren am Vorwiderstand vorgesehen. Sie wirken wie eine sehr niederimpedante Spannungsquelle [34]. Indem mehrere Kondensatoren mit steigenden Kapazitätswerten verwendet werden, kann diese Wirkung über einen großen Frequenzbereich erreicht werden. Es kommen hier bereits auf der Baugruppe verwendete Bauteilgrößen von 100 nF, 2,2 µF und 6,8 µF zum Einsatz.

Der Schaltplan der Serienschaltung mit einem VCSEL ist in Abbildung 4.19 dargestellt. Es kommen dieselben Komponenten wie bei der Schaltung mit vier VCSEL zum Einsatz. Für ein einzelnes VCSEL wird eine Versorgungsspannung von 2,2 V eingestellt. Laut Simulation ergibt sich für einen zu erreichenden Spitzenstrom von 2 A ein Vorwiderstand von 2,2 Ω (Vgl. Kapitel 4.3.9). Dieser wird durch eine Parallelschaltung von fünf Widerständen mit einem Wert von jeweils 11 Ω erreicht.

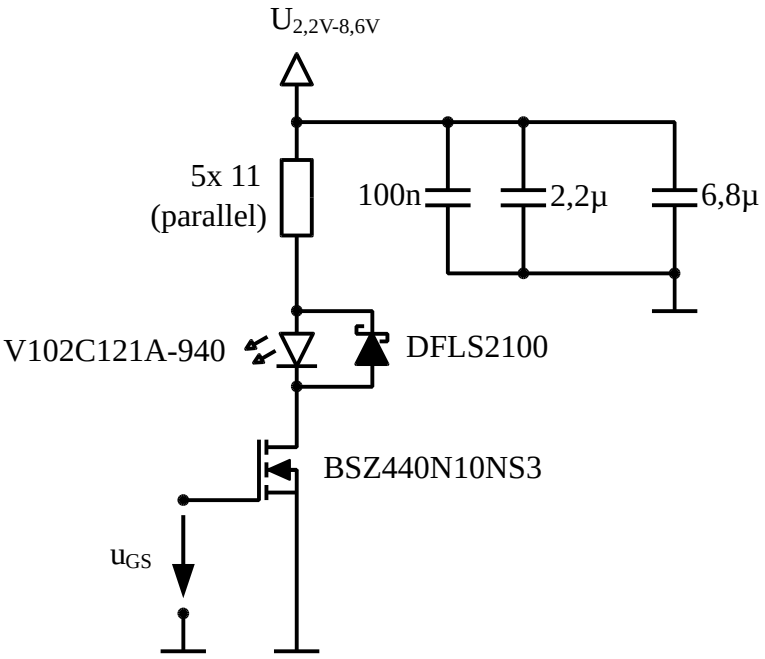

Abbildung 4.19: Serienschaltung mit einem VCSEL

Das Layout beider Varianten der Serienschaltung orientiert sich stark an der Platzierung der VCSEL. Die Anordnung der VCSEL wird durch die Größe der verwendeten Kühlflächen, die bei der thermischen Betrachtung in Kapitel 4.3.7 ausgelegt werden, bestimmt. Es werden folgende Eckpunkte beim Layout beachtet:

- Die Leitungen, welche hohe Ströme führen, werden als breite Kupferflächen realisiert. Dadurch werden ohmsche Anteile der Kupferleitung verringert. Bei Durchkontaktierungen im Leistungspfad werden mehrere Vias verwendet, um einen möglichst niederimpedanten Stromkreis gewährleisten zu können.
- Es werden sehr geringe Abstände zwischen Kupferflächen des Signalpfads gewählt. Dadurch werden Leiterschleifen bewusst klein und induktive Anteile der Schaltung gering gehalten [34].

4.3.6 Parallelschaltung

Die zweite Schaltungsvariante der Ansteuerung der VCSEL basiert auf einem Application Note von TI [34]. Darin wird eine Schaltung vorgestellt, bei der der MOSFET und die VCSEL parallel angeordnet sind. Eine Konstantstromquelle prägt einen Strom ein, der abhängig vom Schaltzustand des MOSFET durch die VCSEL oder den MOSFET fließt. Vorteil dieser Ansteuerung ist die zu erreichende Stabilität hoher Strahlungsleistungen gegenüber den verwendeten Frequenzen. Es sollen mit der Parallelschaltung Schaltfrequenzen von bis zu 100 MHz erreicht werden können [34]. Außerdem sind keine Entkoppelkapazitäten nötig. Nachteilig wird hier gesehen, dass eine Spule im Hochfrequenzpfad eingesetzt wird.

Auf der BBG wird eine Parallelschaltung mit vier VCSEL umgesetzt. Der Schaltplan der Parallelschaltung ist in Abbildung 4.20 dargestellt.

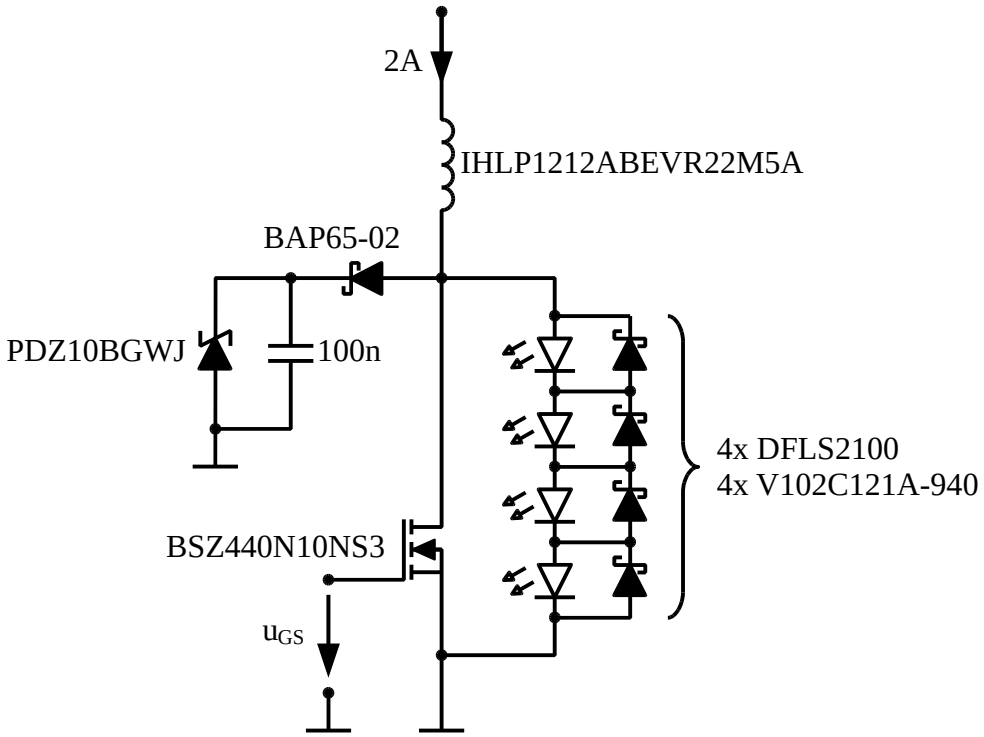

Abbildung 4.20: Parallelschaltung von MOSFET und vier VCSEL (nach [34])

Der MOSFET dient in der Parallelschaltung als Umschalter. Befindet er sich in einem hochohmigen Zustand, fließt der eingeprägte Strom durch die VCSEL. Schaltet der MOSFET hingegen durch, weist er nur noch einen sehr geringen Widerstand auf und der Strom fließt durch den MOSFET. Die VCSEL emittieren dann kein Licht mehr, da der Strom durch diese zu gering ausfällt und die Flussspannung nicht erreicht wird. Die Parallelschaltung von MOSFET und VCSEL wirkt invertierend auf das optische Ausgangssignal im Vergleich zum elektrischen Triggersignal. Wird für die Parallelschaltung das invertierte Triggersignal der SBG verwendet, hebt sich die Invertierung wieder auf. Wie in Kapitel 4.3.4 vorgestellt, kommen vier VCSEL des Typs V102C121A-940 mit parallel geschalteten Dioden DFLS2100 zum Einsatz. Es wird eine Konstantstromquelle mit einem Ausgangsstrom von 2 A verwendet. Laut [34] kennzeichnen reale Stromquellen einen Abfall der Impedanz über die Frequenz. Um dem entgegen zu wirken, wird eine Induktivität in Serie geschaltet. Sie verbindet MOSFET und VCSEL mit der Stromquelle. Die Induktivität bestimmt, wie groß Schwankungen der Amplitude des Stroms ausfallen. Je kleiner die Induktivität und je geringer die Schaltfrequenz, desto höher wird die Welligkeit. Es wird für eine Anwendung mit 2 A und Schaltfrequenzen im zweistelligen Megahertzbereich eine Induktivität von etwa 220 nH empfohlen [34]. Wichtig ist, dass die Eigenresonanzfrequenz der Induktivität deutlich höher als die maximal verwendete

Schaltfrequenz liegt. Außerdem sollte die Induktivität einen Sättigungsstrom aufweisen, der mindestens 1,4 mal so hoch ist, wie der verwendete Strom zum Treiben der VCSEL [34]. Es kommt hier die IHLP1212ABEVR22M5A mit einer Induktivität von 220 nH zum Einsatz. Mit einer Eigenresonanzfrequenz von 220 MHz und einem Sättigungsstrom von 9,3 A, passt sie zu den gestellten Vorgaben [46]. Um auftretenden Oszillationen im Schaltvorgang zu minimieren wird ein Dämpfungsnetzwerk wie in [34] vorgeschlagen verwendet. Es dient dazu die in der Schaltung genutzten Komponenten vor kurz auftretenden hohen Spitzenspannungen zu schützen. Hohe Spannungsspitzen werden über eine Diode gleichgerichtet und über eine Zener-Diode abgeleitet. Außerdem kommt ein Kondensator parallel zur Zener-Diode zum Einsatz, um hochfrequente Anteile schnell abzuleiten. Es kommt hier ein Kondensator mit 100 nF zum Einsatz. Die Gleichrichterdiode muss sehr geringe induktive und kapazitive Anteile aufweisen, um die Schaltung möglichst nicht zu beeinflussen. Es wird wie empfohlen die pin-Diode BAP65-02 von NXP Semiconductors verwendet. Die Durchbruchspannung der Zener-Diode definiert, ab welchem Pegel Spannungsspitzen abgeleitet werden. Die Durchbruchspannung soll etwa der Summe der Flussspannungen der VCSEL und der pin-Diode entsprechen, kann aber auch experimentell ermittelt und angepasst werden [34]. Hier wird ersterer Ansatz verfolgt: Die VCSEL V102C121A-940 weisen im angestrebten Arbeitspunkt jeweils eine Flussspannung von etwa 2,1 V (Vgl. Tabelle 4.17) und die pin-Diode eine von etwa 1V auf [47]. Dies ergibt in Summe eine Spannung von 9,4 V. Es wird mit der PDZ10GBWJ eine Zener-Diode mit der nächstliegendsten Durchbruchspannung von 10 V gewählt.

Das konkrete Layout wird wie das der Serienschaltung in Kapitel 4.3.7 bei der Auslegung der verwendeten Kühlflächen betrachtet. Neben den Anforderungen an das Layout, wie sie auch an die Serienschaltung in Kapitel 4.3.5 gestellt werden, fließen folgende Eckpunkte in das Layout ein:

- Die Stromquelle und die serielle Induktivität stellen keine kritischen Bauteile in Bezug zu den hochfrequenten Signalen dar. Sie können laut [34] an beliebiger Stelle auf der Leiterplatte platziert werden und müssen nicht in direkter Nähe zu den VCSEL angeordnet werden.
- Der Kondensator und die pin-Diode des Dämpfungsnetzwerkes sollen so nah wie möglich am MOSFET und Gate-Treiber platziert werden. Die Leitungspfade sollen so kurz wie möglich ausfallen. Die Zener-Diode gilt als nicht kritisch und kann mit einem größeren Abstand zum MOSFET vorgesehen werden [34].

4.3.7 Thermische Betrachtung

Jedes elektrische Bauteil generiert im Betrieb eine bestimme Menge an Wärme. Diese Wärme wird in erster Linie durch die im Bauteil umgesetzte Leistung erzeugt. Steigt die Temperatur im Bauteil, so kann dieses ab einer bestimmten Grenztemperatur Schäden erleiden. Das kann zu einem Defekt des Bauteils und der ganzen Schaltung führen. Um dies zu verhindern, werden Maßnahmen ergriffen, um die Temperatur innerhalb des Bauteils unter der im Datenblatt definierten Grenztemperatur zu halten. Das geschieht üblicherweise dadurch, dass die im Bauteil entstehende Wärme schnell genug an die angrenzende Umgebung abgegeben wird.

Für die Betrachtung der Wärme und des Wärmestroms steht das Modell des Wärmewiderstands zur Verfügung. Dabei werden Temperaturpotentiale betrachtet. Diese sind über einen Wärmewiderstand θ_{th} verbunden. Gibt es zwischen den Temperaturen ein Potentialunterschied ΔT, stellt sich ein Wärmestrom P_{th} ein [48]. Es können dabei dieselben Rechenregeln wie für die Betrachtung von Gleichströmen verwendet werden. Um gewährleisten zu können, dass im Inneren eines Bauteils eine Temperatur nicht überschritten wird, wird darauf geachtet, dass der Wärmewiderstand zwischen dem Inneren des Bauteils und der Umgebungsluft klein genug ist. Dadurch kann sich ein ausreichend großer Wärmestrom einstellen. Abbildung 4.21 stellt beispielhaft den Wärmestrom eines auf einer Leiterplatte befestigten IC durch die Leiterplatte dar.

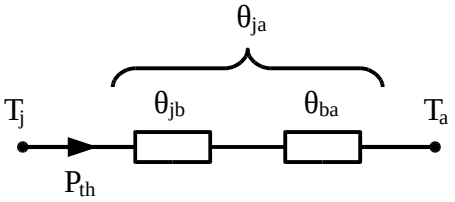

Abbildung 4.21: Modell des Wärmewiderstands für ein Halbleiterbauteil in einem Gehäuse

T_j beschreibt die Temperatur des Halbleiters innerhalb des Gehäuses (Junction-Temperatur) und T_a die der Umgebungsluft. Der Wärmewiderstand θ_{ja} summiert die thermischen Widerstände vom Halbleiter zur Leiterplatte θ_{jb} und von der Leiterplatte zur Umgebung θ_{ba}. Der Wärmestrom P_{th} ergibt sich nach folgender Methode [48]:

$$P_{th} = \frac{\Delta T}{\theta_{ja}} = \frac{T_j - T_a}{\theta_{jb} + \theta_{ba}} \tag{4.7}$$

Auf der BBG treten im Leistungspfad aus VCSEL und MOSFET große Ströme auf. Es ist zu erwarten, dass die Bauteilen im Betrieb eine Eigenerwärmung durch Verlustleistungen erfahren. Das thermische Verhalten soll hier untersucht und ein Konzept zur Wärmeableitung aufgestellt werden. Für die Auslegung gelten folgende Eckpunkte:

- Die Umgebungstemperatur T_a liegt laut Vorgabe bei 25 °C.
- Für den Signalverlauf des Triggersignals wird ein DC von 20 % angenommen. Üblicherweise wird beim AMCW-Verfahren kein kontinuierliches Rechtecksignal genutzt. Stattdessen werden Bursts von Rechtecksignalen verwendet, zwischen denen keine weiteren Signale emittiert werden. Es wird für ToF Kameras von einem DC im Bereich von 1 % gesprochen, der insgesamt erreicht wird. Innerhalb der Bursts ist der DC wesentlich höher und liegt in der Größenordnung von 40 %. Außerdem verwendet nicht jede Kamera das selbe

Pulsprofil. Um hier sicherstellen zu können, dass die Beleuchtung mit möglichst vielen ToF Kameras einsetzbar ist, wird der DC mit 20 % deutlich höher als 1 % angenommen. Dadurch dürfte es auch möglich sein kurzzeitige Messungen mit kontinuierlichen Rechtecksignalen durchzuführen.

- Da es sich bei der BBG um ein Labormuster handelt, ist eine Miniaturisierung der Leiterplatte für eine bestimmte Anwendung nicht nötig. Die Wärmeableitung kann entsprechend konservativ und großflächig ausgelegt werden, um erste Erfahrungen sammeln zu können. In einem späteren Schritt wäre es dann möglich das Konzept zu perfektionieren und auf einen kleineren Formfaktor zu bringen. Es sei darauf hingewiesen, dass außer den Komponenten der Wärmeableitung die Schaltungen auf der BBG so kompakt wie möglich umgesetzt werden, um parasitäre Effekte zu minimieren.

Das V102C121A-940 weist einen Wandlungseffizienz von 38 % auf (Vgl. Tabelle 4.20). Das bedeutet, dass über die Hälfte der elektrischen Leistung innerhalb des Bauteils in Wärme umgewandelt wird. Entsprechend ergibt sich bei einer Flussspannung von etwa 2,1 V und einem Strom von 2 A eine Verlustleistung von etwa 2,6 W. Unter Berücksichtigung des DC von 20 % ergibt sich eine Verlustleistung von etwa 0,53 W. Für den schaltenden BSZ440N10NS3 lässt sich die Verlustleistung P_{th_sw} in erster Näherung nach [49] abschätzen:

$$P_{th_sw} = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} \left(1 + \frac{T_{on} + T_{off}}{6} \cdot \frac{1}{s} \right) \tag{4.8}$$

Für einen Drain-Strom I_D=2 A, Anstiegs- und Abfallzeiten von T_{on}=T_{off}=2 ns und einen Drain-Source-Widerstand $R_{DS(on)}$=86 mΩ (Vgl. Tabelle 4.17) ergibt sich eine Verlustleistung von etwa P_{th_sw}=350 mW. Da (4.8) nur eine Berechnung der Verlustleistung eines schaltenden MOSFET in erster Näherung darstellt, wird hier ein Sicherheitsfaktor aufgeschlagen und die maximale Verlustleistung mit 0,5 W angenommen.

Die sich ergebenden Verlustleistungen von VCSEL und MOSFET sind zur Übersicht in Tabelle 4.21 dargestellt. Außerdem sind die Wärmewiderstände und maximal zulässigen Junction-Temperaturen der beiden Bauteile festgehalten (Vgl. Tabellen 4.17 und 4.20). Da diese Temperaturen nicht erreicht werden sollen, wird jeweils eine Junction-Temperatur angestrebt, die 20 °C unter dem maximalen Wert liegt.

Tabelle 4.21: Verlustleistungen und Bauteileigenschaften von MOSFET und VCSEL für einen DC von 20 % [37][44]

		BSZ440N10NS3	V102C121A-940	
Verlustleistung	P_{th}	0,53W	0,5W	
Junction-Temperatur	T_{j_max}	150°C	110°C	(max.)
	T_j	130°C	90°C	(soll)
Wärmewiderstand	θ_{jb}	4,3K/W	15,9K/W	

Für die Beleuchtung kommt keine Kühlmethode infrage, die auf einer Lichtquelle angebracht werden muss oder diese beschattet. Die zu kühlenden VCSEL emittieren das Ausgangssignal der Baugruppe und sollen nicht darin gestört werden. Eine Verwendung von Kühlkörpern auf dem Bauteil ist ausgeschlossen. Deshalb kommt eine Wärmeableitung durch Kupferflächen auf der Leiterplatte zum Einsatz. Denkbar wäre, zusätzlich einen Kühlkörper neben oder unter das zu kühlende Bauteil zu platzieren und mit den Kühlflächen zu verbinden. Es hat sich gezeigt, dass für die Aufnahme eines Kühlkörpers die Kupferflächen so groß gewählt werden müssten, dass sich keine signifikante Verringerung des Wärmewiderstands durch einen Kühlkörper mehr erzielen ließe. Es genügen an dieser Stelle die Kupferflächen. Darum wird auf einen Einsatz von Kühlkörpern und einer aktive Kühlung mit Lüftern verzichtet.

Die Auslegung der Kühlflächen geschieht in drei Varianten. Die Größe der Kupferfläche orientiert sich an der Menge und Art der zu kühlenden Verbraucher, die durch die Fläche elektrisch verbunden sind. Es wird unterschieden:

1. Fläche mit angrenzendem MOSFET und VCSEL.
2. Fläche mit zwei angrenzenden VCSEL.
3. Fläche mit einem angrenzenden VCSEL.

Variante eins wird nach dem in Abbildung 4.22 dargestellten Schema (a), die letzteren beiden nach Schema (b) ermittelt. Die verwendeten VCSEL sind immer mit zwei Kühlflächen verbunden. Entsprechend wird bei Variante eins und drei mit der halben Verlustleistung gerechnet. Bei Ersterem wird zusätzlich die Verlustleistung des MOSFET berücksichtigt. Bei Variante zwei grenzen zwei VCSEL an die Kühlfläche, sodass diese mit der vollen Verlustleistung eines VCSEL berechnet wird. Für die Verlustleistungen P_{th}, Junction-Temperaturen T_j und die thermischen Widerstände θ_{jb} kommen die in Tabelle 4.21 dargestellten Werte von MOSFET und VCSEL zum Einsatz.

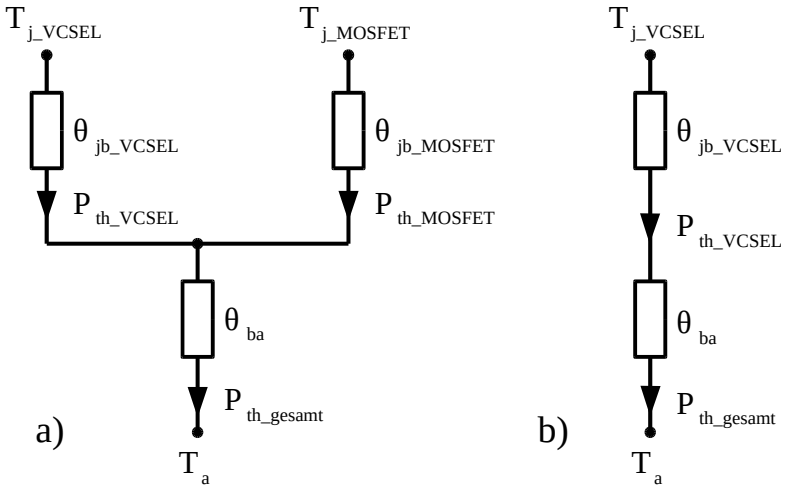

Abbildung 4.22: Ersatzschaltbilder für die thermische Betrachtung der zu kühlenden Komponenten MOSFET und VCSEL

Um die Größe der Kühlflächen auf einer Leiterplattenseite zu reduzieren, werden auf der Leiterplattenrückseite gleich große Flächen vorgesehen. Diese werden über mehrere Vias verbunden. Um einen guten Wärmefluss durch die Leiterplatte gewährleisten zu können, werden die Vias in den Lötpads der zu kühlenden Bauteile vorgesehen. Es werden immer drei Vias je Bauteilpad verwendet. So ergibt sich das in Abbildung 4.23 dargestellte Ersatzschaltbild für den thermischen Widerstand θ_{ba}.

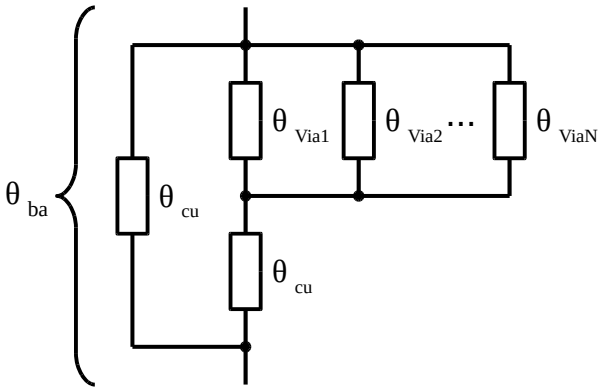

Abbildung 4.23: Ersatzschaltbild für den thermischen Widerstand θ_{ba} zwischen Leiterplatte und Umgebung

Der thermische Widerstand für ein Via entspricht laut [48] θ_{Via}=261 K/W. Ebenfalls aus dieser Quelle stammt die Näherung für den thermischen Widerstand des Übergangs zwischen der Kupferfläche auf der Leiterplatte und der Umgebung θ_{cu}=500 K/W/cm^2.

Es ergeben sich die in Tabelle 4.22 dargestellten, jeweils auf dem obersten und untersten Layer mindestens vorzusehenden Flächen A_{th} für die drei Varianten der Kühlflächen.

Tabelle 4.22: ermittelte Kühlflächengrößen und parasitäre Kapazitäten

		MOSFET und VCSEL	zwei VCSEL	ein VCSEL	
Kühlfläche	A_{th}	3,6cm²	2,6cm²	1,1cm²	(min.)
Kapazität	C_{th}	38pF	26pF	11pF	

Außerdem ist in Tabelle 4.22 der in der Schaltungssimulation zu berücksichtigende kapazitive Anteil C_{th} der berechneten Kühlfläche dargestellt. Dafür wird die Kühlfläche in erster Näherung als Plattenkondensator zur Kupferfläche der Versorgungsspannungen auf dem nächstliegendsten Layer angenommen. Die Kapazität C_{th} berechnet sich unter der Annahme eines Lagenabstands von d=380 µm und einer Permiabilität ε_r=4,3 für eine Leiterplatte mit FR-4-Basismaterial [50] nach

$$C_{th} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A_{th}}{d} \quad . \tag{4.9}$$

Aus den in Tabelle 4.22 definierten Größen für die Kühlflächen ergibt sich das Layout für die Parallel- und Serienschaltung. Außerdem werden die in Kapitel 4.3.5 formulierten Eckpunkte für das Design berücksichtigt. Es wird darauf geachtet, dass die Kupferflächen etwa eine quadratische Form aufweisen. Dies stellt einen Kompromiss zwischen einer möglichst kurzen elektrischen Verbindung und einer guter Wärmeableitung durch großflächige Kupferbahnen dar. Für das Layout der Parallelschaltung kommen zusätzlich die in Kapitel 4.3.6 formulierten Designregeln zum Einsatz. Das Layout der BBG mit den zwei Serienschaltungen und der Parallelschaltung ist in Anhang A dargestellt.

4.3.8 Spannungsversorgung

Für den Betrieb der Schaltungen auf der BBG werden verschiedene Spannungen benötigt. Diese sollen von der Spannungsversorgung erzeugt werden. Außerdem muss eine Konstantstromquelle für die Parallelschaltung von MOSFET und VCSEL realisiert werden. Einen Überblick über die bereitzustellenden Spannungen und Ströme bietet Tabelle 4.23.

Tabelle 4.23: Überblick über die von der Beleuchtungsbaugruppe benötigten Versorgungsspannungen und Ströme

	benötigte Spannungen	benötigte Ströme
Komparator	2,5V; 3,3V; variable Referenzspannung	
Gate-Treiber	5V	
Serienschaltung	2,2V-8,6V	
Parallelschaltung		2A

An die Spannungs- und Stromversorgung werden die gleichen Anforderungen wie in Kapitel 4.2.6 gestellt. Das dafür entwickelte Konzept aus Linear- und Schaltreglern ist in Abbildung 4.24 als Blockschaltbild dargestellt. Da für den Betrieb von vier in Serie geschalteten VCSEL eine Spannung von mindestens 8,6 V nötig ist (Vgl. Tabelle 4.20), wird hier ein handelsübliches Netzteil mit 12 V als Eingangsspannung eingesetzt. Wie bei der SBG sind eine Sicherung und Verpolungsschutz vorgesehen. Die Schaltpläne und Layouts der Spannungsversorgung sind in Anhang A dargestellt.

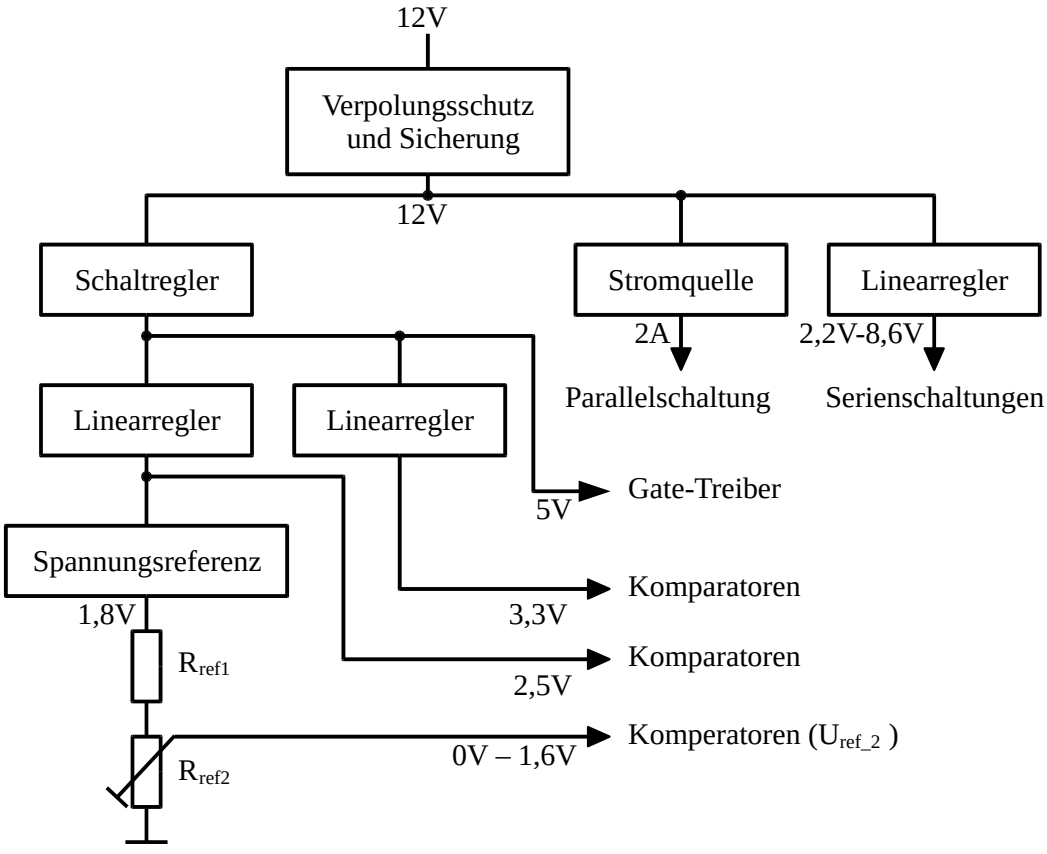

Abbildung 4.24: Blockschaltbild der Spannungsversorgung der Beleuchtungsbaugruppe mit Spannungslevel, Konstantstromquelle und angeschlossenen Verbrauchern

Viele der Spannungslevel der BBG finden auch auf der SBG Verwendung. Dies gilt zum Beispiel für den bei der Komparatorschaltung verwendeten Pegel von 2,5 V und die variabel einzustellende Referenzspannung. Durch die Überschneidung bei den verschiedenen Spannungslevel wird eine spätere Integration beider Baugruppen auf eine Leiterplatte erleichtert.

Für die Erzeugung der Referenzspannung U_{ref_2} kommt dieselbe Schaltung wie auf der SBG zum Einsatz. Außerdem wird von der Spannungsversorgung der SBG die Schaltung mit Linearregler wiederverwendet, die mittels des TPS72325 aus 5 V einen Pegel von 2,5 V erstellt. Der hier zusätzlich für den Betrieb des Komparators benötigte Pegel von 3,3 V wird nach demselben Schema erzeugt. Es kommt mit dem TPS73033 ein Linearregler aus derselben Reihe von TI zum Einsatz, der eine auf 3,3 V fixierte Ausgangsspannung aufweist. Es kommen dabei die im Datenblatt empfohlene Schaltung und Bauteilwerte zum Einsatz [29].

Da die Versorgungsspannung der BBG anders als bei der SBG 12 V beträgt, muss eine weitere Schaltung für eine Spannung von 5 V sorgen. Diese Spannung wird neben den Linearreglern von den eingesetzten Gate-Treibern benötigt. Diese müssen für das schnelle Schalten der MOSFET kurzzeitig große Ströme im Bereich von etwa 2 A liefern können. Entsprechend muss die Spannungsversorgung diese Ströme bereitstellen. Ein Linearregler müsste bei einer Eingangsspannung von 12 V, einer Ausgangsspannung von 5 V und einem Strom von 2 A eine Verlustleistung von 14 W in Wärme umwandeln. Dafür wäre ein Kühlkörper nötig, auf den hier verzichtet werden soll, um die Schaltungen so kompakt wie möglich zu halten. Statt eines Linearreglers wird auf einen Schaltregler zurückgegriffen, der eine geringere Verlustleistung aufweist. Es kommt der TPS62133 von TI zum Einsatz. Er ist auf eine Ausgangsspannung von 5 V fixiert und benötigt Eingangsspannungen im Bereich von 3 V bis 17 V [51]. Der genutzte Schaltplan entspricht im Aufbau und mit den Bauteilwerten dem im Datenblatt vorgeschlagenen Schema. Außerdem wird Layout des Schaltreglers aus dem Datenbaltt genutzt.

Am Eingang der BBG wird wie bei der SBG ein Verpolungsschutz mittels einer Diode und selbstrückstellender Sicherung aufgebaut. Der genutzte Schaltplan entspricht dem der SBG, wobei unterschiedliche Bauteile verwendeten werden. Es kommt hier aufgrund der deutlich höheren Betriebsströme mit der MF-MSMF260 eine Sicherung zum Einsatz, die für Ströme bis 2,6 A ausgelegt ist [31]. Außerdem wird aufgrund der höheren Betriebsspannung mit der RB088LAM100TR eine Shottky-Diode mit höherer Sperrspannung gewählt.

Für den Betrieb der Parallelschaltung wird eine Konstantstromquelle benötigt. Diese kann ganz unterschiedlich aufgebaut werden. Zum Beispiel ist es möglich eine Stromquelle mithilfe eines Linearreglers umzusetzen. Vorteil dieser Stromquelle sind die hohen zu erreichenden Ströme, wie sie etwa durch Operationsverstärkerschaltungen nur schwer oder gar nicht erreicht werden können [26]. Die Leistungsfähigkeit einer Stromquelle auf Basis eines Linearreglers ist nur an den maximalen Strom, den das Bauteil leiten kann, und die Spannungsversorgung gebunden. Daher soll hier eine solche Stromquelle zum Einsatz kommen. Der Schaltplan der Stromquelle ist in Abbildung 4.25 dargestellt.

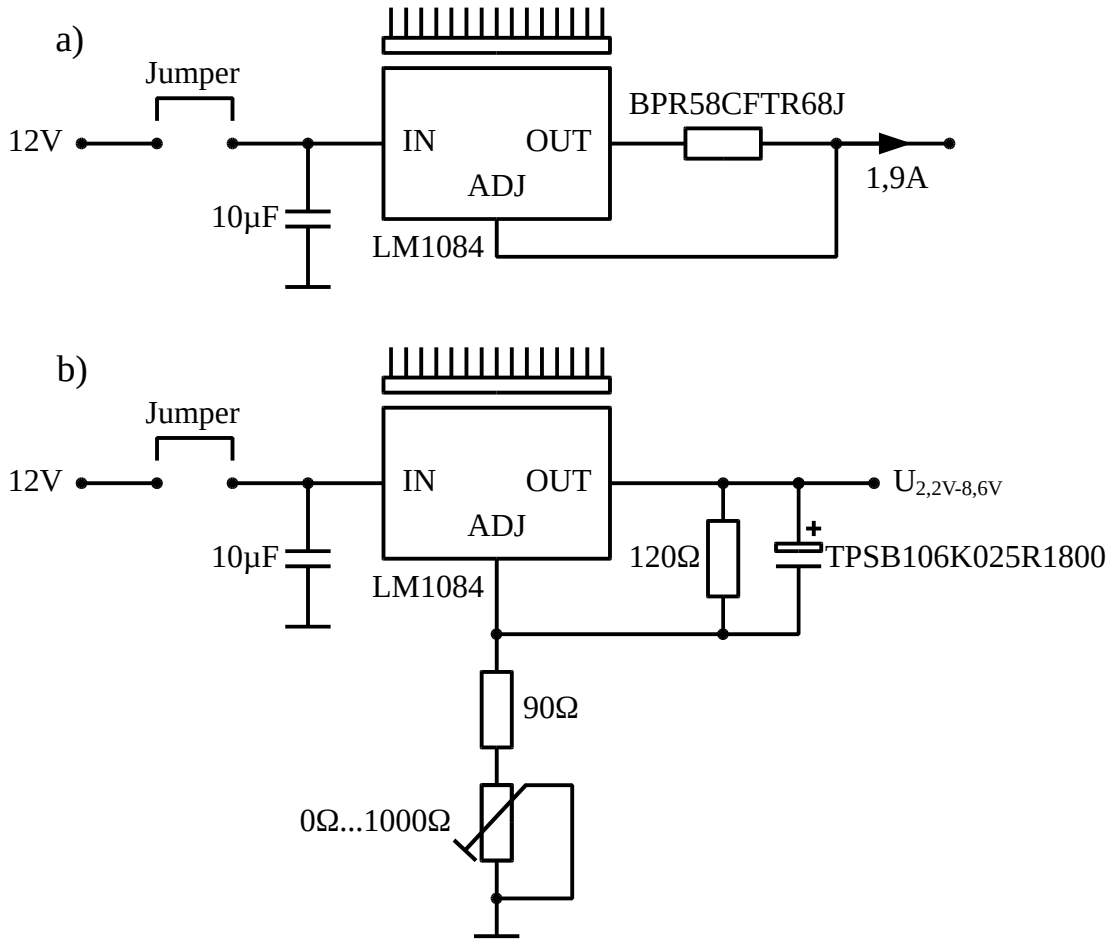

Abbildung 4.25: Schaltplan der Stromquelle für die Parallelschaltung (a) und Spannungsquelle für die Serienschaltungen (b)

Es kommt dabei die einstellbare Variante des Linearreglers LM1048 von TI zum Einsatz. Dieser Regler ist in der Lage Ströme bis zu 5 A zu leiten [52]. Nach [26] stellt sich bei der gezeigten Schaltung über den Ausgangswiderstand ein Strom ein, der dem Quotient der Referenzspannung des Linearreglers und dem Wert des Ausgangswiderstands entspricht. Für eine Referenzspannung von 1,25 V und einen Strom von 2 A wird somit ein Widerstand von 625 mΩ benötigt. Da zur Zeit der Bauteilrecherche kein Widerstand mit diesem Wert und einer genügend hohen Leistungsfähigkeit gefunden werden konnte, kommt hier ein Widerstand mit 680 mΩ zum Einsatz. Dadurch stellt sich ein Strom von etwa 1,9 A ein. Um den Linearregler vor Überhitzung zu schützen, wird er auf einen großen Kühlkörper befestigt. Dieser ist darauf ausgelegt im ungünstigsten Fall die Wärme, die bei einem Kurzschluss auftritt, ableiten zu können. Ein Kurzschlussbetrieb wäre dann möglich, wenn der MOSFET der Parallelschaltung durchgehend leitet.

Neben dem Ausgangswiderstand sind noch ein im Datenblatt vorgeschlagener Eingangskondensator [52] und ein Jumper am Schaltungseingang vorgesehen. Letzterer wird genutzt, um die Konstantstromquelle außer Betrieb setzten zu können, wenn die

Parallelschaltung nicht aktiv sein soll. Dadurch kann sowohl Energie gespart werden, als auch gewährleistet werden, dass die VCSEL der Parallelschaltung kein Licht emittiert. Dies könnte potentiell schädlich für das menschliche Auge sein.

Ebenfalls über einen Jumper zur Inbetriebnahme verfügt die Spannungsquelle der Serienschaltung, die eine Ausgangsspannung zwischen 2,2 V und 8,6 V ausgibt und ebenfalls in Abbildung 4.25 dargestellt ist. Es kommt derselbe Linearregler wie bei der Konstantstromquelle zum Einsatz. Er wird wie im Datenblatt beschrieben als einstellbare Spannungsquelle betrieben [52]. Über die Widerstände mit 90 Ω und 120 Ω wird die minimal einzustellende Ausgangsspannung auf 2,2 V begrenzt. Über den Trimmer kann die Ausgangsspannung bis auf etwa den Wert der Eingangspannung angehoben werden. Da im Betrieb der Serienschaltung mit 2,2 V bei 2 A und einer Eingangsspannung von 12 V im Linearregler eine hohe Verlustleistung entsteht, ist auch er mit dem Kühlkörper der Stromquelle verbunden. Dieser ist für die Ableitung der entstehenden Wärme vollkommen ausreichend. Neben den verwendeten Widerständen kommen wie im Datenblatt beschrieben jeweils am Eingang und Ausgang der Schaltung Kondensatoren zum Einsatz. Die zu wählenden Bauteilgrößen werden dem Datenblatt entnommen [52]. Außerdem wird wie empfohlen der Ausgangskondensator als Tantal-Kondensator vorgesehen.

Wie auf der SBG werden die verschiedenen Spannungslevel auf der Leiterplatte der BBG mithilfe von großen Kupferflächen an die entsprechenden Verbraucher angebunden. Dies geschieht wie bei der SBG über die zweite Lage der vierlagigen Leiterplatte. Die dritte Lage ist als durchgehender Rückleiter mit GND-Potential vorgesehen. Es kommen Kontroll-LED für die Spannungen 12 V, 5 V, 3,3 V und 2,5 V zum Einsatz. Sie sind auf der Rückseite der Leiterplatten angeordnet, um das optische Ausgangssignal nicht zu verfälschen.

4.3.9 Simulation

Auch die Schaltung der BBG soll mittels LTspice simuliert werden. Dabei steht das Schaltverhalten des MOSFET und der dadurch beeinflusste Strom durch die VCSEL im Vordergrund. Es wird wie schon bei der SBG ein Signal von 80 MHz für die Simulation der Parallelschaltung und Serienschaltungen verwendet. Dadurch können die Simulationsergebnisse mit den Messungen der Baugruppe im Zusammenspiel mit der SBG und einer optischen Signalquelle mit derselben Frequenz verglichen und bewertet werden. Die für die Simulation der BBG verwendete Schematik ist in Anhang B dargestellt.

Wie in Kapitel 3.5.2 bereits erwähnt, ist über parasitäre Effekte von VCSEL bisher nur wenig öffentlich bekannt. Daher existieren auch keine Simulationsmodelle, die hier eingesetzt werden können. Stattdessen muss ein Ersatzschaltbild für ein VCSEL genutzt werden, wie es in [34] genutzt wird. Es setzt sich aus einer Diode und einer parallel dazu vorgesehenen Kapazität zusammen. Da im Datenblatt des V102C121A-940 keine parasitären Komponenten angegeben werden, wird hier die Annahme übernommen, dass die parasitäre Kapazität des VCSEL im Bereich von 300 pF liegt. Als Diode kommt das Standardmodell von LTspice zum Einsatz. Es wird durch die bekannte Flussspannung des VCSEL, die hier etwa 2,1 V beträgt ergänzt (Vgl. Tabelle 4.20). Das Simulationsmodell des BSZ440N10NS3 berücksichtigt die Temperatur des

Bauteilgehäuses. Die Temperatur, die innerhalb des Modells verwendet wird, wird über eine Gleichspannungsquelle konfiguriert. Ohne diese zusätzliche Beschaltung ist eine Simulation des MOSFET nicht möglich.

Im Dämpfungsnetzwerk der Parallelschaltung kommen in der Schaltung die pin-Diode BAP65-02 und die Zener-Diode PDZ10BGWJ zum Einsatz. Für beide Bauteile existieren keine Simulationsmodelle, weshalb hier Ersatzmodelle verwendet werden. Für die pin-Diode wird das Modell der BAS40-045HM und für die Zener-Diode das Modell der PTZ10B eingesetzt. Beide Dioden weisen Parameter auf, die möglichst nah an denen der in der Schaltung verwendeten Bauteilen liegen.

Bei den Serienschaltungen werden Vorwiderstände vor den VCSEL vorgesehen. Es hat sich gezeigt, dass diese dämpfend auf möglicherweise auftretende Schwingungen wirken und dadurch positiv zum Schaltverhalten beitragen. Für einen Spitzenstrom von etwa 2 A hat sich bei der Serienschaltung mit vier VCSEL ein Widerstandswert von 700 mΩ als praktikabel erwiesen. Bei der Serienschaltung mit einem VCSEL kommt ein Vorwiderstand von 2,2 Ω zum Einsatz.

Da das Simulationsmodell des LTC6752 nicht darauf ausgelegt ist einen Betrieb mit verschiedenen Versorgungsspannungen darzustellen, wird die Komparatorschaltung nicht in der Simulation berücksichtigt. In der Simulation der SBG in Kapitel 4.2.7 wurde eine ähnliche Komparatorschaltung mit nur einer Versorgungsspannung betrachtet. Dort hat sich gezeigt, dass der LTC6752 gut für Frequenzen bis 100 MHz einsetzbar ist und sehr steile Flanken erzeugen kann. Anstatt des Komparators wird hier eine einfache Signalquelle mit einer Amplitude von 3,3 V eingesetzt. Dies entspricht dem Ausgangssignal des an der Stelle eingesetzten Komparators. Die Parameter des verwendeten Eingangssignals sind in Tabelle 4.24 festgehalten.

Tabelle 4.24: Parameter des Eingangssignals für die Simulation der BBG

Frequenz	80MHz
DC	50%
Flankensteilheit	1ns

Im Folgenden sollen die Ergebnisse der Simulation abgebildet werden. In Abbildung 4.26 ist das zeitliche Verhalten der Serienschaltung mit vier VCSEL dargestellt. Es sind das Eingangssignal des Gate-Treibers u_{a_3} (blau), die Spannung über die VCSEL und den MOSFET $u_{seriell_4}$ (rot) und der Strom durch die VCSEL i_{D4} (türkis) über die Zeit aufgetragen.

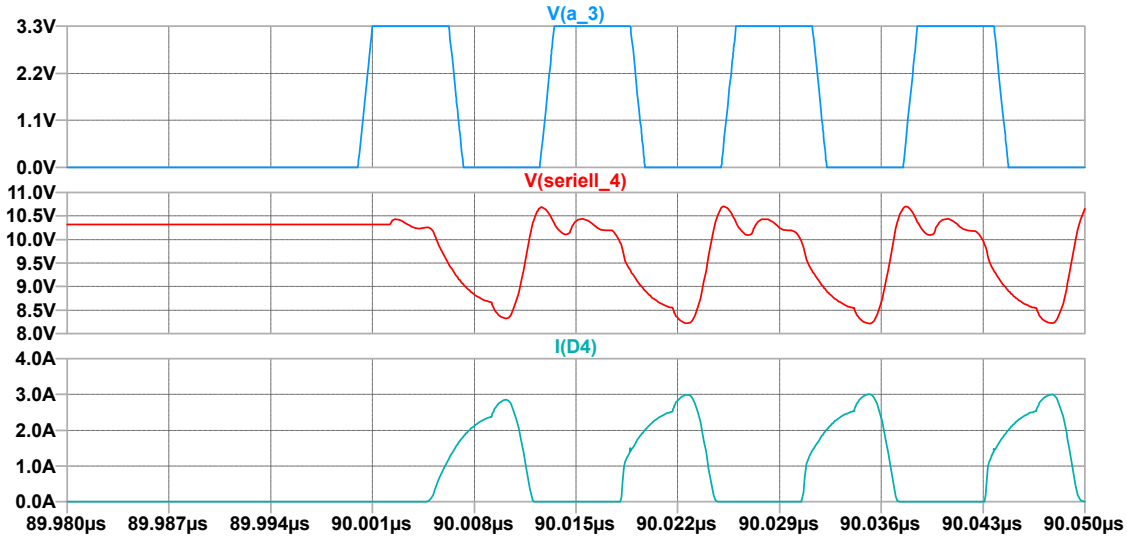

Abbildung 4.26: Simulationsergebnis für die Serienschaltung mit vier VCSEL

Die Signale $u_{seriell_4}$ und i_{D4} weisen nicht die Rechteckform der Eingangsspannung auf. Vor allem die steigende Flanke des Stroms und fallende Flanke der Spannung sind stark verformt. Die Flankensteilheit nimmt gegenüber dem Eingangssignal ab. Wenn der MOSFET leitet und die VCSEL emittieren, stellt sich aufgrund der größeren Anstiegs- und Abfallzeiten für $u_{seriell_4}$ nur kurzzeitig eine Spannung in der Größenordnung der Flussspannung von vier seriellen VCSEL mit je 2,1 V ein. Wird der MOSFET hochohmig, steigt $u_{seriell_4}$ wieder an und pendelt sich auf einen Wert von etwa 10,3V ein. Diese Spannung liegt über dem erwarteten Wert. Die Versorgungsspannung ist darauf ausgelegt eine Spannung von 8,6 V zu liefern. Außerdem treten Überschwinger von etwa 500 mV auf. Der Spitzenstrom von i_{D4} beträgt kurzzeitig knapp 3 A. Die Anstiegszeiten betragen im Schnitt 2,6ns und die Abfallzeiten 830 ps.

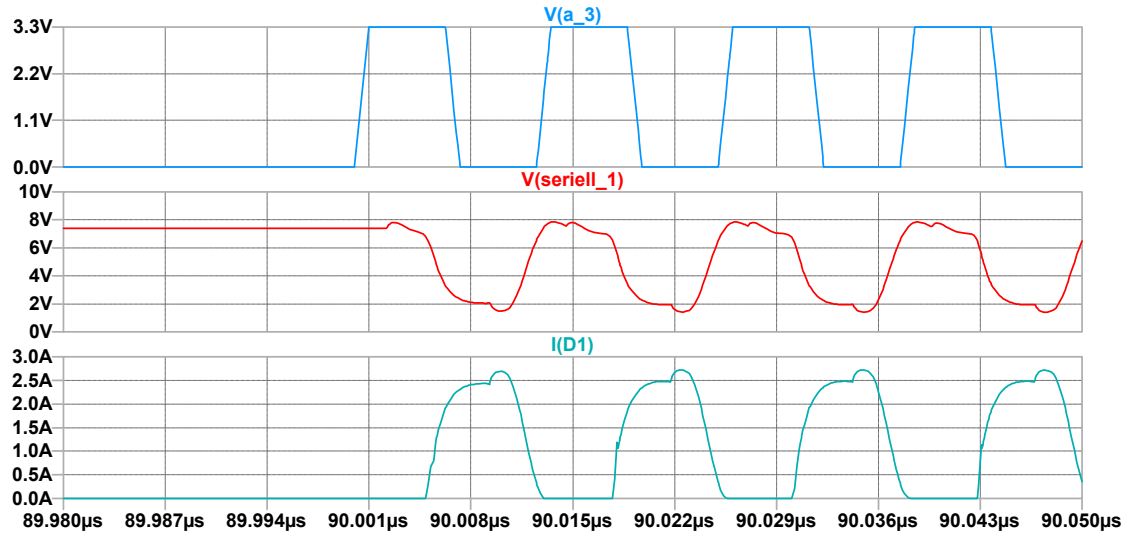

Abbildung 4.27: Simulationsergebnis für die Serienschaltung mit einem VCSEL

In Abbildung 4.27 sind die Simulationsergebnisse für die Serienschaltung mit einem VCSEL dargestellt. Wie in der vorherigen Abbildung ist das Eingangssignal des Gate-Treibers u_{a_3} (blau), die Spannung über die VCSEL und den MOSFET $u_{seriell_1}$ (rot) und der Strom durch die VCSEL i_{D1} (türkis) über die Zeit aufgetragen.

Grundsätzlich ähneln sich die Signalverläufe der beiden Serienschaltungen. Bei der Schaltung mit nur einem VCSEL stellt sich für $u_{seriell_1}$ im aktiven Zustand des MOSFET eine Spannung von etwas weniger als 2 V ein. Dies entspricht der Flussspannung eines VCSEL. Ist der MOSFET hochohmig, fällt eine Spannung von etwa 7,2 V ab. Dies liegt deutlich über der Spannung von 2,2 V, die die Spannungsversorgung liefert. Die Überschwinger der Spannung haben mit etwa 1 V eine größere Amplitude als bei der vorherigen Betrachtung. Die Anstiegszeiten von i_{D1} und die Abfallzeiten von $u_{seriell_1}$ sind dagegen kürzer, wodurch das Signal weniger stark verformt wird. Für i_{D1} stellt sich kurzzeitig ein Spitzenstrom von etwas mehr als 2,5 A ein. Die Anstiegszeiten betragen im Schnitt 1,3 ns und die Abfallzeiten 1,2 ns.

In Abbildung 4.28 sind die Ergebnisse der Simulation der Parallelschaltung mit vier VCSEL dargestellt. Es ist das Eingangssignal des Gate-Treibers u_{a_3} (blau), die Spannung über die VCSEL $u_{parallel_4}$ (rot) und der Strom durch die VCSEL i_{D3} (türkis) über die Zeit aufgetragen.

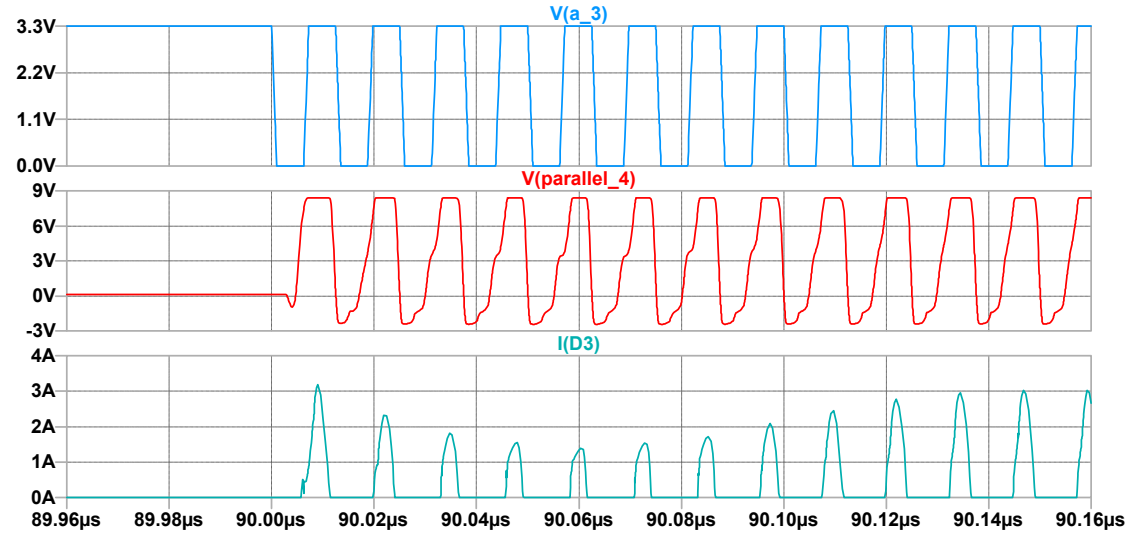

Abbildung 4.28: Simulationsergebnis für die Parallelschaltung mit vier VCSEL

Der Strom i_{D3} weist über die ersten elf Rechteckpulse ein einschwingendes Verhalten auf. Die Amplitude schwankt zwischen 3 A und etwa 1,5 A, wobei sich danach eine konstanter Spitzenstrom von 3 A einstellt. Die Anstiegszeiten betragen im Schnitt 1,1 ns und die Abfallzeiten 960 ps. Gegenüber dem Eingangssignal ist der DC des Signals deutlich verringert. Die Spannung $u_{parallel_4}$ weist im Vergleich zum Eingangssignal größere Anstiegszeiten auf. Das Spannungssignal ähnelt dadurch weniger einem Rechteck. Der DC von 50 % bleibt aber erhalten. Das Signal fällt bei der fallenden Flanke mit etwa -2 V unter den Ruhepegel von 0 V.

5 Messung und Ergebnisse

Im folgenden Kapitel sollen die aufgebauten Labormuster der SBG und BBG untersucht werden. Dabei stehen die elektrischen und optischen Eigenschaften, sowie die Funktionsweisen der Baugruppen im Fokus. Es soll durch Messungen untersucht werden, ob die grundlegenden Forderungen an das Gesamtsystem und die daraus abgeleiteten Vorgaben an die Teilsysteme erreicht werden können.

Bei den Messungen kommt folgendes Equipment zum Einsatz:

- Oszilloskop: 6 Series MSO64 von Tektronix mit einer Bandbreite von 4 GHz und einer Auflösung von 25 GS/s im Zusammenspiel mit Tastköpfen der Bauart TPP1000 mit einer Bandbreite von 1 GHz des selben Herstellers.
- Signalgenerator: AFG31252 von Tektronix mit einer Bandbreite von 250 MHz.
- Photodetektor: iC212NST Highspeed Fotoreceiver von iCHaus mit einer Bandbreite von 1,4 GHz.
- Ulbricht-Kugel (U-Kugel) und Auswerteeinheit: Power Meter Model 1936-R von Newport mit einer Abtastrate von 10 kHz im Zusammenspiel mit der 819D-I5-5.3 Integrating Sphere und dem Optical Power Detector 918D-SL-OD1R des selben Herstellers.
- ToF Kamera: Development Kit CamBoard pico flexx von pmd mit einer Wellenlänge von 850 nm.

Bei den folgenden Messungen wird darauf geachtet die Schaltungen durch das Messequipment so wenig wie möglich zu beeinflussen. Da die Schaltungen bei hohen Frequenzen bis 100 MHz arbeiten, können die parasitären Eigenschaften der Messgeräte das Messergebnis signifikant beeinflussen. Aus diesem Grund werden die Tastköpfe des Oszilloskops nicht über ein kurzes Kabel und Krokodilklemmen mit dem GND der Leiterplatte verbunden. Stattdessen wird ein sehr kurzer Draht, der um den blanken GND-Kontakt der Messspitze gewickelt wird, genutzt. Er stellt den Kontakt mit dem nächstgelegenen GND zur Messstelle her. Dies wird in [38] empfohlen und soll induktive Effekte verringern.

Die pico flexx ToF Kamera von pmd mit AMCW-Verfahren kommt bei den Messungen der externen Beleuchtung als Referenzkamera zum Einsatz. Sie generiert das optische Signal, welches bei der Untersuchung der SBG als Eingangssignal verwendet wird. Als Triggersignal für die BBG kommt je nach Messung das Ausgangssignal der SBG oder das des Signalgenerators AFG31252 zum Einsatz. Die Funktionsweise der pico flexx ToF Kamera ist sehr gut bekannt. Es besteht die Möglichkeit auf die Rohdaten der Kamera zuzugreifen. Dies wird in späteren Untersuchungen des Zusammenspiels von externer Beleuchtung und Kamera von Bedeutung sein. Es ist denkbar, dass durch die Manipulation der Rohdaten eine einfache

Kalibrierungen der Kamera auf die zusätzliche Verzögerung des optischen Signals durch die externe Beleuchtung möglich ist.

5.1 Optisches Signal der pico flexx Kamera

Um in der Diskussion der Messergebnisse Aussagen über die Performance der externen Beleuchtung mit der pico flexx ToF Kamera als Generator des Eingangssignals treffen zu können, wird das optische Signal der Kamera untersucht. Dieses kann später mit dem Ausgangssignal der externen Beleuchtung verglichen werden.

Es ist bekannt, dass die pico flexx ToF Kamera ein Ausgangssignal generiert, welches pro Messung aus acht Signalbursts besteht. In jedem der 2ms langen Bursts wird ein kontinuierliches Rechtecksignal emittiert. Zwischen den Bursts wird kein optisches Signal ausgestrahlt. Um eine Eindeutigkeit bei der Messung der Distanzen gewährleisten zu können, arbeitet die ToF Kamera mit zwei unterschiedlichen Frequenzen. Es kommt bei den ersten vier Bursts eine Frequenz von 80 MHz und bei den letzten vier Bursts eine Frequenz von 60 MHz zum Einsatz. Im Folgenden wird nur das Rechtecksignal mit 80 MHz untersucht, da dieses die höheren Anforderung an die Schaltungen und deren Bandbreite stellt. Für den späteren Vergleich wird das optische Signal der ToF Kamera aufgenommen. Dafür kommt der Photodetektor iC212NST zum Einsatz. Dieser gibt das optische Signal in Form von Spannungen aus, welche mithilfe des Oszilloskops MSO64 aufgezeichnet werden. Der schematische Messaufbau für die Betrachtung des Ausgangssignals der pico flexx ToF Kamera ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

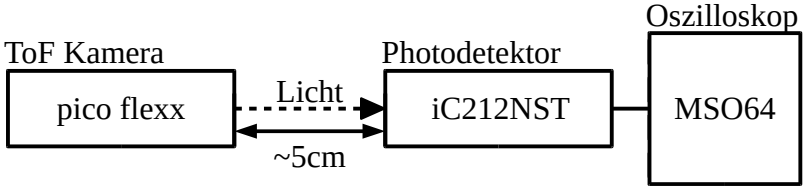

Abbildung 5.1: Messaufbau für die Betrachtung des optischen Ausgangssignals der pico flexx ToF Kamera

Zwischen der ToF Kamera und dem Photodetektor wird ein Abstand von etwa 5 cm vorgesehen, um die maximale Eingangsleistung des Detektors nicht zu überschreiten. Die aktive Zone des Detektors ist auf die Mitte der Beleuchtungseinheit der ToF Kamera ausgerichtet. Über die Distanz stellt sich eine Dämpfung der Strahlungsleistung ein, welche in einer Verringerung der Amplitude im elektrischen Signal des Detektors resultiert. Da bei der Messung die Signalform und nicht die Strahlungsleistung im Fokus steht, kommt dem genauen Abstand keine Bedeutung zu. Die Strahlungsleistung der pico flexx ToF Kamera wird in einem späteren Zeitpunkt separat betrachtet. Das Messergebnis der Betrachtung des optischen Ausgangssignals der pico flexx ToF Kamera ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Es sind vier Perioden des Rechtecksignals aus einem der Signalbursts mit 80 MHz dargestellt.

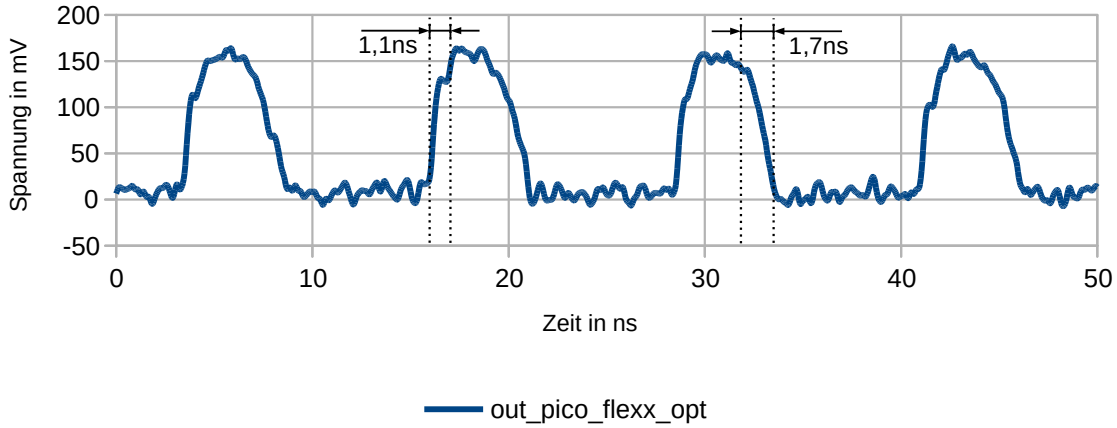

Abbildung 5.2: optisches Ausgangssignal der pico flexx ToF Kamera

Das aufgenommen Signal weist ein Rauschen mit einer Amplitude von etwa 20 mV auf. Dieses liegt beim Betrieb des Photodetektors immer an dessen Ausgang an und ist auf das Messgerät und nicht auf das optische Signal zurückzuführen. Das optische Signal weist periodisch wiederkehrende Pulse auf, deren Schaltflanken leicht abgerundet sind. Es werden Amplituden von etwa 150 mV erreicht. Die Ermittlung der Anstiegs- und Abfallzeiten des Signals wird aufgrund des Rauschens des Photodetektors im Intervall von 20 % bis 80 % der Signalamplitude vorgenommen. Bei der Betrachtung von 10 % bis 90 % würde das Rauschen, welches hier etwa 15 % der Signalamplitude beträgt, einen zu großen Einfluss aufweisen. Das Ausgangssignal der pico flexx ToF Kamera weist durchschnittlich die gemessenen und in Tabelle 5.1 festgehaltenen Eigenschaften auf.

Tabelle 5.1: Messergebnisse des optischen Ausgangssignals der pico flexx ToF Kamera

Freuquenz	80MHz	
DC	33,00 %	
Anstiegszeit	1,1ns	(20%-80%)
Abfallzeit	1,7ns	(20%-80%)

5.2 Sensorbaugruppe

In den folgenden Messungen steht die SBG im Fokus. Es werden der Signalpfad und die Spannungsversorgung untersucht. Dabei kommt die pico flexx ToF Kamera zum Einsatz, welche das benötigte Eingangssignal generiert.

5.2.1 Signalpfad

Für die Bewertung der SBG soll das Schaltungsverhalten der Baugruppe untersucht werden. Dabei liegt ein Augenmerk auf dem Signalpfad und dem Verhalten des TIV, des NIV und der Komparatorschaltungen. Es wird dafür eine Messung der SBG mit dem optischen Signal der pico flexx ToF Kamera am Eingang und dem Oszilloskop MSO64 zur Erfassung der Signale durchgeführt. Der schematische Aufbau der Messung ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

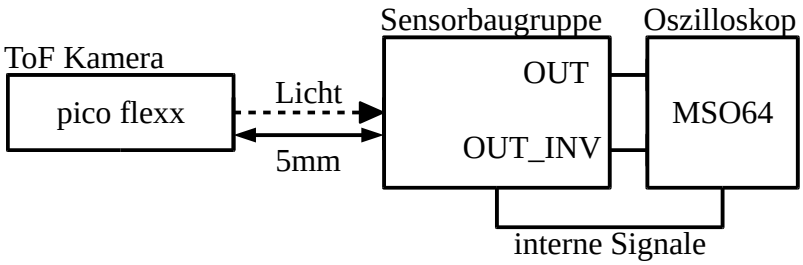

Abbildung 5.3: Messaufbau für die Untersuchung des Signalpfads der Sensorbaugruppe

Zwischen der ToF Kamera und der Photodiode auf der SBG wird ein Abstand von 5 mm vorgesehen. Dadurch wird gewährleistet, dass genügend Strahlungsleistung von der Photodiode absorbiert wird und zu einem deutlichen Photostrom beiträgt. Über den Trimmer am NIV wird ein Widerstand von 200 Ω eingestellt. Dies resultiert in einer Verstärkung von v=3,5. Diese ist laut Datenblatt zu gering, um einen stabilen Betrieb zu garantieren [24]. Im Betrieb hat sich aber herausgestellt, dass mit dieser Einstellung die besten Ergebnisse zu erzielen sind und noch keine Oszillationen durch den NIV entstehen. Die Referenzspannung U_{ref_1}, die an den Komparatoren anliegt, wird über den Trimmer der Spannungsversorgung so eingestellt, dass am Ausgang Signale mit einem DC von 50 % anliegen. Bei der Verbindung der Ausgänge zum Oszilloskop kommen Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50 Ω zum Einsatz. Der Eingang des Oszilloskops wird mit 50 Ω terminiert. In der Messung werden der nichtinvertierte Ausgang *OUT* (grün) und der invertierte Ausgang *OUT_INV* (lila) betrachtet. Außerdem werden gleichzeitig interne Signale und Spannungen der SBG untersucht. Es werden U_{ref_1} (gelb), das Signal u_{a_1} nach dem TIV (blau) und das Signal u_{a_2} nach dem nichtinvertierten Verstärker (rot) aufgenommen. Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 5.4 dargestellt. Die Signale und Spannungen sind über einen Zeitraum, der vier Perioden des Rechtecksignals der pico flexx ToF Kamera entspricht, aufgetragen.

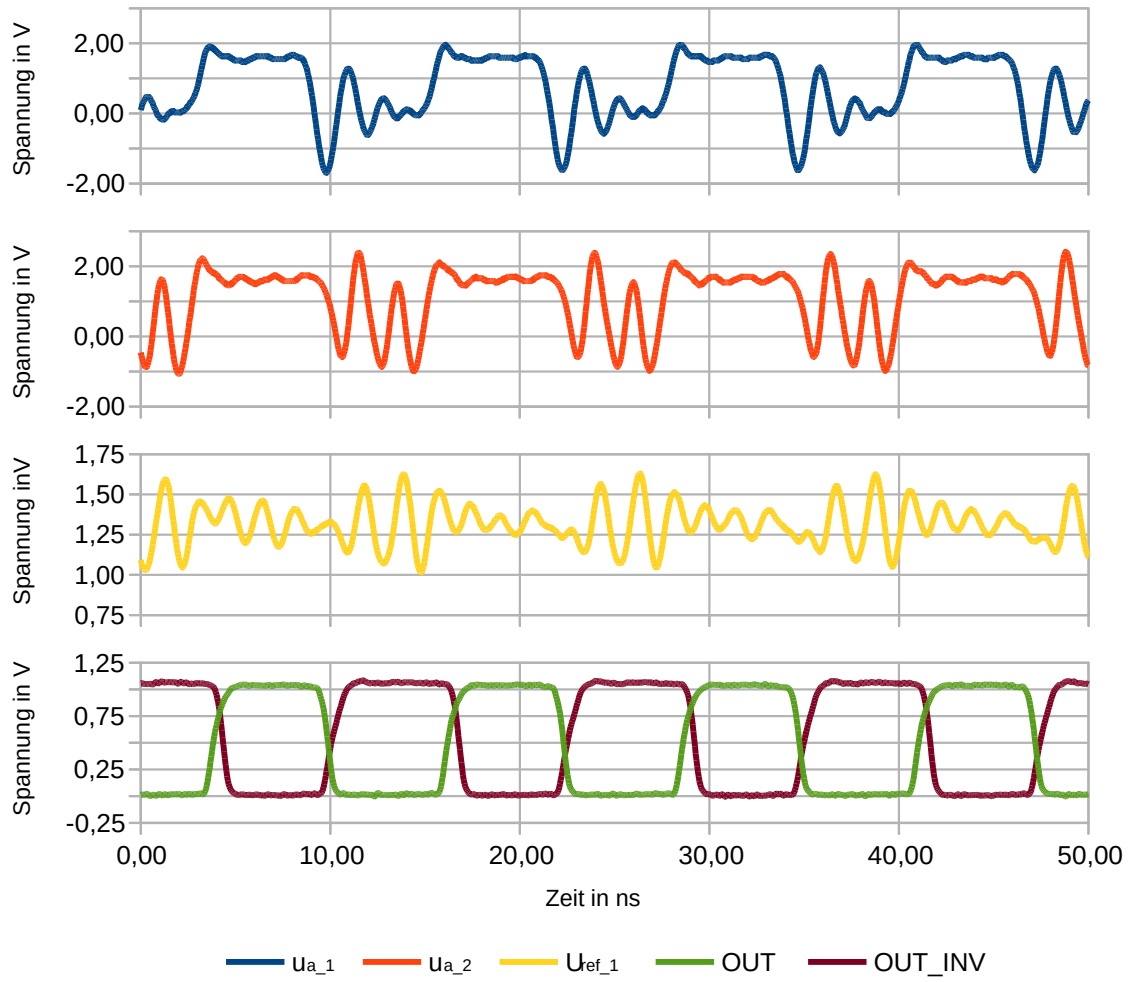

Abbildung 5.4: interne Signale im Signalpfad und das invertierte und nichtinvertierte Ausgangssignal der Sensorbaugruppe bei Betrieb mit der pico flexx ToF Kamera

Das Ausgangssignal des TIV u_{a_1} weist eine Amplitude von 1,6 V auf. Die Pulsbreite des periodischen Rechtecksignals beträgt etwa 5,9 ns. Bei der steigenden Flanke sind Überschwinger von ungefähr 400 mV auszumachen. Zwischen den Rechteckpulsen weist das Ausgangssignal des TIV ein starkes, einschwingendes Verhalten auf. Das Signal oszilliert mit einer steigenden Frequenz im Bereich einiger hundert Megahertz und abnehmenden Amplitude um 0 V. Während des Rechteckpulses sind ebenfalls leichte Schwingungen auszumachen, die nur eine sehr geringe Amplitude von etwa 100 mV aufweisen. Das Ausgangssignal des NIV u_{a_2} ähnelt stark dem Signal u_{a_1}. Die Rechteckpulse weisen eine Amplitude von etwa 1,7 V auf. Die Amplitude der Schwingungen fällt mit etwa 200 mV ebenfalls höher aus. Die Amplitude des einschwingenden Verhaltens zwischen den Pulsen ist mit mehr als 2 V deutlich gestiegen. Der Frequenzbereich der Schwingungen hat sich allerdings verringert, die Breite des Rechteckpulses dagegen mit etwa 7,4 ns vergrößert. Die Referenzspannung U_{ref_1} weist ein oszillierendes Verhalten um eine Gleichspannung von ungefähr 1,3 V auf. Die Signalform der Oszillationen ähnelt stark denen der Spannungen u_{a_1} und u_{a_2}.

Die Ausgangsspannungen der SBG *OUT* und *OUT_INV* weisen ein regelmäßiges Rechtecksignal mit einer Amplitude von 1 V auf. Die Rechteckpulse sind an den Kanten etwas abgerundet. Das nichtinvertierte Ausgangssignal ist gegenüber dem Signal u_{a_1} um etwa 1 ns verzögert. Zusätzlich weist das invertierte Ausgangssignal eine Verzögerung von etwas unter 1 ns auf. Zwecks Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu den der pico flexx ToF Kamera werden die Anstiegs- und Abfallzeiten hier im Intervall von 20 % bis 80 % der Signalamplitude ermittelt. Die Ausgangssignale der SBG weisen durchschnittlich die gemessenen und in Tabelle 5.2 dargestellten Eigenschaften auf.

Tabelle 5.2: Messergebnisse der Ausgangssignale der Sensorbaugruppe

	OUT	OUT_INV	
Amplitude	1V	1V	
Frequenz	81MHz	81MHz	
DC	48,50 %	53,30 %	
Anstiegszeit	650ps	770ps	(20%-80%)
Abfallzeit	440ps	410ps	(20%-80%)

5.2.2 Spannungsversorgung

Um feststellen zu können, ob ein zuverlässiger Betrieb der SBG gewährleistet ist, wird die Schaltung der Spannungsversorgung der Baugruppe untersucht. Dafür werden alle Pegel der Spannungsversorgung im Betrieb aufgenommen. Die pico flexx ToF Kamera am Eingang generiert das optische Eingangssignal. Für die Messung kommt kein gesonderter Messaufbau zum Einsatz. Der Aufbau erfolgt ähnlich wie in Abbildung 5.3 dargestellt mit dem Unterschied, dass nur der nichtinvertierte Ausgang genutzt wird. Er ist mit 50 Ω abgeschlossen. Mithilfe der Tastköpfe des Oszilloskops werden die Spannungspegel U_{5V} (blau), $U_{2,5V}$ (rot), U_{-5V} (gelb) und $U_{-2,5V}$ (grün) auf der Leiterplatte abgegriffen. Das Ergebnis der Messung der Spannungsversorgung ist in Abbildung 5.5 dargestellt.

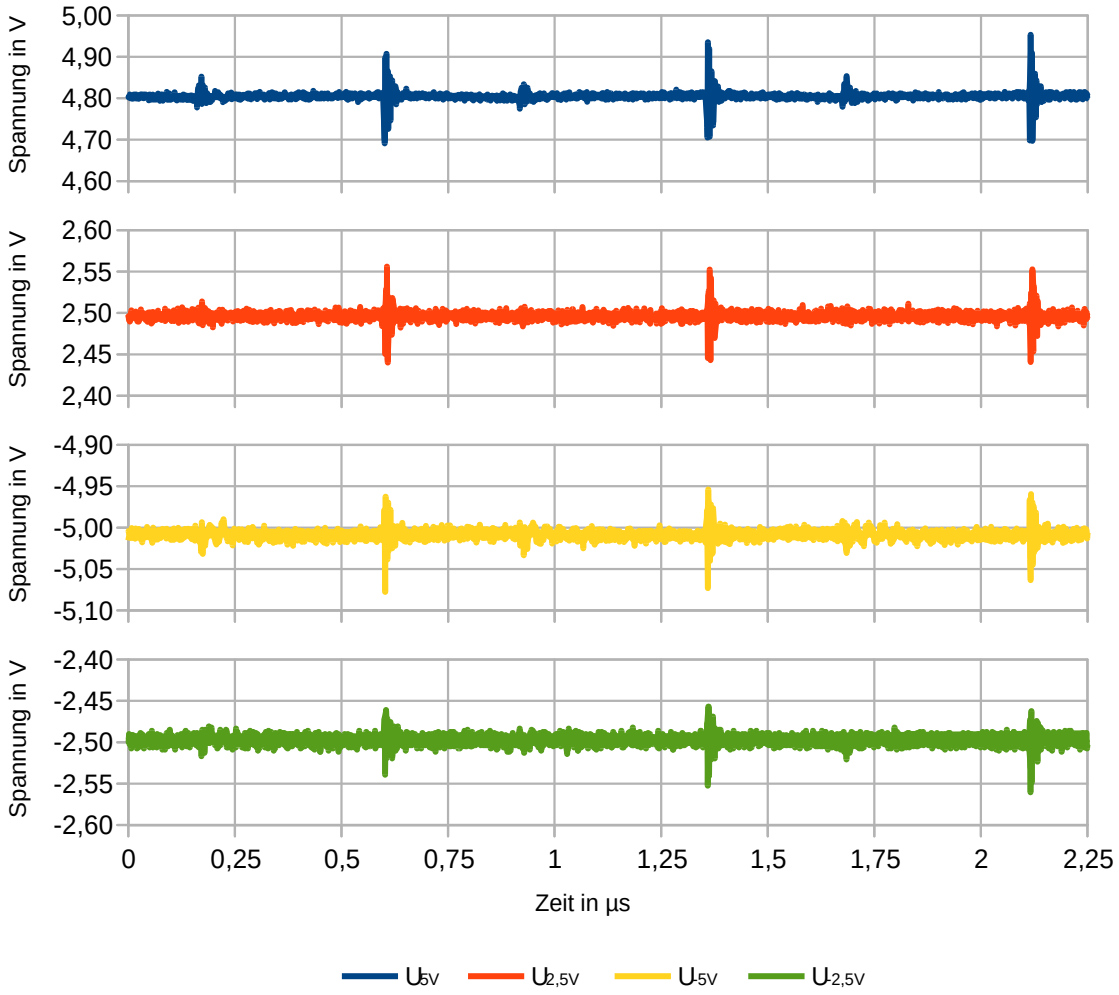

Abbildung 5.5: Pegel der Spannungsversorgung auf der belasteten Sensorbaugruppe

Die vier Spannungspegel zeigen ein zeitlich abhängiges Verhalten. Jede der Spannungen weist synchron Spannungsspitzen in der Leitung auf. Diese haben eine Amplitude von minimal 30 mV in $U_{-2,5V}$ und maximal 150 mV in U_{5V}. Die Frequenz, mit der die Spannungsspitzen auftreten, liegt bei etwa 1,3 MHz. Diese Wiederholrate weisen auch kleinere Spannungsspitzen mit 50 mV in U_{5V} und eine synchron dazu auftretende Oszillation mit einer Amplitude von einigen Millivolt in U_{-5V} und $U_{-2,5V}$ auf. Die Spannungen $U_{2,5V}$, U_{-5V} und $U_{-2,5V}$ weisen im Mittel die für sie spezifizierten Pegel auf. Nur die Versorgungsspannung U_{5V} zeigt im Schnitt einen etwas geringeren Pegel von 4,8 V.

Um zu untersuchen, ob die beobachteten Spannungsspitzen in der Spannungsversorgung einen Einfluss auf die Funktion der SBG ausüben, wird eine weitere Messung durchgeführt. Der schematische Messaufbau dazu ist in Abbildung 5.6 dargestellt.

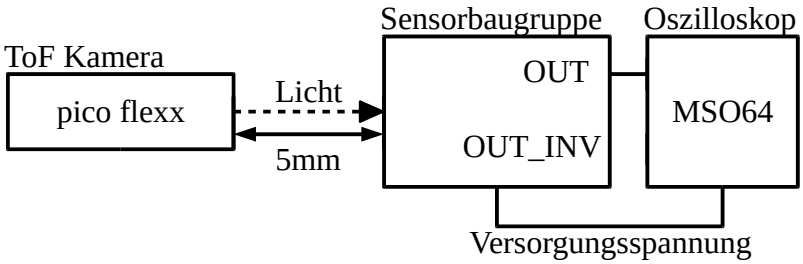

Abbildung 5.6: Messaufbau zur Untersuchung des Einflusses der Spannungsspitzen in der Spannungsversorgung der Sensorbaugruppe auf das Ausgangssignal

Es wird das nichtinvertierte Ausgangssignal betrachtet. Außerdem wird die Versorgungsspannung von knapp 5 V aufgenommen. Als Generator des optischen Eingangssignal kommt die pico flexx ToF Kamera zum Einsatz. Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 5.7 dargestellt. Der Pegel der Versorgungsspannung U_{5V} (blau) und das Ausgangssignal *OUT* (rot) sind über die Zeit aufgetragen.

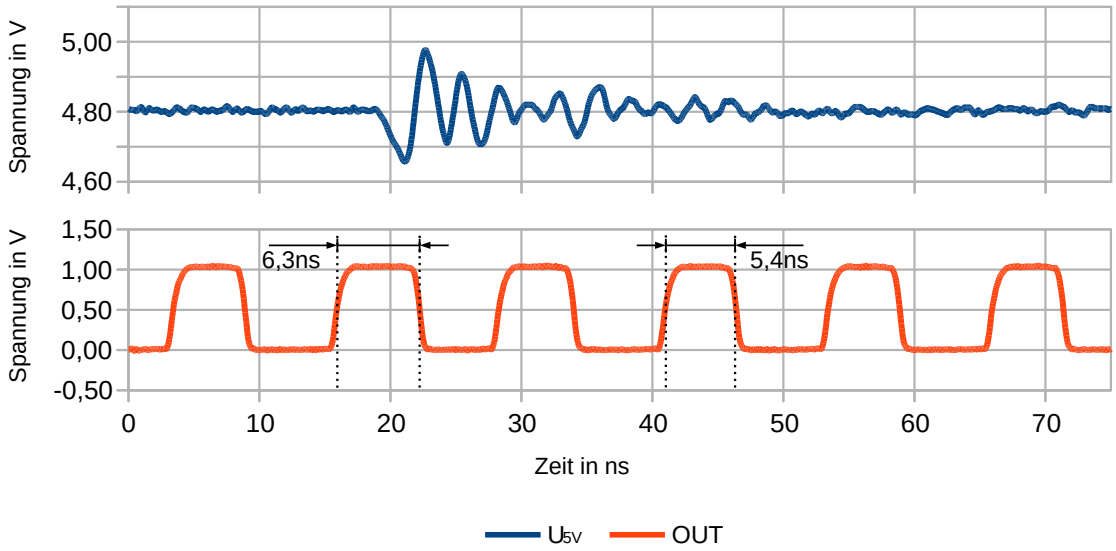

Abbildung 5.7: Auswirkungen einer Spannungsspitze in der Versorgungsspannung auf das nichtinvertierte Ausgangssignal der Sensorbaugruppe

Das nichtinvertierte Ausgangssignal weist dieselben Eigenschaften wie bei der vorherigen Untersuchung auf (Vgl. Tabelle 5.2). Die Pulsbreite beträgt durchschnittlich 5,4 ns. Einzig der Rechteckpuls, der zeitgleich zum größten Ausschlag der Spannungsspitze in der Versorgungsspannung liegt, weist eine etwas größere Pulsbreite auf. Sie liegt bei ungefähr 6,3 ns. Dies entspricht einer Abweichung von 16 % von der durchschnittlichen Pulsbreite.

5.3 Beleuchtungsbaugruppe

In den folgenden Messungen steht die BBG im Fokus. Es werden die Serienschaltungen und die Parallelschaltung untersucht. In den ersten Untersuchungen wird das genutzte Eingangssignal über die SBG und die pico flexx ToF Kamera generiert. Es werden so das nichtkontinuierliche Signal der ToF Kamera und dadurch der konkrete Anwendungsfall des Systems betrachtet. In späteren Messungen wird auf einen Signalgenerator zurückgegriffen. Dadurch können kontinuierliche Signalverläufe und andere als die im Signal der pico flexx ToF Kamera verwendeten Frequenzen untersucht werden. Zuletzt wird die Spannungsversorgung der BBG betrachtet.

5.3.1 Optische Ausgangssignale

Um die Funktion der drei Schaltungsvarianten Serienschaltung mit vier VCSEL, Serienschaltung mit einem VCSEL und Parallelschaltung mit vier VCSEL beurteilen zu können, werden die optischen Ausgangssignale der Schaltungen untersucht. Dabei steht die Signalform im Fokus. Auf die Strahlungsleistung des Ausgangssignals wird in einer separaten Messung eingegangen. Als Triggersignal wird ein von der SBG im Zusammenspiel mit der pico flexx ToF Kamera generiertes Signal eingesetzt. Das optische Signal wird vom Photodetektor iC212NST in ein elektrisches Signal gewandelt und vom Oszilloskop MSO64 aufgenommen. Der schematische Messaufbau ist in Abbildung 5.8 dargestellt.

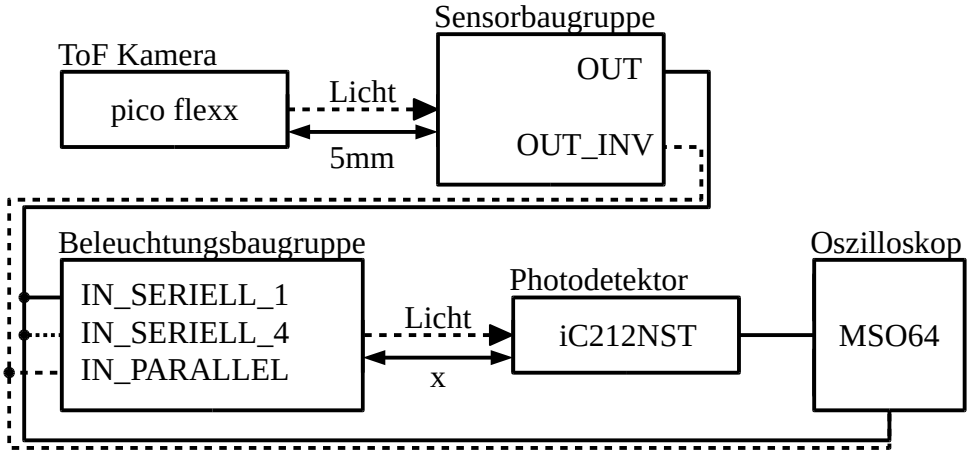

Abbildung 5.8: Messaufbau für die Untersuchung des Ausgangssignal der Serienschaltung mit einem VCSEL der Beleuchtungsbaugruppe; es ist der Signalpfad für die Messung der Serienschaltung mit vier VCSEL und der Parallelschaltung angedeutet

Für die Untersuchung des Ausgangssignals der Serienschaltungen wird das nichtinvertierte Ausgangssignal der SBG genutzt und an den Eingang der zu betrachtenden Serienschaltung angelegt. Soll hingegen der Ausgang der Parallelschaltung aufgenommen werden, wird das invertierte Ausgangssignal der SBG als Triggersignal verwendet. Dies ist in Abbildung 5.8 angedeutet. Für den Vergleich

zum Ausgangssignal wird das Triggersignal zusätzlich am Eingang der BBG mittels Koaxialkabel abgegriffen und vom Oszilloskop aufgezeichnet. Der Abstand *x* zwischen der BBG und dem Photodetektor wird für die jeweils zu messende Schaltung eingestellt. Die Distanz wird gerade so gewählt, dass der Detektor deutliche Amplituden ausgibt, mit denen die Signalform des optischen Ausgangs bewertet werden kann. Dadurch wird gewährleistet, dass die maximale Eingangsleistung des Photodetektors nicht überschritten wird. Der Photodetektor ist auf die Mitte der angeordneten VCSEL der zu untersuchenden Schaltung ausgerichtet. Für die Messung des Ausgangssignals der Serienschaltung mit einem VCSEL wird ein Abstand von einigen Millimetern gewählt. Dabei konnten keine Signalamplituden gemessen werden, die über das Grundrauschen des Photodetektors hinausgehen und eine Analyse des Signals erlaubt hätten. Auf dieses Verhalten wird in der Diskussion eingegangen. Die Serienschaltung mit einem VCSEL wird in den folgenden Messungen nicht weiter untersucht. Die Serienschaltung mit vier VCSEL wird dadurch in den weiteren Messungen verkürzt Serienschaltung bezeichnet.

Für die Untersuchung des Ausgangssignals der Serienschaltung mit vier VCSEL wird zwischen der BBG und dem Photodetektor ein Abstand von 7 cm vorgesehen. Es werden das optischen Ausgangssignal der Serienschaltung *OUT_SERIELL_4_OPT* (rot) und das Triggersignal am Eingang *IN_SERIELL_4* (blau) der BBG betrachtet. In Abbildung 5.11 sind vier Pulse des Messergebnisses über die Zeit dargestellt.

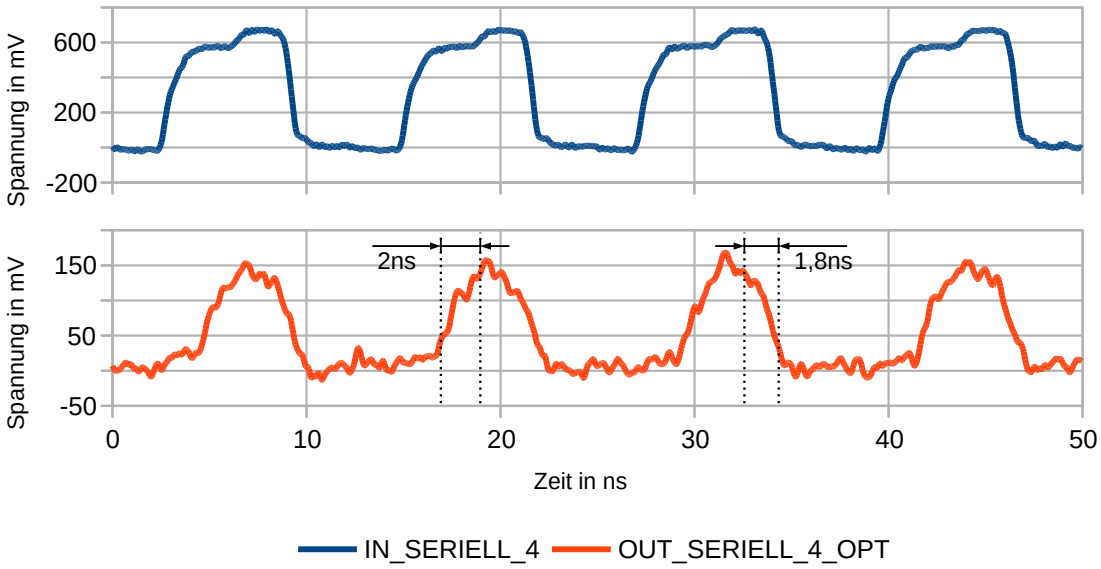

Abbildung 5.9: optisches Ausgangssignal der Serienschaltung mit vier VCSEL im Vergleich zum Triggersignal am Eingang

Das Ausgangssignal der Serienschaltung weist ein Grundrauschen mit einer Amplitude von etwa 20 mV auf, welches dem Photodetektor zugeordnet wird. Das optische Signal entspricht einem periodischen Rechteckverlauf. Die Pulse weisen etwas abgerundete Flanken auf. Die Anstiegs- und Abfallzeiten werden aufgrund des Rauschens im Intervall von 20 % bis 80 % ermittelt. Das elektrische Eingangssignal und das optische Ausgangssignal der Serienschaltung weisen im Schnitt die gemessenen und in Tabelle 5.3 dargestellten Eigenschaften auf.

Tabelle 5.3: Messergebnisse des elektrischen Eingangs und optischen Ausgangs der Serienschaltung mit vier VCSEL

	IN_SERIELL_4	OUT_SERIELL_4_OPT	
Frequenz	82MHz	80MHz	
DC	48,50 %	33,30 %	
Anstiegszeit	1,6ns	2ns	(20%-80%)
Abfallzeit	450ps	1,8ns	(20%-80%)

Zusätzlich wird das Einschwingverhalten der Serienschaltung am Anfang eines Signalbursts betrachtet. Dies geschieht mit dem selben Messaufbau. Es wird dafür nur das optische Ausgangssignal aufgenommen. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.10 dargestellt.

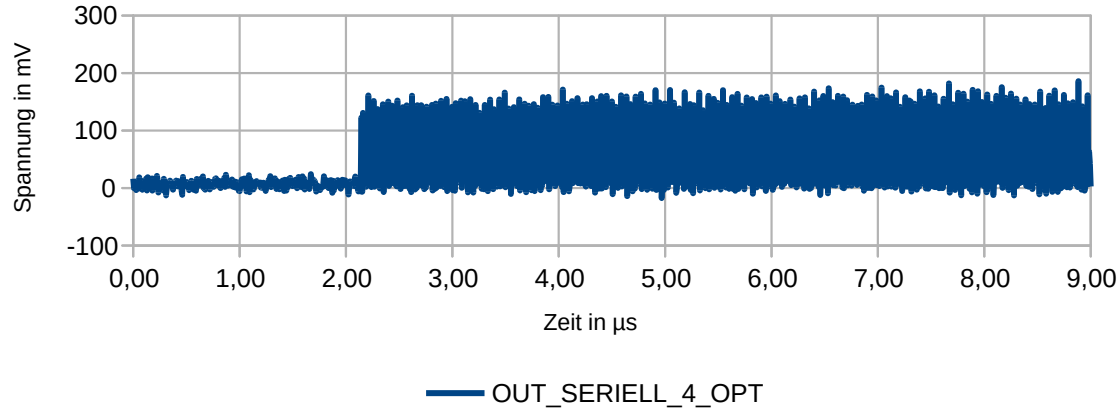

Abbildung 5.10: Einschwingverhalten der Serienschaltung mit vier VCSEL am Anfang eines Signalbursts

Das Ausgangssignal der Serienschaltung weist am Anfang eines Signalbursts eine klare Stufe auf. Es sind keine Überschwinger zu erkennen. Die Amplitude des Ausgang des Photodetektors korreliert mit der Strahlungsleistung des optischen Signals. Ab dem Beginn des Bursts wird durch die Serienschaltung die volle Strahlungsleistung emittiert.

Für die Betrachtung der Parallelschaltung mit vier VCSEL wird zwischen der BBG und dem Photodetektor ein Abstand von 10 cm gewählt. Vom aufgenommenen optischen Ausgangssignal der Parallelschaltung *OUT_PARALLEL_4_OPT* (rot) sind in Abbildung 5.11 vier Pulse im Vergleich zum Triggersignal *IN_PARALLEL_4* (blau) über die Zeit dargestellt.

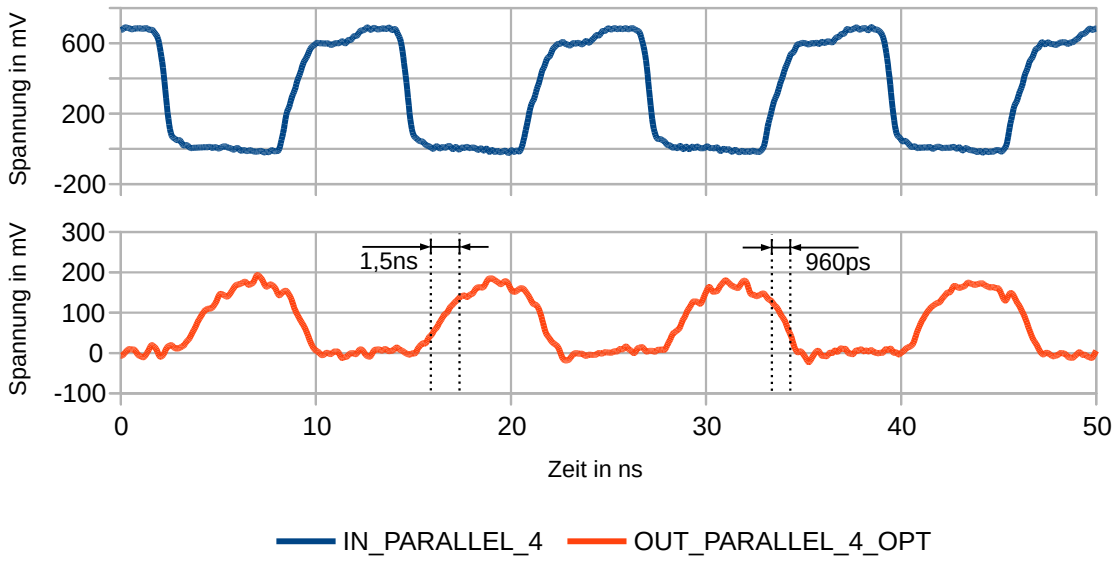

Abbildung 5.11: optisches Ausgangssignal der Parallelschaltung mit vier VCSEL im Vergleich zum Triggersignal am Eingang

Das Ausgangssignal der Parallelschaltung weist ebenfalls ein Grundrauschen mit einer Amplituden von etwa 20 mV auf. Das optische Signal entspricht einem periodischen Rechteckverlauf. Die Pulse weisen etwas abgerundete Flanken auf. Die Anstiegs- und Abfallzeiten werden wie gehabt im Intervall von 20 % bis 80 % ermittelt. Das elektrische Eingangssignal und das optische Ausgangssignal der Parallelschaltung weisen im Schnitt die gemessenen und in Tabelle 5.4 dargestellten Eigenschaften auf.

Tabelle 5.4: Messergebnisse des elektrischen Eingangs und optischen Ausgangs der Parallelschaltung mit vier VCSEL

	IN_PARALLEL_4	OUT_PARALLEL_4_OPT	
Frequenz	81MHz	80MHz	
DC	46,20 %	42,30 %	
Anstiegszeit	1,2ns	1,5ns	(20%-80%)
Abfallzeit	430ps	960ps	(20%-80%)

Bei der Parallelschaltung wird ebenfalls das Einschwingverhalten am Anfang eines Signalbursts betrachtet. Das entsprechende optische Ausgangssignal der Schaltung ist in Abbildung 5.12 dargestellt.

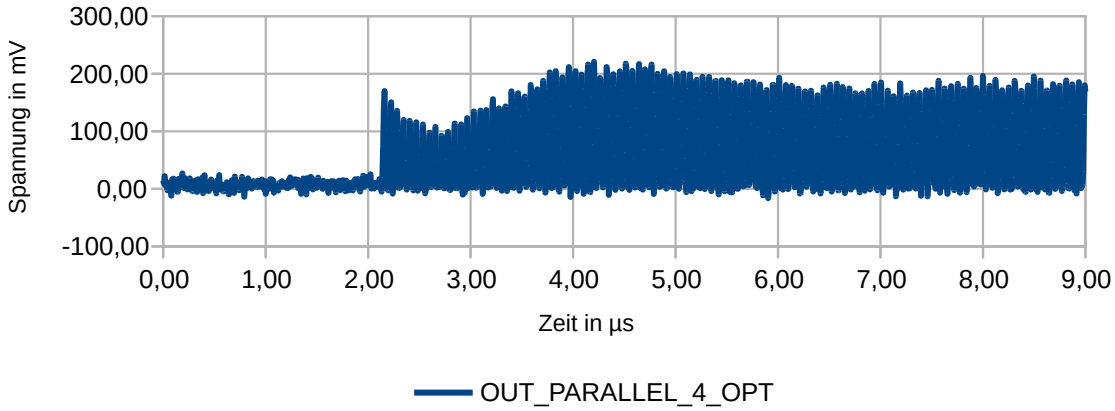

Abbildung 5.12: Einschwingverhalten der Parallelschaltung mit vier VCSEL am Anfang eines Signalbursts

Das Ausgangssignal der Parallelschaltung weist am Anfang eines Signalbursts ein einschwingendes Verhalten auf. Die Strahlungsleistung der Parallelschaltung ist am Anfang eines Signalbursts Schwankungen unterworfen. Das einschwingende Verhalten erstreckt sich über eine Dauer von etwa 6 µs.

5.3.2 Strahlungsleistungen

Für die Bewertung der Strahlungsleistungen werden die Parallelschaltung mit vier VCSEL und die Serienschaltung mit vier VCSEL einzeln vermessen. Auf eine Betrachtung der Serienschaltung mit einem VCSEL wird verzichtet. Die Strahlungsleistung dieser Schaltung ist so gering, dass die für die Bewertung der Strahlungsleistung notwendige Messung der Signalform nicht möglich ist. Für die Parallel- und Serienschaltung mit vier VCSEL wird die Strahlungsleistung des optischen Ausgangssignals mithilfe einer U-Kugel und angeschlossenem Powermeter untersucht. Der verwendete Messaufbau ist in Abbildung 5.13 schematisch dargestellt.

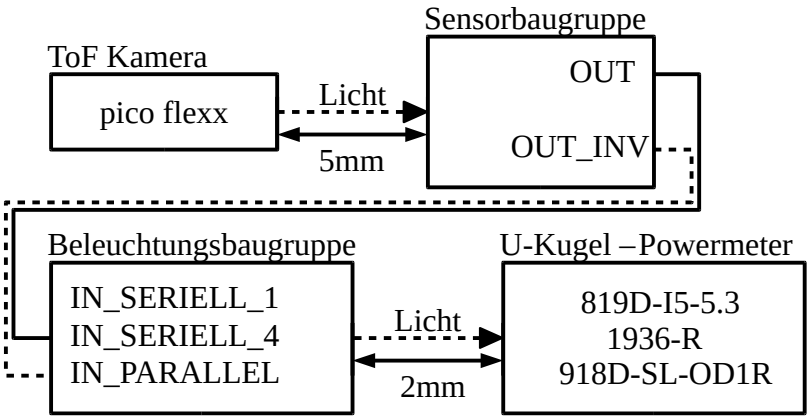

Abbildung 5.13: Messaufbau für die Ermittlung der Strahlungsleistung der Serienschaltung mit vier VCSEL; es ist der Signalpfad für die Messung der Parallelschaltung angedeutet

Um die Strahlungsleistungen der Serien- und Parallelschaltung mit der Strahlungsleistung der pico flexx ToF Kamera vergleichen und so die Schaltungen bewerten zu können, wird das Signal der pico flexx ToF Kamera zur Ansteuerung der BBG verwendet. Die SBG erzeugt aus dem optischen Signal der ToF Kamera das Triggersignal. Für die Messung der Serienschaltung wird das nichtinvertierte Ausgangssignal der SBG verwendet. Es wird an den Eingang der Serienschaltung angelegt. Da die Parallelschaltung ein invertierendes Verhalten aufweist, wird zur Messung ihrer Strahlungsleistung das invertierte Ausgangssignal der SBG eingesetzt. Dies ist in Abbildung 5.13 angedeutet. Die U-Kugel wird in einem Abstand von 2 mm jeweils direkt auf ein VCSEL der zu untersuchenden Schaltung gerichtet. So wird gewährleistet, dass sämtliches emittierte Licht eines VCSEL von der U-Kugel bewertet wird, aber der metallische Rahmen der U-Kugel keinen Kurzschluss auf der Leiterplatte hervorruft. Außerdem wird so garantiert, dass die maximale Eingangsleistung der U-Kugel nicht überschritten wird. Die drei weiteren VCSEL der Schaltungen werden abgedeckt. Die Messung der Strahlungsleistung wird über den Photodetektor innerhalb der U-Kugel und das Powermeter durchgeführt. Das Powermeter weist nur eine Abtastrate von 10 kHz auf. Da die pico flexx ToF Kamera ein Signal von mindestens 60 MHz emittiert, wird das optische Ausgangssignal unterabgetastet. Entsprechend stellen die Messergebnisse nicht die reale Strahlungsleistung dar. Sie müssen anschließend an die Signalformen der gemessenen optischen Ausgangssignale angepasst werden. Die Messungergebnisse der unkorrigierten Strahlungsleistungen sind in Abbildung 5.14 für die Serienschaltung und in Abbildung 5.15 für die Parallelschaltung dargestellt. Es sind jeweils die Strahlungsleistung von einer Messung mit dem Signalmuster der pico flexx ToF Kamera mit acht Signalbursts über die Zeit aufgetragen.

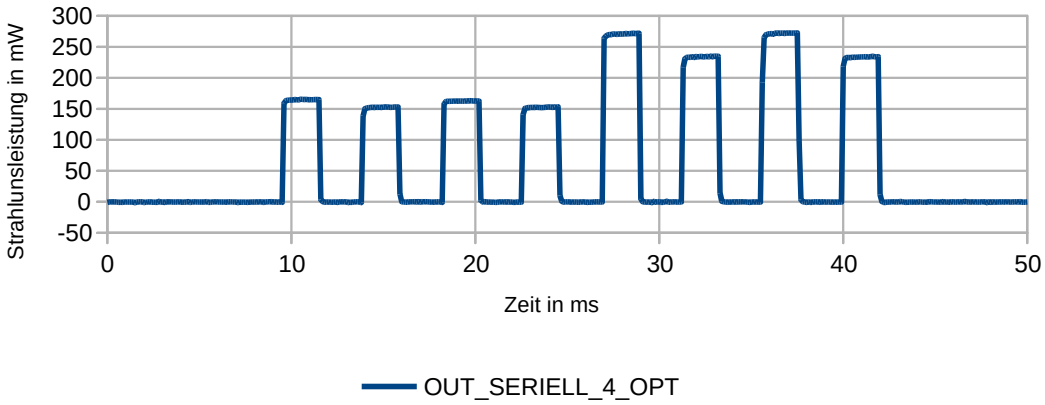

Abbildung 5.14: unkorrigierte Strahlungsleistung eines einzelnen VCSEL der Serienschaltung mit vier VCSEL

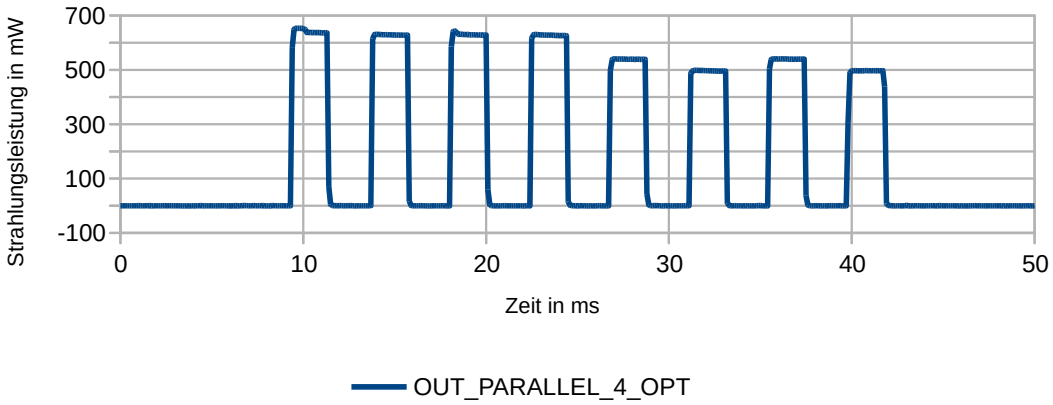

Abbildung 5.15: unkorrigierte Strahlungsleistung eines einzelnen VCSEL der Parallelschaltung mit vier VCSEL

Die Strahlungsleistung der Serienschaltung in Abbildung 5.14 weist acht Pulse auf, die mit den Signalbursts der ToF Kamera korrespondieren. Die Strahlungsleistung der ersten vier Bursts mit einem Rechtecksignal mit 80 MHz liegt durchschnittlich unter der der letzten vier Bursts mit einem Rechtecksignal mit 60 MHz. Außerdem schwanken die Amplituden alternierend um maximal 50 mW. Die Strahlungsleistung der Parallelschaltung in Abbildung 5.15 verhält sich anders. Der zeitliche Verlauf der Strahlungsleistung weist acht Pulse auf, die zu den Bursts der ToF Kamera passen. Die gemessene Strahlungsleistung der ersten vier Bursts liegt dabei im Schnitt etwas über der der letzten vier Bursts. Auch hier ist ein alternierendes Verhalten bei den Amplituden in einem Intervall von etwa 50 mW auszumachen. Die durchschnittlichen, unkorrigierten Strahlungsleistungen Φ_{e_avg} aus einem VCSEL sind in Tabelle 5.5 als Messergebnis der Serien- und Parallelschaltung dargestellt.

Tabelle 5.5: Messergebnisse der unkorrigierten, durchschnittlichen Strahlungsleistungen eines einzelnen VCSEL von der Serien- und Parallelschaltung mit vier VCSEL

	OUT_SERIELL_OPT	OUT_PARALLEL_OPT	
Φ_{e_avg} (ein VCSEL)	160mW	630mW	(f=80MHz)
	250mW	520mW	(f=60MHz)

Da die verwendete U-Kugel eine geringere Abtastrate als das zu messende optische Signal aufweist, sind die Messergebnisse der Strahlungsleistungen verfälscht. Wie in [53] dargestellt, weist eine U-Kugel ein integrierendes Verhalten der Strahlungsleistung auf. Dadurch ist es möglich über die durchschnittlich aufgenommene Strahlungsleistung Φ_{e_avg} und den als bekannt vorauszusetzenden Tastgrad D des betrachteten Signals die tatsächliche Strahlungsleistung Φ_e des hochfrequenten Signals zu berechnen. Der Tastgrad entspricht dem DC des Signals im betrachteten Burst.

$$\Phi_e = \frac{\Phi_{e_avg}}{D} \tag{5.1}$$

Mit (5.1) lassen sich die realen Strahlungsleistungen eines einzelnen VCSEL der Parallel- und Serienschaltung berechnen. Dies wird mit den in Tabelle 5.5 dargestellten, unkorrigierten Strahlungsleistungen jeweils für ein Burst mit 80 MHz und 60 MHz durchgeführt. Der DC bei 80 MHz beträgt bei der Serienschaltung 33,3 % und bei der Parallelschaltung 42,3 % (Vgl. Tabelle 5.3 und Tabelle 5.4). Die DC für die Signale mit 60 MHz sind nach der gleichen Methode für beide Schaltungen ermittelt worden. Sie betragen für die Serienschaltung 40% und für die Parallelschaltung 30 %. In Tabelle 5.6 sind die Ergebnisse der Berechnung der realen Strahlungsleistungen Φ_e eines VCSEL dargestellt. Außerdem sind die Gesamtleistungen der aus vier VCSEL bestehenden Schaltungen ermittelt worden. Sie sind ebenfalls in der Tabelle angegeben.

Tabelle 5.6: Messergebnisse der berechneten Strahlungsleistungen eines einzelnen VCSEL und Gesamtleistungen der Serien- und Parallelschaltung mit vier VCSEL

	OUT_SERIELL_OPT	OUT_PARALLEL_OPT	
Φ_e (ein VCSEL)	480mW	1,49W	(f=80MHz)
	630mW	1,73W	(f=60MHz)
Φ_e (vier VCSEL)	1,92W	5,96W	(f=80MHz)
	2,50W	6,93W	(f=60MHz)

Die Strahlungsleistung der Serienschaltung liegt deutlich unter der der Parallelschaltung. Dabei weist die Serienschaltung eine Frequenzabhängigkeit auf. Die Strahlungsleistung der Serienschaltung bei 80 MHz ist etwa 0,5 W geringer als bei 60 MHz. Bei der Parallelschaltung ist ebenfalls eine Frequenzabhängigkeit der

Strahlungsleistung auszumachen. Sie ist mit einer Differenz von 1 W noch größer als bei der Serienschaltung.

Um einen Vergleich der Messergebnisse der Strahlungsleistungen der BBG mit der Strahlungsleistung der pico flexx ToF Kamera durchführen zu können, wird nach dem obigen Schema auch die ToF Kamera mithilfe der U-Kugel und dem Powermeter vermessen. Das VCSEL der ToF Kamera wird so nah wie möglich an die Öffnung der U-Kugel positioniert. Die Ergebnisse der Messung von acht Signalbursts sind in Abbildung 5.16 dargestellt.

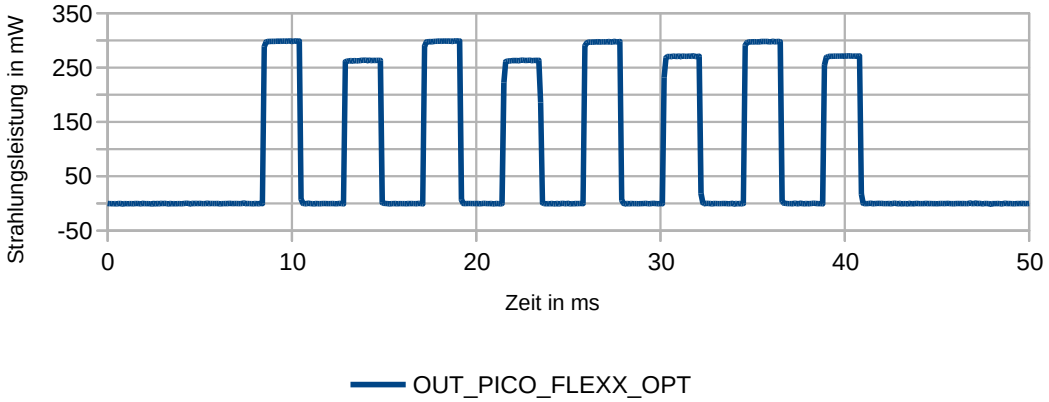

Abbildung 5.16: unkorrigierte Strahlungsleistung des VCSEL der pico flexx ToF Kamera

Wie bei der Messung der Strahlungsleistungen von Parallel- und Serienschaltung, ist bei der pico flexx ToF Kamera ebenfalls ein alternierendes Verhalten der Strahlungsleistung zu beobachten. Die Amplitude des unkorrigierten Signals schwankt dabei um etwa 50 mW. Die Berechnung der tatsächlichen Strahlungsleistung erfolgt nach (5.1) und mit dem bereits gemessenen DC des optischen Signals der pico flexx ToF Kamera bei 80 MHZ von 33 % (Vgl. Tabelle 5.1) und dem zusätzlich ermittelten DC bei 60 MHz. Er beträgt 36 %. Die Ergebnisse der Berechnung der realen Strahlungsleistungen der pico flexx ToF Kamera sind in Tabelle 5.7 dargestellt.

Tabelle 5.7: Messergebnise der aufgenommenen und berechneten Strahlungsleistung der pico flexx ToF Kamera

	OUT_PICO_FLEXX_OPT	
Φ_{e_avg}	280mW	(f=80MHz)
	280mW	(f=60MHz)
Φ_e	850mW	(f=80MHz)
	780mW	(f=60MHz)

5.3.3 Ströme durch die VCSEL

Um die Ergebnisse der Strahlungsleistung der Serien- und Parallelschaltung besser nachvollziehen zu können, werden jeweils die Ströme durch die VCSEL beim Betrieb mit 80 MHz untersucht. Dies ist nicht direkt über die Messung der über die VCSEL abfallenden Spannungen möglich, da die VCSEL ähnlich einer Diode keine lineare Kennlinie aufweisen. Deshalb wird bei der Serienschaltung der Spannungsabfall über die parallel geschalteten Vorwiderstände gemessen und anschließend durch den Wert des Widerstands dividiert. Der so ermittelt Strom entspricht aufgrund der Serienschaltung etwa dem durch die VCSEL. Da parasitäre Einflüsse der Schaltung das Stromsignal verfälschen können, stellt diese Herangehensweise nur eine Näherung des Stroms durch die VCSEL dar.

Ähnlich wird bei der Messung des Stroms durch die VCSEL der Parallelschaltung vorgegangen. Hier wird der Spannungsabfall über den Ausgangswiderstand der Stromquelle aufgenommen. Der daraus ermittelte Strom stellt aufgrund der Parallelschaltung und je nach Schaltzeitpunkt etwa den Strom durch die VCSEL oder den MOSFET dar. Der schematische Messaufbau für die Messung der Ströme ist in Abbildung 5.17 dargestellt.

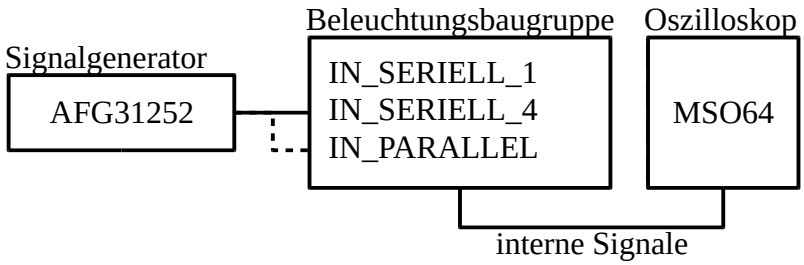

Abbildung 5.17: Messaufbau für die Ermittlung der Ströme durch die VCSEL der Parallelschaltung mit vier VCSEL; es ist der Signalverlauf für die Messung der Parallelschaltung angedeutet

Für die Betrachtung der Ströme wird ein Signalgenerator eingesetzt. Dadurch kann ein möglichst ideales und kontinuierliches Signal genutzt werden. Es muss nicht auf die besondere Signalform der pico flexx ToF Kamera Rücksicht genommen werden. Der Signalgenerator liefert ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von 80 MHz und einem DC von 50 %. Es wird für das Signal eine Amplitude von 1,1 V genutzt, was ungefähr der Amplitude des Triggersignals der SBG am Eingang der BBG entspricht. Das Signal wird an den jeweiligen Eingang der zu untersuchenden Schaltung angelegt. Für die Ermittlung des Potentialunterschieds über die Widerstände wird mittels zwei Tastköpfen die Spannung vor und hinter dem Bauteil abgegriffen. Von den gemessenen Spannungen wird dann die Differenz gebildet. Für die Berechnung der Ströme kommen die auf der Leiterplatte verwendeten Widerstände zum Einsatz. Der Vorwiderstand in der Serienschaltung mit vier VCSEL beträgt 700 mΩ. Der Widerstand in der Stromquelle der Parallelschaltung weist einen Wert von 680 mΩ auf. In Abbildung 5.18 ist der

ermittelte Strom $i_{SERIELL_4}$ durch den Vorwiderstand und durch die VCSEL der Serienschaltung dargestellt.

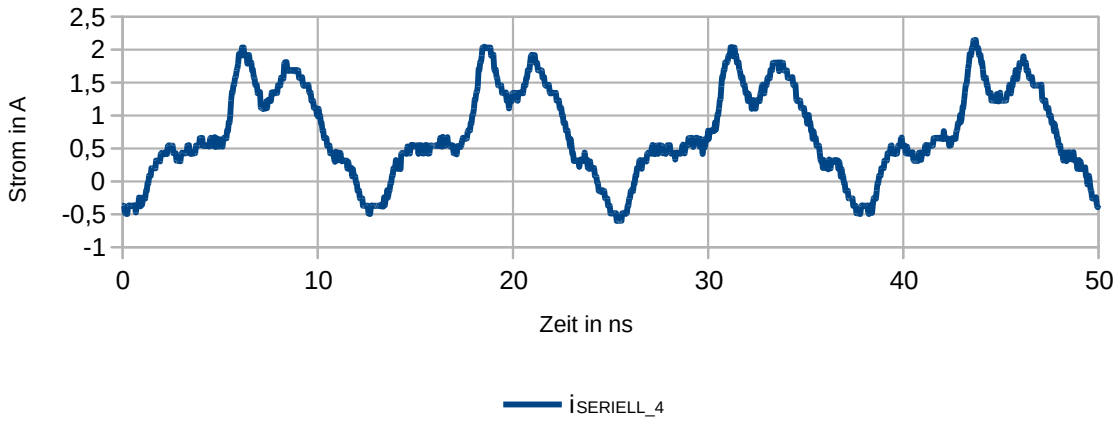

Abbildung 5.18: Stromfluss durch den Vorwiderstand der Serienschaltung mit vier VCSEL

Der Strom durch die Serienschaltung weist ein periodisches Zeitverhalten auf. Ein Rechtecksignal, wie es am Eingang der BBG anliegt, ist kaum mehr zu erkennen. Es treten große Über- und Unterschwinger im Signalverlauf auf. Diese tragen maßgeblich zu den gemessenen Spitzenströmen durch den Vorwiderstand von 2 A und -0,5 A bei. Das Signal weist für eine bei 1 A gedachte Schaltschwelle einen DC von 40,3 % auf. Dabei liegt der mittlere Strom des High-Pegels bei etwa 1,5 A und der des Low-Pegels bei etwa 300 mA.

Der ermittelte Strom $i_{PARALLEL_4}$, der durch den Ausgangswiderstand der Stromquelle und dadurch auch durch die Parallelschaltung fließt, ist in Abbildung 5.19 dargestellt.

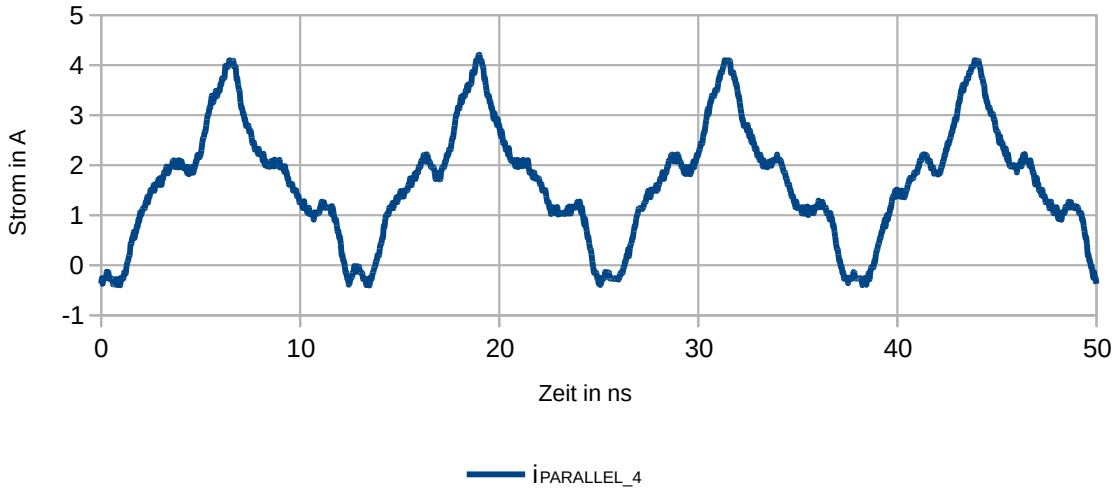

Abbildung 5.19: Stromfluss durch den Ausgangswiderstand der Stromquelle der Parallelschaltung

Wie bei der Serienschaltung treten im periodischen Stromsignal der Parallelschaltung starke Über- und Unterschwinger auf. Es werden dadurch Spitzenströme von etwa 4 A und -400 mA erreicht. Die Rechteckform des Eingangssignal ist im Stromsignal kaum wiederzuerkennen. Es weist eher einen dreieckigen Signalverlauf auf.

5.3.4 Optische Ausgangssignale bei 100 MHz

Um Aussagen über die mit der BBG zu erreichenden Modulationsrequenzen des optischen Signals treffen zu können, werden die Serien- und Parallelschaltung mit der maximal angestrebten Frequenz betrieben und untersucht. Sie beträgt laut Vorgabe 100 MHz. Bis jetzt wurden mithilfe der pico flexx ToF Kamera nur Frequenzen bis 80 MHz betrachtet. Höhere Signalfrequenzen kann diese Kamera nicht umsetzen. Daher wird hier ein Messaufbau mit einem Signalgenerator gewählt, der das Triggersignal der BBG mit 100 MHz ausgibt. Der schematische Messaufbau zur Untersuchung der Signalform des optischen Ausgangs der BBG ist in Abbildung 5.20 dargestellt.

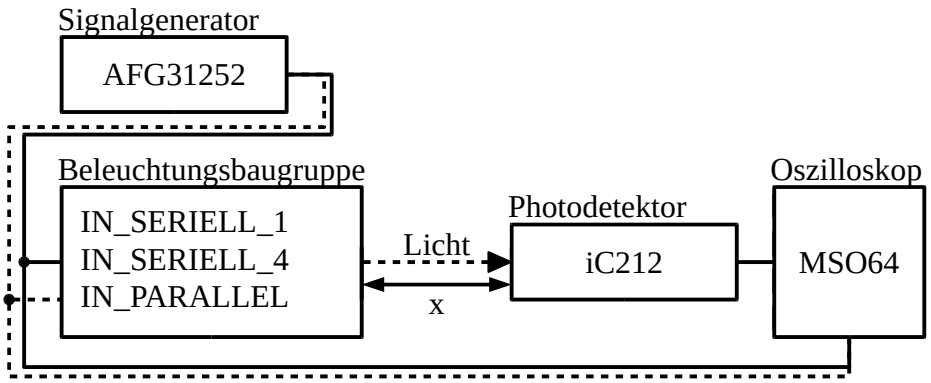

Abbildung 5.20: Messaufbau zur Erfassung des optischen Ausgangssignal der Serienschaltung mit vier VCSEL bei 100MHz; es ist der Signalpfad für die Messung der Parallelschaltung angedeutet

Der Photodetektor nimmt das von der BBG emittierte optische Signal auf und wandelt es in ein elektrisches Signal. Dieses wird vom Oszilloskop erfasst. Wie beim Messaufbau zur Untersuchung der Ausgangssignale bei 80 MHz wird der Abstand *x* für Serien- und Parallelschaltung unterschiedlich gewählt. Die Distanz beträgt bei der Serienschaltung 7 cm und bei der Parallelschaltung 10 cm. Vom Signalgenerator liegt am entsprechenden Eingang der zu untersuchenden Schaltung ein Rechtecksignal mit 100 MHz, einem DC von 50 % und einer Amplitude von 1,1 V an. Bei der Messung des Ausgangssignal der Serienschaltung konnte kein optisches Signal detektiert werden. Auch mit einem geringeren Abstand zwischen der BBG und dem Photodetektor wurden keine Signalpegel beobachtet, die über dem Rauschteppich des Detektors liegen. Die Messung der Parallelschaltung ist in Abbildung 5.21 dargestellt. Es sind das Eingangssignal der BBG *IN_PARALLEL_4* (blau) und das optische Ausgangssignal *OUT_PARALLEL_4_OPT* (rot) über die Zeit aufgetragen.

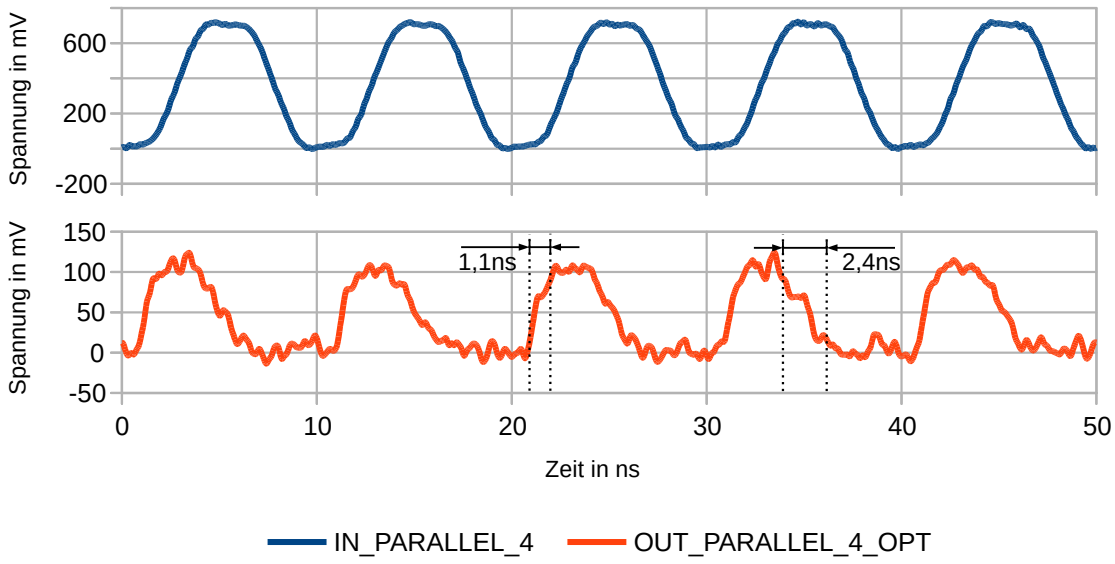

Abbildung 5.21: optisches Ausgangssignal der Parallelschaltung der Beleuchtungsbaugruppe mit einem Triggersignal von 100MHz am Eingang

Das Ausgangssignal der Parallelschaltung weist wie bei der vorherigen Betrachtung einen periodischen Rechteckverlauf auf. Die Kanten des Signals sind etwas abgerundet. Die Amplitude des Signals beträgt etwa 100 mV. Außerdem ist das Grundrauschen des Photodetektors von etwa 20 mV zu beobachten. Die Anstiegs- und Abfallzeiten werden wie gehabt im Intervall von 20 % bis 80 % betrachtet. Das elektrische Eingangssignal und das optische Ausgangssignal der Parallelschaltung weisen im Schnitt die gemessenen und in Tabelle 5.8 dargestellten Eigenschaften auf.

Tabelle 5.8: Messergebnisse des elektrischen Eingangs mit 100MHz und optischen Ausgangs der Parallelschaltung mit vier VCSEL

	IN_PARALLEL_4	OUT_PARALLEL_4_OPT	
Frequenz	100MHz	100MHz	
DC	50,10 %	37,50 %	
Anstiegszeit	1,4ns	1,1ns	(20%-80%)
Abfallzeit	1,4ns	2,4ns	(20%-80%)

5.3.5 Spannungsversorgung

Wie bei der SBG wird auch die Spannungsversorgung der BBG untersucht. Es werden dafür alle auf der Baugruppe genutzten Pegel aufgenommen. Es kommt dafür kein besonderer Messaufbau zum Einsatz. Mithilfe der Tastköpfe des Oszilloskops werden die Spannungen U_{12V} (blau), U_{5V} (rot), $U_{3,3V}$ (gelb) und $U_{2,5V}$ (grün) auf der Leiterplatte

abgegriffen. Das Ergebnis der Messung der Spannungsversorgung ist in Abbildung 5.22 dargestellt.

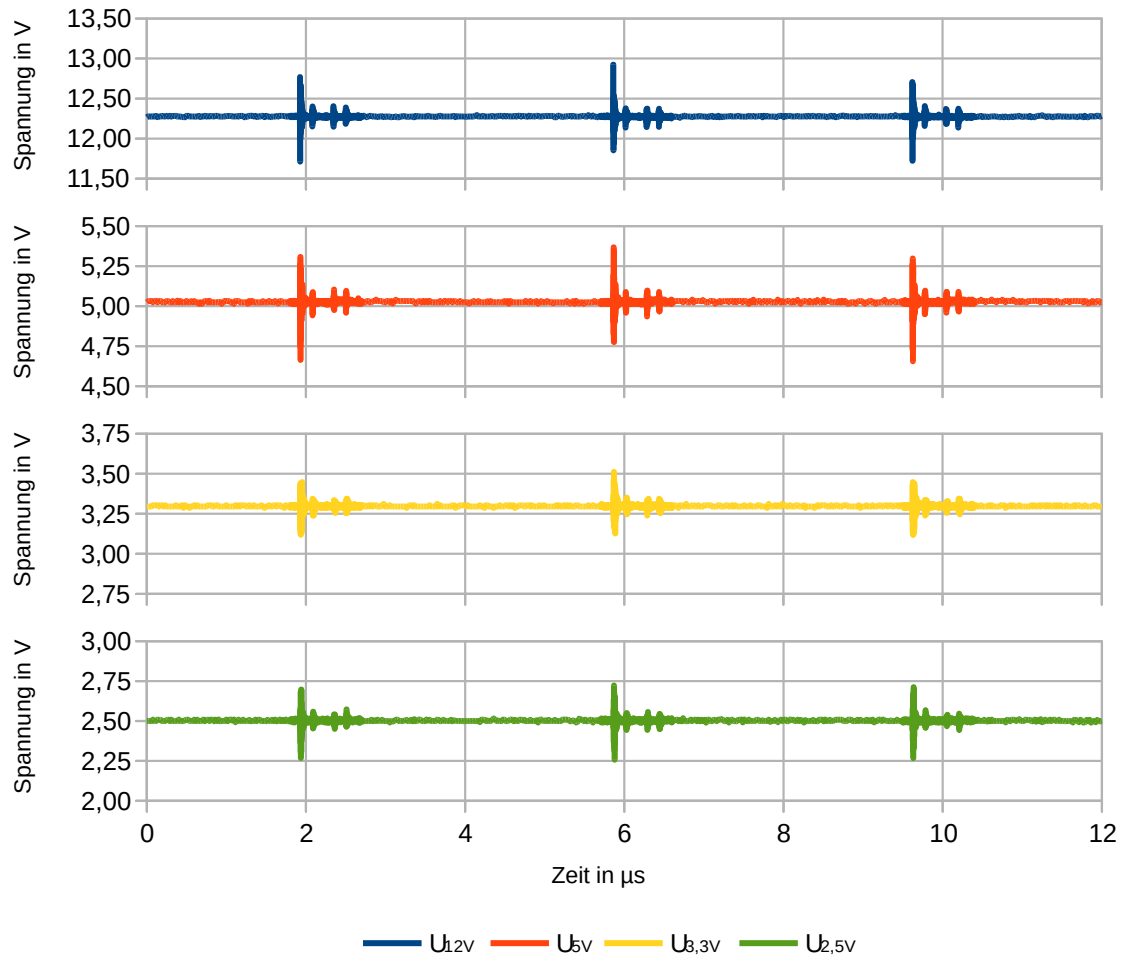

Abbildung 5.22: Pegel der Spannungsversorgung auf der Beleuchtungsbaugruppe

Die vier Spannungen weisen wie die der SBG synchrone Spannungsspitzen auf. Die Amplituden der Spannungsspitzen reichen von minimal 30 mV in $U_{3,3V}$ bis maximal 600 mV in U_{12V}. Die Frequenz, mit der die Spannungsspitzen auftreten, liegt bei etwa 250 kHz. Die Spannungen U_{5V}, $U_{3,3V}$ und $U_{2,5V}$ zeigen im Mittel die für sie spezifizierten Pegel. Nur die Versorgungsspannung U_{12V} weist im Schnitt einen etwas höheren Pegel von 12,3 V auf. Bei der Untersuchung der Signale auf der BBG konnten keine Einflüsse der Spannungsspitzen auf die Funktion der Schaltungen ausgemacht werden.

5.4 Latenzen des Gesamtsystems

Zusätzlich zu den geforderten Eigenschaften der externe Beleuchtung wie Signalfrequenz und Anstiegs- und Abfallzeiten des Rechtecksignals wird die

Verzögerung des Gesamtsystems untersucht. Dafür kommt ein veränderter Messaufbau zum Einsatz. Er ist in Abbildung 5.23 schematisch dargestellt.

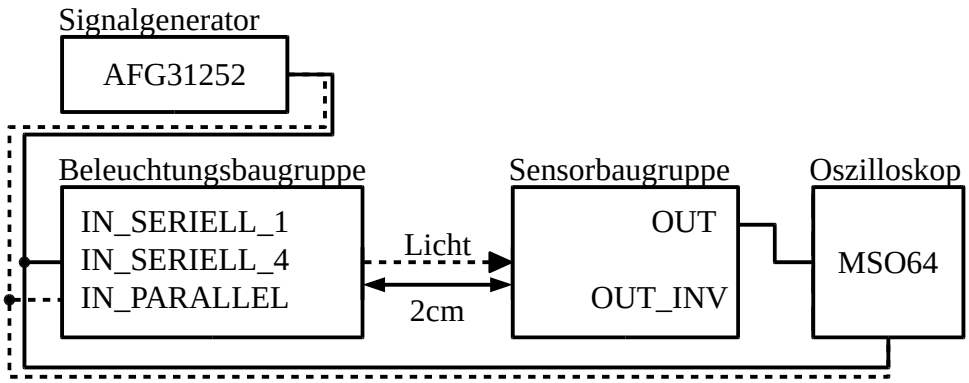

Abbildung 5.23: Messaufbau zur Untersuchung der Latenz des Gesamtsystems mit der Serienschaltung mit vier VCSEL; es ist der Signalpfad für die Messung der Parallelschaltung angedeutet

Das System der externen Beleuchtung wird seitenvertauscht aufgebaut. Der Signalgenerator gibt ein Rechtecksignal an die BBG weiter. Diese wandelt das Triggersignal in ein optisches Signal um, welches wiederum von der SBG aufgenommen wird. Die SBG erzeugt ihrerseits aus dem optischen Eingang einen elektrischen Ausgang. Dieser wird vom Oszilloskop mit dem Eingangssignal der BBG verglichen. Die zeitliche Differenz zwischen dem ersten Rechteckpuls am Eingang der BBG und dem am Ausgang der SBG entspricht der Latenz der externen Beleuchtung. Für die Verbindung der Baugruppen mit dem Messequipment kommen Koaxialkabel zum Einsatz. Zwischen der BBG und der SBG wird ein Abstand von 2 cm gewählt. Dieser ist so bemessen, dass die Strahlungsleistung an der SBG groß genug ist, um einen signifikanten Photostrom und dadurch ein aussagekräftiges Signal am Ausgang der Baugruppe generieren zu können. Der Signalgenerator gibt ein kontinuierliches Rechtecksignal im Burstbetrieb aus. Dadurch können die ersten Signalflanken eindeutig zugeordnet werden. Dieses Triggersignal weist eine Amplitude von 1,1 V, eine Frequenz von 80 MHz und einen DC von 50 % auf. Zunächst wird die Latenz des Gesamtsystems mit Serienschaltung und vier VCSEL betrachtet. Das Eingangssignal der BBG *IN_SERIELL_4* (blau) und das nichtinvertierte Ausgangssignal der SBG *OUT* (rot) sind als Ergebnis der Messung in Abbildung 5.24 dargestellt.

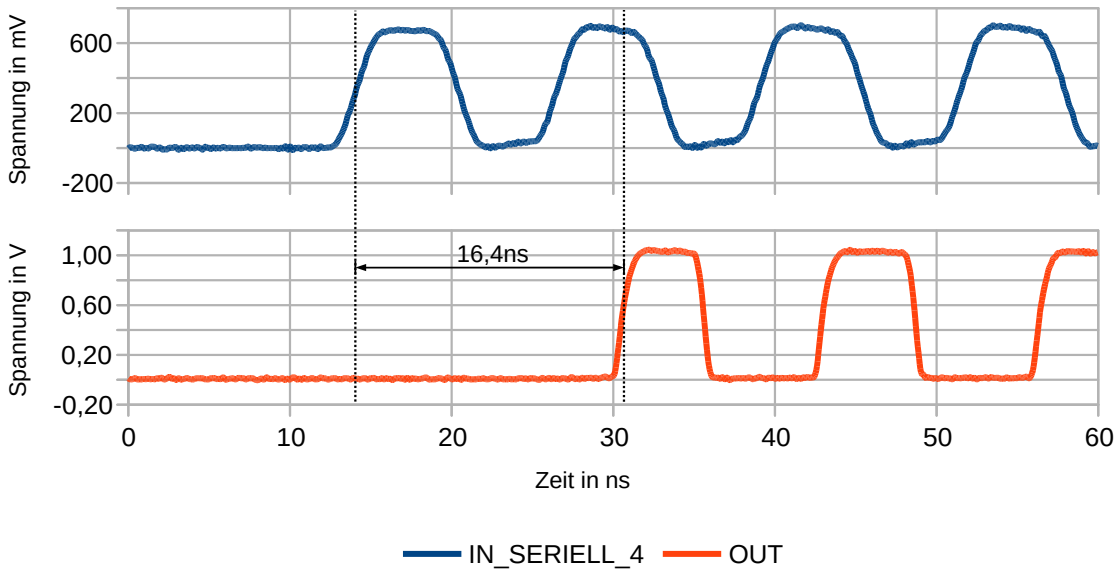

Abbildung 5.24: Latenz des Gesamtsystems der externen Beleuchtung mit Serienschaltung und vier VCSEL

Gemessen von der Mitte der Pulsflanke des Eingangssignals der BBG zu der des Ausgangssignals der SBG, ergibt sich für das System mit Serienschaltung eine Latenz von 16,4 ns.

Die gleiche Messung wird mit der Parallelschaltung durchgeführt, die aufgrund des gleichen verwendeten Triggersignals ein invertierendes Verhalten zeigt. Das Eingangssignal der BBG *IN_PARALLEL_4* (blau) und das Ausgangssignal der SBG *OUT* (rot) sind in Abbildung 5.25 dargestellt.

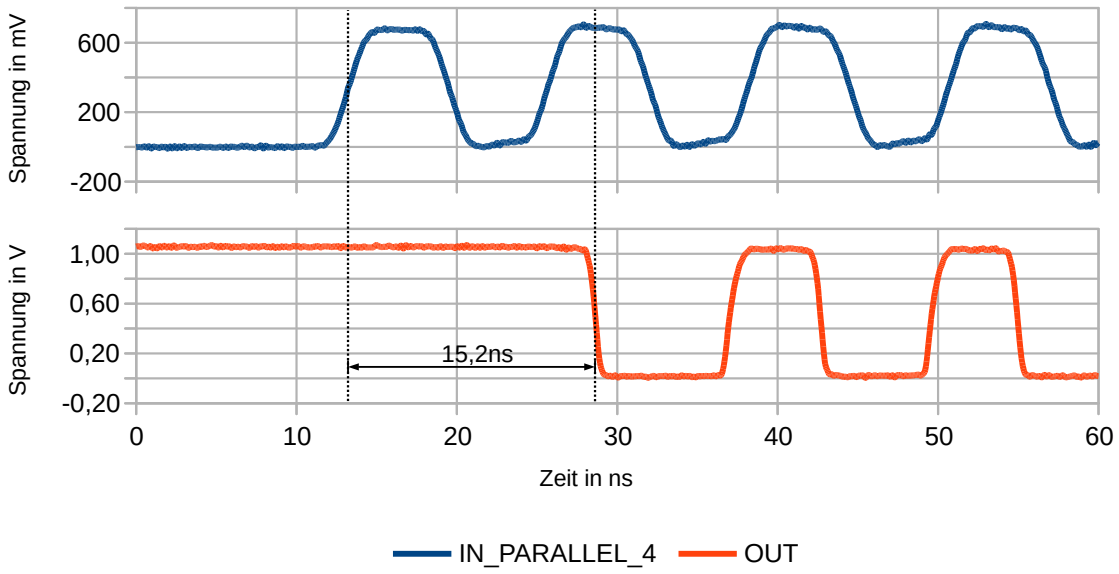

Abbildung 5.25: Latenz des Gesamtsystems der externen Beleuchtung mit Parallelschaltung und vier VCSEL

Die externe Beleuchtung mit der Parallelschaltung und vier VCSEL weist, gemessen von Mitte zu Mitte der ersten Signalflanken, eine Latenz von 15,2 ns auf. Der Invertierung des optischen Signals gegenüber dem Triggersignal wird keine Bedeutung beigemessen, da hier nur das zeitliche Verhalten des Systems im Fokus steht.

6 Diskussion

Im Folgenden sollen die Messergebnisse der externen Beleuchtung mit optischem Trigger diskutiert und bewertet werden. Dafür werden die SBG und BBG separat betrachtet. Bei letzterer liegt ein Fokus auf der Beurteilung der drei Schaltungsvarianten der Beleuchtung. Abschließend werden die Eigenschaften des Gesamtsystems bewertet.

6.1 Sensorbaugruppe

Die SBG dient dazu das optische Signal einer ToF Kamera zu erfassen und daraus ein äquivalentes elektrisches Triggersignal zu generieren. Dieses wird für die Ansteuerung der Beleuchtungsbaugruppe benötigt. Von der SBG wurde gefordert, dass sie Rechtecksignale mit einer Frequenz von 100 MHz und Anstiegs- und Abfallzeiten von maximal 2 ns ohne Verluste in der Signalform von der optischen in die elektrische Domäne wandeln kann. Darauf wurde die Schaltung der SBG ausgelegt. Es wurden nur Bauteile verwendet, die eine entsprechend hohe Bandbreite gewährleisten. Außerdem sollte die Baugruppe im Zusammenspiel mit unterschiedlichen ToF Kameras mit variierenden Strahlungsleistungen im NIR betrieben werden können. Um dies zu erreichen, kam eine Photodiode zum Einsatz, die einen hohen Wirkungsgrad aufweist und über einen großen Wellenlängenbereich nutzbar ist. Außerdem wurde auf der SBG eine zusätzliche Verstärkerschaltung vorgesehen, um niedrige Pegel bei geringen Strahlungsleistungen an der Photodiode ausgleichen zu können.

Die Simulation der SBG hat gezeigt, dass die gestellten Anforderungen mit der entwickelten Schaltung zu erfüllen sind. Als optisches Eingangssignal diente ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von 80 MHz und Anstiegs- und Abfallzeiten von 1 ns. Für dieses Signal wird am Ende der Übertragungsleitung ein elektrisches Ausgangssignal der selben Form mit einer Amplitude von etwa 1,1 V und Anstiegs- und Abfallzeiten unter 1 ns erwartet (Vgl. Abbildung 4.13).

Im Folgenden soll das Verhalten der SBG analysiert, potentielle Fehlerquellen diskutiert und mögliche Verbesserungen der Schaltung aufgezeigt werden.

6.1.1 Signalpfad

Es hat sich gezeigt, dass mit der SBG die an die Baugruppe gestellten Anforderungen zu erreichen waren. Es konnte mit dem optischen Eingangssignal der pico flexx ToF Kamera ein Ausgangssignal von 80 MHz mit einer Amplitude von 1 V erzielt werden. Außerdem wurden Anstiegs- und Abfallzeiten von 650 ps und 440 ps am nichtinvertierten Ausgang bzw. 770 ps und 410 ps am invertierten Ausgang erreicht (Vgl. Tabelle 5.2). Das optische Signal der pico flexx ToF Kamera weist eine Wellenlänge von 850 nm auf. Bei der Latenzmessung des Gesamtsystems konnte

gezeigt werden, dass die SBG auch mit einer Wellenlänge von 940 nm eingesetzt werden kann (Vgl. Abbildungen 5.24 und 5.25). Dies ist nicht selbstverständlich, da die verwendete Photodiode bei einer Wellenlänge von 940 nm eine geringere spektrale Empfindlichkeit als bei 850 nm aufweist (Vgl. Tabelle 4.3). Aufgrund der beobachteten Funktionalität bei 850 nm und 940 nm ist denkbar, dass die SBG flexibel mit ToF Kameras mit optischen Signalen verschiedener Wellenlängen im NIR eingesetzt werden kann. Außerdem konnte mit einem ähnlichen Messaufbau wie bei der Latenzmessung festgestellt werden, dass die Baugruppe auch Frequenzen von 100 MHz ohne nennenswerte Verluste der Signalform wandeln und übertragen kann (Vgl. Abbildung 5.24).

Das Ausgangssignal des TIV auf der SBG u_{a_1} weist im Betrieb mit der pico flexx ToF Kamera einen rechteckigen Signalverlauf mit einer Amplitude von etwa 1,6 V auf (Vgl. Abbildung 5.4). Es ist bekannt, dass die pico flexx ToF Kamera ein optisches Signal mit einer Strahlungsleistung von etwas unter 1 W bei einer Wellenlänge von 850 nm emittiert (Vgl. Tabelle 5.7). Dadurch ist die Messung mit den Berechnungen für die Auslegung des TIV vergleichbar. Dort wurde für eine Strahlungsleistung von 1 W eine Ausgangsspannung des TIV von 2,4 V berechnet (Vgl. Tabelle 4.7). Dass dieser Wert hier nicht erreicht wird, kann daran liegen, dass der verwendete OPV kein rail-to-rail-Verhalten aufweist und bei der verwendeten Versorgungsspannung von 2,5 V in die Sättigung geht. Laut Datenblatt des OPA855 [24] beträgt die maximale Ausgangsspannung 2,4 V, wenn eine Spannungsversorgung von 3,3 V gewährleistet ist. Die höchste, erzielbare Ausgangsspannung im Betrieb mit 2,5 V ist dagegen nicht bekannt. Wird davon ausgegangen, dass sich immer konstant eine Differenz von 0,9 V zwischen der Versorgungsspannung und dem maximalen Ausgangspegel einstellt, so liegt die Ausgangsspannung bei einer Spannungsversorgung von 2,5 V bei 1,6 V. Dies entspricht den Messergebnissen. So kann geschlussfolgert werden, dass der Photostrom am Eingang des TIV mindestens so groß gewesen ist, dass eine Ausgangsspannung von 1,6 V erzielt wurde. Möglicherweise wurde der OPV sogar in der Sättigung betrieben. Eine Messung des Photostroms wurde nicht durchgeführt, da aufgrund der hohen Signalfrequenzen und der möglichen Beeinflussung von parasitären Bauteilkomponenten kein Shuntwiderstand in der Schaltung vorgesehen werden konnte.

Das gemessene Ausgangssignal des TIV u_{a_1} weist deutlich sichtbare Schwingungen auf. Als Ursache für dieses Verhalten kommt der NIV in Betracht. Über den eingestellten Widerstand von 200 Ω am Trimmer der Schaltung wird ein Verstärkungsfaktor von v=3,5 realisiert. Dieser liegt außerhalb des empfohlenen Bereichs. Der Hersteller des verwendeten OPV gibt einen Faktor von v=7 als notwendig an [24]. Jedoch hat sich gezeigt, dass ein noch deutlich geringerer Faktor gewählt werden muss, um mit dem NIV Oszillationen im Signalpfad hervorzurufen. Diese Oszillationen konnten über die Frequenz von den Schwingungen des Signalpfads unterschieden werden. Dass der Verstärker bei v=3,5 noch keine Oszillationen hervorruft, könnte damit begründet werden, dass die Phasenreserve des OPV bei diesem Verstärkungsfaktor noch groß genug ausfällt. Somit müssen die Schwingungen im Signalpfad eine andere Quelle haben. Als Ursache wird eine Resonanz im Gegenkoppelpfad des TIV vermutet. Es wurde der Einfluss des Gegenkopplungswiderstands auf die Schaltung untersucht. Dabei konnte beobachtet werden, dass die Frequenz und Amplitude der Schwingungen bei einer Verringerung des

genutzten Widerstands von 1200 Ω zunahmen. Dies ist ein Indiz dafür, dass parasitäre Eigenschaften des Gegenkoppelpfads und des Gegenkopplungswiderstands für die Schwingungen verantwortlich sind. Außerdem könnten parasitäre Effekte der Messspitzen einen zusätzlichen Einfluss auf die Schaltung ausüben. Eine Oszillation des TIV ist hingegen laut der Auslegung der Schaltung als unwahrscheinlich anzusehen. Wie in Abbildung 5.4 dargestellt, dürfte nur eine Erhöhung des Gegenkopplungswiderstands zu einer Oszillation des TIV führen. Bei geringeren Widerstandswerten werden dagegen ein größerer kapazitiver Anteil des Layouts tolerierbar und eine Oszillation des Verstärkers unwahrscheinlicher.

Die Schwingungen des Signalpfads zeigen keine Auswirkung auf die Ausgangssignale der SBG. Der Komparator am Ende des Signalpfads wirkt wie ein binärer Filter auf das Signal. Nur Signalflanken, die über die Referenzspannung U_{ref_1} reichen, verursachen einen Wechsel des Logikpegels am Ausgang der Schaltung. Das Eingangssignal des Komparators u_{a_2} weist jedoch ähnliche Schwingungen wie das Signal am Ausgang des TIV u_{a_1} auf. Einige Schwingungen von u_{a_2} würden aufgrund der Amplitude über einer als konstant angenommenen Schaltschwelle liegen und zu fehlerhaftem Schaltverhalten des Komparators führen. Da die Referenzspannung U_{ref_1} aber ein ähnliches, schwingendes Verhalten aufweist, geschieht dies nicht. Im Ausgangssignal der Komparatoren sind keine oszillierenden Anteile sichtbar. Das Ausgangssignal weist die erwartete Rechteckform auf (Vgl. Abbildung 5.4).

Die Pulsbreiten des invertierten und nichtinvertierten Ausgangs konnten wie konzipiert über eine Verschiebung der Schaltschwelle durch eine Änderung der Referenzspannung angepasst werden. Die Anstiegs- und Abfallzeiten des Eingangssignals der Komparatoren reichten dazu aus. Der vor den Komparatoren vorgesehene Tiefpasses wurde nicht benötigt.

Es konnten entgegen der Erwartungshaltung aus der Simulation (Vgl. Abbildung 4.13) keine nennenswerten Unterschiede in der Pulsbreite des invertierten und nichtinvertierten Ausgangs der SBG festgestellt werden. Dies ist darauf zurückzuführen, dass Simulationen und Simulationsmodelle immer eine Näherung darstellen, aber nie die Realität perfekt abbilden können. Ein Beispiel dafür ist die geringe Verzögerung des invertierten Ausgangssignals des Komparators gegenüber dem nichtinvertierten Ausgang (Vgl. Abbildung 5.4). Diese ist ebenfalls im Datenblatt des LTC6752 [23] aber nicht in der Simulation zu beobachten (Vgl. Abbildung 4.13). Da die Schwingungen im Signalpfad keine Auswirkung auf die Ausgangssignale der SBG zeigen, werden diese für die vorgesehene Anwendung als hinnehmbar bewertet. Das Ziel eines eindeutigen Triggersignals wurde erreicht. Für eine anderweitige Verwendung der Transimpedanzverstärkerschaltung zum Beispiel als optischer Tastkopf wäre es jedoch wünschenswert die genaue Ursache des schwingenden Verhaltens ausfindig zu machen und zu beheben.

Niedrige Strahlungsleistungen am Eingang der SBG können zu geringen Amplituden am Ausgang des TIV führen. Um diese Amplituden zu verstärken, wurde der NIV im Anschluss zum TIV vorgesehen. Dadurch sollte sichergestellt werden, dass am Eingang des Komparators ein Signal mit einer genügend hohen Amplitude anliegt. Wie in Abbildung 5.4 dargestellt, ist dies beim Betrieb der SBG mit der pico flexx ToF Kamera nicht notwendig. Das optische Eingangssignal ist bereits so stark, dass das Eingangssignal des NIV u_{a_1} eine Amplitude von 1,6 V aufweist. Da die Amplitude des

Rechteckpulses durch den NIV keine weitere Verstärkung erfährt, kann darauf geschlossen werden, dass der NIV wahrscheinlich in der Sättigung arbeitet. Nur die Schwingungen, die in u_{a_1} noch geringer ausfielen, weisen in u_{a_2} eine höhere Amplitude auf. Außerdem tritt durch den NIV eine Verbreiterung der Pulse des Ausgangssignals gegenüber des Eingangssignals um 1,5 ns auf (Vgl. Abbildung 5.4). Dabei beginnt die steigende Flanke von u_{a_2} vor der des Signals u_{a_1}. Dies stellt einen nichtkausalen Zusammenhang dar. Daraus kann geschlussfolgert werden, dass eine im Signal u_{a_2} vorhandene Schwingung zu Beginn des Pulses auftritt und in den Signalverlauf des eigentlichen Pulses übergeht. Das resultiert in einer scheinbaren Vergrößerung der Pulsbreite. Auch wenn der NIV beim Betrieb der SBG mit der pico flexx ToF Kamera nicht nötig ist, übt er aber auch keinen störenden Einfluss aus. Die Anforderungen an das Triggersignal am Ausgang der Baugruppe konnten erzielt werden. Deshalb wurde die in der Schaltung vorgesehene Option zur Überbrückung des NIV nicht weiter untersucht. Es kann allerdings nicht gänzlich ausgeschlossen werden, dass durch die Pulsverbreiterung eine mögliche Fehlerquelle im Signalpfad entsteht. Um dieses Fehlerpotential zu minimieren, könnte geprüft werden, ob in Zukunft eine Schaltung ohne NIV umgesetzt werden kann. Dies würde voraussetzen, dass alle zu verwendenden ToF Kameras zur Signalerzeugung eine ausreichend starke Beleuchtung aufweisen.

6.1.2 Spannungsversorgung

Wie in Abbildung 5.5 dargestellt, weisen alle Potentiale der Spannungsversorgung der SBG Spannungsspitzen im Bereich bis 150 mV auf. Sie treten regelmäßig mit einer Frequenz von 1,3 MHz auf. Das durch die SBG verarbeitete Signal weist deutlich höhere Frequenzen auf. Daher kann dieses als Ursache der Spannungsspitzen ausgeschlossen werden. Es ist allerdings denkbar, dass die Spannungsspitzen durch die verwendeten Schaltregler der Spannungsversorgung entstehen. Bei der SBG kommt ein Schaltnetzteil für die Erzeugung der Versorgungsspannung von 5 V und ein Schaltregler für die Spannungsinvertierung zum Einsatz. Aufgrund der auftretenden Frequenz können die Spannungsspitzen dem Inverter zugeordnet werden. Dieser weist typischerweise eine Schaltfrequenz von 1380 kHz auf [30]. Das Netzteil arbeitet hingegen im Bereich einiger hundert Kilohertz. Die Spannungsspitzen entstehen höchstwahrscheinlich während des Schaltvorgangs des Inverters. Der Stromkreis des Schaltreglers schließt eine bestimmte Fläche ein, wodurch parasitäre Induktivitäten entstehen. Diese erzeugen aufgrund von Selbstinduktion bei abreißender Spannungsversorgung im Schaltzeitpunkt eine Spannung im Stromkreis. So entsteht ein Potential in der als Rückleiter verwendeten GND-Fläche, welches sich in allen auf GND referenzierenden Schaltungen der SBG wiederfinden lässt. Dieses Verhalten wird als Ground Bounce bezeichnet. Je größer die Differenz zwischen den Flächen im ein- und ausgeschalteten Reglerzustand ist und je größer die Flächen insgesamt sind, desto höher ist die induzierte Spannung [54].

Bei der Untersuchung der Auswirkungen der beobachteten Spannungsspitzen auf die Funktion des Signalpfads der SBG wird ersichtlich, dass im Zeitpunkt einer Spannungsspitze das Ausgangssignal der SBG einen um 16 % verbreiterten DC aufweist (Vgl. Abbildung 5.7). Dies ist vermutlich für den Betrieb der pico flexx ToF Kamera mit der externen Beleuchtung aus SBG und BBG hinnehmbar und dürfte nur in

geringem Maße zu Messungenauigkeiten führen. Bei einer Signalfrequenz von 60 MHz bzw. 80 MHz tritt nur alle 46 bzw. 62 Pulse eine geringe Pulsverbreiterung auf. Da die Kamera eine AMCW-Verfahren nutzt, ist davon auszugehen, dass über einen längeren Integrationszeitraum für die Distanzmessung der Einfluss der vereinzelt größer ausfallenden DC zu vernachlässigen ist. Um einen absolut fehlerfreien Betrieb auch mit anderen ToF Kameras gewährleisten zu können, sollten die Spannungsspitzen eliminiert oder deutlich reduziert werden. Dies könnte zum Beispiel durch eine weiter Optimierung des Leiterplattenlayouts im Hinblick auf die Länge von Leiterschleifen und Unterschiede im Strompfad im ein- und ausgeschalteten Reglerzustand erreicht werden. Eine weitere Option wäre der Einsatz von Filterschaltungen. Die Ansätze wurden hier nicht weiterverfolgt, da für beide ein neues Leiterplattenlayout nötig gewesen wäre.

6.2 Beleuchtungsbaugruppe

Die BBG empfängt das elektrische Triggersignal von der SBG und wandelt dieses in ein optisches Signal mit einer hohen Strahlungsleistung um. An die BBG wurde die Anforderung gestellt, dass sie Signale mit einer Frequenz von 100 MHz und Anstiegs- und Abfallzeiten von maximal 2 ns emittieren sollte. Auf dies wurde eingegangen, indem nur Bauteile zum Einsatz kamen, die eine entsprechend hohe Bandbreite aufweisen. Außerdem wurde das Layout der Baugruppe im Hinblick auf die hohen Frequenzen gestaltet. Das optische Ausgangssignal der BBG sollte eine Strahlungsleistung von mehr als 1 W aufweisen. Dabei sollten vier VCSEL mit einer Wellenlänge von 850 nm oder 940 nm zum Einsatz kommen. Es konnten Bauteile gefunden und eingesetzt werden, die diesen Ansprüchen genügen. Für die Ansteuerung der VCSEL sollten zwei verschiedene Schaltungskonzepte umgesetzt werden. Es waren eine Schaltung mit Stromquelle und vier VCSEL (Parallelschaltung) und zwei Schaltungen mit Spannungsquelle und vier VCSEL bzw. einem VCSEL (Serienschaltungen) vorzusehen und auf ihre Funktionalität zu untersuchen. Es wurden dafür drei entsprechende Schaltungen auf der BBG vorgesehen.

Die für Rechtecksignale von 80 MHz durchgeführte Simulationen ließen erwarten, dass die Parallelschaltung mit vier VCSEL Anstiegszeiten von 1,1 ns und Abfallzeiten von 960 ps aufweisen würde (Vgl. Abbildung 4.28). Für die Serienschaltung mit vier VCSEL wurden Anstiegs- und Abfallzeiten von 2,6 ns und 830 ps und für die Serienschaltung mit einem VCSEL Zeiten von 1,3 ns und 1,2ns erwartet (Vgl. Abbildungen 4.26 und 4.27). Bei allen drei Schaltungen sollte laut der Simulationsergebnisse der Strom durch die VCSEL im Bereich von 2 A und höher liegen.

Im Folgenden sollen die Schaltungen der BBG analysiert, deren Verhalten diskutiert und mögliche Verbesserungen der Schaltungen aufgezeigt werden.

6.2.1 Einordnung der Simulationsergebnisse

Zur Prüfung der entwickelten Schaltungskonzepte vor der Fertigung des Labormusters der BBG wurden Simulationen durchgeführt. Bei der Bewertung der

Simulationsergebnisse ist zu beachten, dass VCSEL noch recht neue Bauteile darstellen. Die Modellierung von VCSEL, gerade bei hohen Frequenzen, ist Gegenstand der aktuellen Forschung. Entsprechend stand für das verwendete VCSEL noch kein Simulationsmodell zur Verfügung. Darum mussten bei der Simulation einige Einschränkungen hingenommen werden. Es kamen Ersatzschaltbilder mit den damit einhergehenden Näherungen in der Simulation zum Einsatz (Vgl. Kapitel 4.3.9). Grundsätzlich bildet die Simulation das Verhalten der Schaltungen auf der BBG gut ab. Im Detail zeigen sich allerdings deutliche Abweichungen von den Messergebnissen.

6.2.2 Optisches Ausgangssignal der Serienschaltung

Mit der Serienschaltung mit vier VCSEL konnte im Zusammenspiel mit der SBG und der pico flexx ToF Kamera als Signalgeber ein optisches Ausgangssignal mit einer Modulationsfrequenz von 80 MHz erreicht werden. Diese wies Anstiegs- und Abfallzeiten von 1,6 ns bzw. 450 ps auf (Vgl. Tabelle 5.3). Bei 100 MHz konnte kein optisches Signal mehr detektiert werden. Das Ausgangssignal der Serienschaltung mit einem VCSEL war so leistungsschwach, dass keine Untersuchung der Signalform durchgeführt werden konnte.

In Abbildung 5.9 ist das optische Ausgangssignal der Serienschaltung mit vier VCSEL dargestellt. Es weist im Vergleich zum Eingangssignal einen verformtes Rechtecksignal auf. Die Kanten der Pulse sind leicht abgerundet. Diese Signalform ist vergleichbar mit dem des optischen Signals der pico flexx ToF Kamera (Vgl. Abbildung 5.2). Da über das Schaltverhalten des V102C121A-940 bisher nur wenig öffentlich bekannt ist, kann das VCSEL nicht vollständig als Ursache der Signalverformung ausgeschlossen werden. Eine andere Ursache für die Verformung des Rechtecksignals könnten kapazitive Eigenschaften der Schaltung darstellen. Durch die vorgesehenen Kühlflächen für die VCSEL wurden Kapazitäten im Bereich einiger hundert Picofarad in das System eingebracht. Diese wirken auf den Strom durch die VCSEL wie ein Tiefpass. Hochfrequente Anteile des Signals könnten so herausgefiltert und dadurch das elektrische und optische Signal verschliffen worden sein. Abhilfe würde eine Verringerung der Kapazitäten versprechen. Die Kühlflächen der BBG wurden explizit großzügig ausgelegt, um eine thermische Zerstörung der VCSEL auch bei verschiedenen Pulsprofilen möglichst auszuschließen. In den Messungen hat sich gezeigt, dass sich die VCSEL und Kupferflächen wenn überhaupt nur minimal erwärmt haben. Eine ausführliche thermische Modellierung der VCSEL würde unter Fokussierung auf ein bestimmtes Pulsprofil einer ToF Kamera eine deutlich weniger konservative Auslegung der Kühlflächen ermöglichen. Dies würde allerdings den Rahmen dieser Arbeit sprengen bzw. ist mit der Anforderung an die flexible Einsetzbarkeit der Beleuchtung nicht vereinbar.

Die Form der optischen Ausgangssignale von der Serienschaltung mit vier VCSEL und der pico flexx ToF Kamera ähneln sich sehr stark. Da die externe Beleuchtung das optische Signal der ToF Kamera durch das von der BBG emittierte Ausgangssignal ersetzt, wird diese Vergleichbarkeit positiv bewertet. Die leichte Verflachung der Rechteckpulse könnte somit nur äußerst geringe bis keine Auswirkungen auf den Betrieb der externen Beleuchtung mit der pico flexx ToF Kamera aufweisen. Ob dies auch für andere Kameramodelle gilt, ist noch zu prüfen.

Die Pulsbreite des optischen Signals der Serienschaltung mit vier VCSEL hat sich gegenüber der des elektrischen Eingangssignals der BBG verringert (Vgl. Tabelle 5.3). Dies kann das Schaltverhalten des MOSFET und das Funktionsprinzip des VCSEL als Ursachen haben. Wie in Abbildung 3.9 schematisch dargestellt, ist ein MOSFET kein idealer Schalter. Im Schaltmoment steigt und fällt die Spannung über den MOSFET nicht schlagartig. Es treten Zeiträume auf, in denen die Spannung stetig ansteigt oder abfällt. Das VCSEL verhält sich dabei wie eine Diode. Erst ab dem Erreichen einer bestimmten Flussspannung und dem korrespondierenden Strom, beginnt das VCSEL Licht zu emittieren. Beim verwendeten V102C121A-940 liegt diese Flussspannung bei etwa 1,5 V [44]. Die Serienschaltung ist darauf ausgelegt, dass über jedes VCSEL eine Spannung von etwa 2V abfällt. Wird angenommen, dass die Spannung über den MOSFET während der Anstiegs- und Abfallzeit linear steigt und fällt, kann sich dadurch die Zeit, in der das VCSEL aktiv ist, verkürzen. Bei der steigenden Flanke würde das VCSEL erst nach Erreichen von etwa 1,5 V anfangen zu emittieren. Dies entspricht 75 % der Spannung von 2 V, die bei vollständig leitendem MOSFET über das VCSEL abfällt. Da davon ausgegangen wird, dass bereits bei 50 % der Spannung das VCSEL aktiv ist, verringert sich die Pulsbreite des emittierten Signals. Ähnlich verhält es sich bei der fallenden Flanke. Dort wird erwartet, dass nach einem Abfall der Spannung um 50 % das VCSEL nicht mehr aktiv ist. Aufgrund der höher liegenden Flussspannung verkürzt sich aber auch hier die aktive Zeit des VCSEL und dadurch die Pulsbreite des optischen Signals. Bei den bekannten Anstiegs- und Abfallzeiten des verwendeten MOSFET von 1,8 ns und 2 ns (Vgl. Tabelle 4.17) ergibt dies eine Verkürzung der Pulse des optischen Signals um höchstens 2,85 ns. Das entspricht bei einer Frequenz von 80 MHz einer maximal möglichen Reduzierung des DC um 22,8 %. Die gemessene Verkürzung der Pulse liegt mit 15,2 % in derselben Größenordnung, was diese These unterstützt. Bei geringeren Frequenzen verliert die Verkürzung prozentual an Einfluss auf die Pulsbreite, sodass bei einer Frequenz von 60 MHz ein DC von 40 % gemessen werden konnte. Als Ursache dieser Beobachtung ist aber auch ein frequenzabhängiges Verhalten der SBG nicht auszuschließen. Dies bliebe zu prüfen. Eine entsprechende Untersuchung konnte nicht durchgeführt werden, da zum Zeitpunkt der Messungen keine frei modulierbare Lichtquelle zur Verfügung stand.

Eine Verbesserung des gezeigten Verhaltens wäre über den Einsatz eines MOSFET mit noch geringeren Schaltzeiten und einem VCSEL mit einer geringeren Flussspannung zu erreichen. Vermutlich ist dies schwer umzusetzen, da der MOSFET bereits sehr geringe Schaltzeiten aufweist und es kaum Bauteile mit besseren Kennwerten auf dem Markt gibt. Alternativ könnte mit einer Vergrößerung des DC des elektrischen Eingangssignals der BBG die Verkürzung der Pulsbreite ausgeglichen werden. Dies würde durch das Trimmen der Schaltschwelle der Komparatoren auf der SBG geschehen. Unter Vernachlässigung der thermischen Verlustleistungen könnte mit dieser Anpassung ein optisches Signal mit einem maximalen DC von etwa 80 % erzielt werden. Da die pico flexx ToF Kamera ebenfalls einen DC von 33 % aufweist (Vgl. Tabelle 5.1), wird hier keine weitere Anpassung des DC des Ausgangssignal der Serienschaltung nötig. Er beträgt 33,3 %.

Das elektrische Eingangssignal der BBG stellt einen Rechteckverlauf dar. Bei der Messung der optischen Ausgangssignale treten Amplituden von etwa 600 mV und eine Stufe im Signalverlauf der Rechteckpulse auf (Vgl. Abbildung 5.9). Beides lässt sich

durch das Übertragungsverhalten von Leitungen mit definiertem Wellenwiderstand begründen. Bei der Messung des optischen Ausgangssignals der Serienschaltung wurde das Triggersignal über ein T-Stück von der SBG an die BBG und zur Kontrolle an das Oszilloskop weitergegeben. Durch den zusätzlichen Anschluss des Oszilloskops wurde die Übertragungsleitung beeinflusst. Dadurch weicht die Terminierung der Übertragungsleitung vom vorgesehenen Wellenwiderstand ab. Die Leitung ist nicht mehr ideal angepasst. Das führt zu der beobachteten Verringerung der Amplituden und der Stufe in der Signalform. Letztere ist auf Reflexionen in der Leitung zurückzuführen [14]. Die beobachtete Beeinflussung des Signals hat allerdings keine Auswirkung auf die Funktion der BBG. Am Eingang der Baugruppe ist eine Komparatorschaltung vorgesehen, welche durch eine Anpassung der Referenzspannung U_{ref_2} auf die Signalamplitude angepasst werden kann. Liegt die Reflexion oberhalb dieser Schaltschwelle, beeinflusst sie das Ausgangssignal des Komparators und dadurch das der BBG nicht.

Dass mit der Serienschaltung keine Ausgangssignale von 100 MHz zu erreichen waren, könnte damit erklärt werden, dass die Spannungsversorgung zu träge ist. Dies wird laut [34] auf das im ausgeschalteten Zustand des MOSFET undefinierte Drain-Potential zurückgeführt. Dass, wie in dem Applicaltion Note angegeben, mit der Serienschaltung nur Schaltfrequenzen von bis zu 80 MHz zu erreichen wären, scheint damit plausibel.

6.2.3 Optisches Ausgangssignal der Parallelschaltung

Die Parallelschaltung mit vier VCSEL konnte im Zusammenspiel mit der SBG und der pico flexx ToF Kamera als Signalgeber ein optisches Ausgangssignal mit einer Modulationsfrequenz von 80 MHz erzielen. Dieses wies Anstiegs- und Abfallzeiten von 1,2 ns bzw. 960 ps auf (Vgl. Tabelle 5.4). Außerdem wurde mithilfe eines Signalgenerators ein Ausgangssignal mit 100 MHz und Anstiegs- und Abfallzeiten von 1,1 ns bzw. 2,4 ns erreicht (Vgl. Tabelle 5.8).

Das optische Ausgangssignal der Parallelschaltung mit vier VCSEL weist mit einem periodischen Rechtecksignal mit leicht abgerundeten Kanten eine ähnliche Form wie das der Serienschaltung mit vier VCSEL auf (Vgl. Abbildung 5.11). Dadurch ist das optische Signal auch mit dem der pico flexx ToF Kamera vergleichbar. Da die Kühlflächen der Parallelschaltung dieselbe Form und Größe wie bei der Serienschaltung mit vier VCSEL aufweisen, lässt sich die Verformung hier ähnlich argumentieren. Der kapazitive Einfluss der Kupferflächen kann durch ein Tiefpassverhalten die Abrundung der Kanten des Rechtecksignals hervorrufen. Da auch bei der Parallelschaltung keine nennenswerte Erwärmung der Kühlflächen und VCSEL festgestellt werden konnte, wäre auch hier eine Verkleinerung der Flächen denkbar.

Bei der Parallelschaltung tratt bei einer Frequenz von 80 MHz keine nennenswerte Verringerung des DC des Ausgangssignal gegenüber dem des elektrischen Eingangssignals auf (Vgl. Tabelle 5.4). Dies kann daran liegen, dass die Parallelschaltung invertierend wirkt. Nach dem für die Serienschaltung vorgestellten Schema würde sich bei der Parallelschaltung das Verhalten der Pulsbreitenänderung über die Frequenz umkehren. Für niedrigere Frequenzen als 80 MHz würde also eine

Verkürzung der Pulsbreite erwartet. Dies konnte bei einer Frequenz von 60 MHz beobachtet werden. Bei dieser Frequenz wies das Signal einen DC von 30 % auf.

Wie in Abbildung 5.12 dargestellt, weisen die Amplituden des optischen Ausgangssignals der Parallelschaltung zu Beginn eines Signalbursts ein einschwingendes Verhalten auf. Dies konnte bei der Serienschaltung nicht beobachtet werden (Vgl. Abbildung 5.10). Die Schwingungen bei der Parallelschaltung sind nach etwa 6 µs größtenteils abgeklungen. Das einschwingende Verhalten konnte bereits in der Simulation der Parallelschaltung beim Strom durch die VCSEL beobachtet werden (Vgl. Abbildung 4.28). Die Ursache dafür ist möglicherweise in der Änderung der Ströme durch die in der Schaltung genutzten Spule zu finden. Im Application Note zur Parallelschaltung wird empfohlen den Wert der Induktivität entsprechend anzupassen, sodass durch die Schwingungen keine Maxima überschritten werden [34]. Es scheint also möglich, dass das einschwingende Verhalten gar nicht zu unterbinden, sondern nur anzupassen ist. Da das einschwingende Verhalten mit etwa 6 µs nur 0,3 % des 2 ms langen Signalburtsts der pico flexx ToF Kamera vorherrscht, ist anzunehmen, dass es sich nicht störend auf den Betrieb der ToF Kamera auswirkt. Dies gilt vor allem bei großen Integrationszeiträumen.

Mit der Parallelschaltung konnte ein Betrieb mit 100 MHz erreicht werden (Vgl. Abbildung 5.21). Das optische Ausgangssignal wies eine Rechteckform mit abgerundeten Kanten auf. Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Pulse variierten gegenüber denen bei 80 MHz. Vor allem die Abfallzeit fiel mit 2,4 ns deutlich größer aus. Außerdem hat sich die Amplitude des aufgenommenen Signals, welche stellvertretend für die Strahlungsleistung steht, verringert. Einerseits können dafür parasitäre Eigenschaften wie Induktivitäten und Kapazitäten verantwortlich sein. Dieser Punkt wird bei der Diskussion der erzielten Strahlungsleistungen im folgenden Kapitel genauer betrachtet. Andererseits ist über das Frequenzverhalten des eingesetzten VCSEL bisher nur wenig öffentlich bekannt. Es ist möglich, dass bei einer hohen Frequenz von 100 MHz Effekte im Inneren des Bauteils zum Tragen kommen, die sich auf das Schaltverhalten auswirken können.

6.2.4 Strahlungsleistungen

Mit der Parallelschaltung mit vier VCSEL konnte im Zusammenspiel mit der SBG und der pico flexx ToF Kamera als Signalgeber ein optisches Ausgangssignal mit einer Modulationsfrequenz von 80 MHz und einer Strahlungsleistung von 5,96 W erzielt werden. Mit der Serienschaltung mit vier VCSEL wurde unter denselben Bedingungen ein Ausgangssignal mit einer Strahlungsleistung von 1,92 W erreicht.

Wie in Abbildungen 5.14 und 5.15 dargestellt, weisen die von der U-Kugel integrierten Strahlungsleistungen der Serien- und Parallelschaltung alternierende Amplituden bei den beobachteten acht Signalbursts auf. Dabei wechselt sich immer eine etwas höhere mit einer etwas niedrigeren Strahlungsleistung ab. Dieses regelmäßige Verhalten war ebenfalls bei der Strahlungsleistung des Signals der pico flexx ToF Kamera zu beobachten (Vgl. Abbildung 5.16). Daher kann davon ausgegangen werden, dass die unterschiedlichen Strahlungsleistungen nicht aufgrund der Schaltungen auf der BBG entstehen. Eine mögliche Erklärung des Verhaltens besteht darin, dass der DC des optischen Ausgangssignals der pico flexx ToF Kamera Variationen unterworfen ist.

Durch das integrierende Verhalten der U-Kugel würde bei den unkorrigierten Messwerten ein Signalburst mit größerem DC höher bewertet als einer bei gleicher Frequenz mit einem geringerem DC. Da die Schwankungen im Vergleich zu den gemessenen Amplituden der Strahlungsleistung verhältnismäßig gering ausfallen, werden sie bei den folgenden Betrachtungen vernachlässigt. Es wird mit der mittleren Strahlungsleistung gearbeitet.

Die Strahlungsleistung eines VCSEL steht im direkten Zusammenhang zu dem durch das Bauteil fließenden Strom. Laut der Auslegung sollte bei allen drei Schaltungsvarianten der Beleuchtung ein Strom von etwa 2 A durch die VCSEL fließen. Dadurch würde sich laut Datenblatt eine Strahlungsleistung von etwa 1,8 W und eine Spannung von 2,1 V über jedes VCSEL einstellen [44]. Dies konnte mit der Parallelschaltung mit vier VCSEL erreicht werden. Bei einer Frequenz von 60 MHz emittierte ein einzelnes VCSEL der Parallelschaltung eine Strahlungsleistung von 1,73 W (Vgl. Tabelle 5.6). Bei höheren Frequenzen war eine Abnahme der Strahlungsleistung zu beobachten. Für ein Signal der pico flexx ToF Kamera mit 80 MHz konnte eine Strahlungsleistung von 1,49 W erfasst werden. Dieses frequenzabhängige Verhalten kann möglicherweise daher kommen, dass die parasitären Kapazitäten der Kühlflächen bei steigender Frequenz eine immer geringere Impedanz aufweisen. Dadurch könnten Ströme an den VCSEL vorbeifließen, ohne zu einem optischen Ausgangssignal beizutragen. Für die zwei Schaltungen mit vier VCSEL auf der BBG ist das Layout der Kühlflächen identisch. Nach den berechneten Kapazitäten für die Flächen (Vgl. Tabelle 4.22) ergibt sich so über die Schaltung verteilt eine Gesamtkapazität von 254 pF. Diese weist für die Frequenz der Grundschwingung bei 60 MHz eine Impedanz von 10,44 Ω und bei 80 MHz eine Impedanz von 7,83 Ω auf. Diese Verringerung der Impedanz könnte zum Verlust an Strahlungsleistung bei höheren Frequenzen beigetragen haben. Für diese Erklärung spricht, dass die Strahlungsleistungen eines einzelnen VCSEL der Serienschaltung mit vier VCSEL und selben Layout der Kühlflächen eine prozentuale Differenz in der gleichen Größenordnung wie die der Parallelschaltung aufweist. Mit 630 mW bei 60 MHz und 480 mW bei 80 MHz stellt sich eine Verringerung der Strahlungsleistung um 24 % ein (Vgl. Tabelle 5.6). Bei der Parallelschaltung beträgt sie 14 %. Da die pico flexx ToF Kamera allerdings auch Schwankungen in der Strahlungsleistung aufweist (Vgl. Tabelle 5.7), lässt sich vermuten, dass das geschilderte Verhalten auf das Messergebnis der ToF Kamera vernachlässigbar ist.

6.2.5 Strahlungsleistungen der Serienschaltungen

Bei der Serienschaltung mit vier VCSEL wurde eine Strahlungsleistung des optischen Ausgangssignals von etwa 630 mW gemessen. Dem steht eine erwartete Leistung von 1,8 W gegenüber. Die geringe Strahlungsleistung der Serienschaltung mit einem VCSEL ließ keine weiteren Untersuchungen zu. Der Grund für das Verhalten der Serienschaltungen ist möglicherweise in der Höhe des Stroms durch die VCSEL zu finden. Nach den im Datenblatt des V102C121A-940 angegebenen Kennlinien stellen sich die in Abbildung 6.1 dargestellten Arbeitspunkte der Serienschaltung mit einem VCSEL (blau) und mit vier VCSEL (rot) bei 80 MHz ein [44]. Sie sind ausgehend von

den gemessenen Strahlungsleistungen anhand der Kennlinien ermittelt worden. Zusätzlich sind die Arbeitspunkte der Parallelschaltung (grün) aufgetragen.

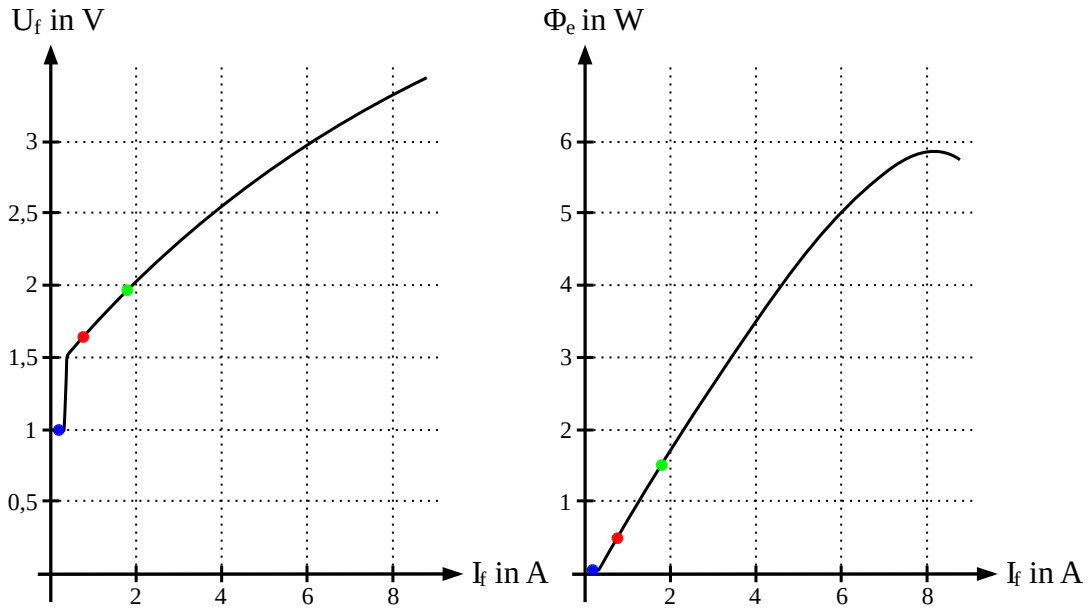

Abbildung 6.1: die Kennlinien des VCSEL V102C121A-940 zeigen die Abhängigkeit von Strahlungsleistung Φ_e, Strom I_f und Spannung Uf; die eingetragenen Arbeitspunkte entsprechen denen der Parallelschaltung (grün) und Serienschaltungen mit einem VCSEL (blau) und vier VCSEL (rot) bei 80MHz (nach [44])

Laut den Kennlinien stellt sich für die Serienschaltung mit vier VCSEL und einer Frequenz von 80 MHz ein Arbeitspunkt bei deutlich unter 2 A und weniger als 2,1 V ein. Ebenso wie der Arbeitspunkt der Serienschaltung mit einem VCSEL weicht er damit von den Werten der Auslegung und denen in den Simulationen beobachteten Strömen im Bereich von 2,5 A ab. Höchstwahrscheinlich ist diese Abweichung durch die in der Simulation gemachten Näherungen zu erklären (Vgl. Kapitel 6.2.1). Aufgrund der zeitlichen Rahmenbedingungen war es nicht möglich mehrere Iterationen des Designs der BBG durchzuführen. Daher mussten Design- und Bauteilentscheidungen auf Basis der Simulation getroffen werden. So wurden zum Beispiel Vorwiderstände vor den VCSEL der Serienschaltungen vorgesehen, um dämpfend auf eine in der Simulation beobachtete Oszillation zu wirken. Diese Oszillation konnte in den Messungen nicht festgestellt werden. Allerdings können sich die Widerstände im Gegensatz zur Simulation auch dämpfend auf den Strom durch die VCSEL ausgewirkt haben. Durch die über die Vorwiderstände abfallende Spannung werden an den VCSEL nicht die Flussspannungen erreicht, die für einen Stromfluss von etwa 2 A benötigt würden. Die aus der Auslegung erwartete Strahlungsleistung wird so nicht erreicht.

Bei der Serienschaltung mit vier VCSEL ist der Vorwiderstand mit 700 mΩ so gering, sodass genug Spannung über die VCSEL abfällt. Es kann ein Strom im Bereich von 1 A fließen, was in einer Strahlungsleistung von 630 mW resultiert. Diese ist geringer als die angenommenen 1,8 W pro VCSEL. Dass der Strom von 2 A nicht

erreicht wird, kann am gemessenen Strom über den Vorwiderstand beobachtet werden (Vgl. Abbildung 5.18). Dieser dürfte etwa dem Strom durch die VCSEL entsprechen. Es konnten nur kurzzeitige Überschwinger gemessen werden, die 2 A aufwiesen. Diese sind vermutlich durch ein sogenanntes Gain-Switching zu erklären, welches zu Beginn der Emission von Halbleiterlasern auftritt [53]. Alternativ könnten auch Resonanzen durch parasitäre Eigenschaften des Layouts dafür verantwortlich sein. Die Über- und Unterschwinger des Stromsignals sind nicht im optischen Ausgangssignal der Serienschaltung wiederzufinden (Vgl. Abbildung 5.9).

Bei der Serienschaltung mit einem VCSEL ist die Abweichung der Messung von der Simulation größer. Mit einem auf Basis der Simulation gewählten Vorwiderstand von 2,2 Ω stellt sich bei einer Versorgungsspannung von 2,2 V ein geringer Strom durch das VCSEL ein. Die Flussspannung des VCSEL wird nicht erreicht und es wird kein nennenswerte Strahlungsleistung emittiert. Dies ist anhand der Kennlinien des VCSEL und der darin markierten Arbeitspunkte der Serienschaltung mit einem VCSEL nachzuvollziehen (Vgl. Abbildung 6.1).

Um mit den Serienschaltungen Strahlungsleistungen im Bereich von 2 W je VCSEL zu erreichen, können zwei Ansätze formuliert werden. Zum einen könnte die Versorgungsspannung der Serienschaltungen angehoben werden, sodass sich die benötigte Flussspannung über die VCSEL einstellt. Zum anderen wäre es möglich die Vorwiderstände gegen Jumper mit 0 Ω zu tauschen und dadurch den Strom durch die VCSEL zu erhöhen.

6.2.6 Bewertung der Schaltungsvarianten

Mit der Serienschaltung mit vier und einem VCSEL und der Parallelschaltung mit vier VCSEL konnten unterschiedliche Ergebnisse erzielt werden. Die Serienschaltung mit einem VCSEL wurde als Testaufbau der Serienschaltung vorgesehen. Mit dieser Schaltung konnten keine Messergebnisse erzielt werden. Die Strahlungsleistung dieser Schaltung war zu gering. Die aus der Messung mit der pico flexx ToF Kamera gewonnenen Ergebnisse für die Parallel- und Serienschaltung mit vier VCSEL bei einer Frequenz von 80 MHz sind zum Vergleich mit den Werten der ToF Kamera in Tabelle 6.1 dargestellt.

Tabelle 6.1: Vergleich der Eigenschaften der optischen Ausgangssignale der Parallel- und Serienschaltung mit vier VCSEL mit denen der pico flexx ToF Kamera bei 80MHz

	Serienschaltung	Parallelschaltung	pico flexx	
Anstiegszeit	2ns	1,5ns	1,1ns	(20%-80%)
Abfallzeit	1,8ns	960ps	1,7ns	(20%-80%)
Strahlungsleistung	1,92W	5,96W	850mW	

Mit beiden Schaltungsvarianten mit vier VCSEL konnten die an die externe Beleuchtung gestellten Anforderungen erfüllt werden. Es wurden Anstiegs- und Abfallzeiten erreicht, die entsprechend der Vorgabe nicht größer als 2 ns ausfielen.

Außerdem weisen beide Schaltungen eine Strahlungsleistung von mehr als 1 W bei der Verwendung von vier synchron arbeitenden VCSEL auf. Mit beiden Schaltungen war es möglich Signale mit einer zum optischen Ausgangssignal der pico flexx ToF Kamera vergleichbaren Form zu emittieren. Außerdem wurden mehr als doppelt so hohen Strahlungsleistungen erreicht. Die Messungen der Anstiegs- und Abfallzeiten wurden immer im Zusammenspiel mit der SBG durchgeführt, da diese mit der BBG als ein zusammenhängendes System verwendet werden soll. Die Anforderungen an die Anstiegs- und Abfallzeiten wurden dabei erfüllt. Ein Einsatz der genannten Schaltungen als externe Beleuchtung ist deswegen höchstwahrscheinlich möglich. In einem nächsten Schritt wäre die Messperformance des Gesamtsystems mit der pico flexx ToF Kamera zu bewerten.

Für den Einsatz der externen Beleuchtung zu Forschungszwecken ließe sich im jetzigen Zustand ein Betrieb mit der Parallelschaltung empfehlen. Mit ihr konnte im Gegensatz zur Serienschaltung ein Betrieb mit einer Modulationsfrequenz von bis zu 100 MHz umgesetzt werden. Außerdem wurden mit ihr kürzere Anstiegs- und Abfallzeiten und eine deutlich höhere Strahlungsleistung erzielt. Im Zuge einer Umsetzung der vorgeschlagenen Anpassung der Vorwiderstände der Serienschaltungen und der dadurch wahrscheinlich höher ausfallenden Strahlungsleistungen, wären die Schaltungsvarianten auch im Hinblick auf die Komplexität der Schaltungen neu zu bewerten.

6.2.7 Spannungsversorgung

Die Pegel der Spannungsversorgung auf der BBG weisen ebenso wie die der SBG regelmäßig wiederkehrende Spannungsspitzen auf (Vgl. Abbildung 5.22). Es konnten dabei Amplituden von bis zu 600 mV beobachtet werden. Aufgrund der geringen Frequenz von etwa 250 kHz können die Spannungsspitzen weder dem auf der BBG verarbeiteten Triggersignal von mindestens 60 MHz, noch dem Schaltregler in der Schaltung der Spannungsversorgung zugeordnet werden. Letzterer weist laut Datenblatt typischerweise eine Schaltfrequenz von 2,5 MHz auf [51]. Darum liegt der Schluss nahe, dass das eingesetzte Steckernetzteil für die Spannungsspitzen verantwortlich ist. Diese breiten sich über alle aus der Versorgungsspannung gewonnenen Pegel aus. Allerdings sind im Datenblatt des Netzteils keine Angaben zur genutzten Frequenz vorhanden.

Es sind keine Einflüsse der Spannungsspitzen auf die Funktion der BBG festgestellt worden. Sollte trotzdem der Wille bestehen diese Störungen in der Versorgungsspannung zu beheben, könnte ein auf die Frequenz angepasstes Filter die Spannungsspitzen minimieren. Beispielhaft wäre dafür ein sogenanntes Pi-Filter zu nennen.

6.3 Bewertung des Gesamtsystems

Bei der Messung der optischen Ausgangssignale der BBG kam das gesamte Beleuchtungssystem aus SBG und BBG mit einer ToF Kamera zur Erzeugung des optischen Eingangssignals zum Einsatz. Dies entspricht vom Aufbau dem

Anwendungsfall der externen Beleuchtung. Somit konnte die Funktionsfähigkeit der externen Beleuchtung mit optischem Trigger gezeigt werden. Die SBG ist in der Lage das hochfrequente optische Signal einer ToF Kamera in ein elektrisches Triggersignal zu wandeln. Dabei treten vernachlässigbare Verluste der Signalform auf. Die BBG mit der Parallelschaltung erzielt eine hohe Strahlungsleistung und weist gleichzeitig die Fähigkeit auf hohe Frequenzen mit geringen Anstiegs- und Abfallzeiten zu emittieren.

Aufgrund der verwendeten VCSEL mit einer Wellenlänge von 940 nm ist die BBG im jetzigen Zustand für die Anwendung mit ToF Kameras mit Beleuchtungen derselben Wellenlänge geeignet. Soll die externe Beleuchtung mit optischem Trigger zusammen mit ToF Kameras mit Beleuchtungen einer anderen Wellenlänge zum Einsatz kommen, müssten die VCSEL gegen Modelle mit passender Wellenlänge ausgetauscht werden. Dafür eignet sich zum Beispiel das V102C121A-850 mit einer Wellenlänge von 850 nm an, welches denselben Footprint wie den des V102C121A-940 aufweist [43].

Die gemessenen Latenzen des Gesamtsystems aus SBG und BBG sind als sehr gering einzustufen. Mit der Parallelschaltung konnte eine Latenz von 15,2 ns und mit der Serienschaltung eine von 16,4 ns erzielt werden (Vgl. Abbildungen 5.25 und 5.24). Damit kann die Forderung nach kurzen Übertragungszeiten als erfüllt angesehen werden. Dass die Verzögerung des Signals der Serienschaltung etwas größer ausfiel, liegt daran, dass der erste Puls des Ausgangssignals der Serienschaltung in der betrachteten Messung am Anfang verkürzt emittiert wurde. Insgesamt beträgt die Verzögerung eines Signals durch die externe Beleuchtung nicht einmal zwei Perioden der von der pico flexx ToF Kamera genutzten Modulationsfrequenz von 80 MHz.

Die Verzögerungszeit kommt hauptsächlich durch die in den Schaltungen verwendeten Komponenten zustande. Der jeweils auf der SBG und BBG eingesetzte Komparator LTC6752 weist laut Datenblatt eine Verzögerungszeit von 2,9 ns bis 5 ns [23]. Der Gate-Treiber zur Ansteuerung des MOSFET auf der BBG steuert eine Latenz von 2,6 ns bis 4,4 ns bei [35]. Außerdem müssen noch die Schaltzeiten des MOSFET berücksichtigt werden. Dadurch scheint die gemessenen Latenz plausibel. Die geringe Latenz lässt vermuten, dass ihr Einfluss auf die Messgenauigkeit einer ToF-Kamera gering ausfallen wird. Da die Latenz in einem systematischen Messfehler resultiert, wäre es außerdem denkbar, diesen durch eine Kalibrierung der zu verwendenden ToF Kamera zu korrigieren. Sollte trotzdem eine noch geringere Latenz von der externen Beleuchtung notwendig werden, so ist dies zum Beispiel dadurch zu erreichen, dass SBG und BBG auf einer Baugruppe zusammen gefasst werden. Dadurch würde ein Komparator, welcher für die Signalübertragung über des Koaxialkabel benötigt wird, obsolet. Es würde sich so eine Verringerung von bis zu 5 ns erzielen lassen.

7 Fazit

Ziel dieser Arbeit war es ein Schaltungskonzept und Labormuster einer externen Beleuchtung im NIR mit optischem Trigger für den Einsatz in der Forschung an AMCW-ToF Kameras zu entwickeln. Das System wurde in eine Sensor- und Beleuchtungsbaugruppe aufgeteilt. So konnten Teile der Beleuchtung zeitlich unabhängig voneinander realisiert und untersucht werden. Die Sensorbaugruppe dient als Photodetektor und generiert aus dem optischen Signal einer ToF Kamera das elektrische Triggersignal für die Beleuchtungsbaugruppe. Die Beleuchtungsbaugruppe wandelt das gewonnene Triggersignal wieder in ein optisches Signal um und emittiert dieses mit hoher Strahlungsleitung. Es wurden dafür mit der Serien- und Parallelschaltung zwei verschiedene Konzepte für die Ansteuerung der Lichtquellen vorgesehen und untersucht.

An die externe Beleuchtung wurde die Anforderung gestellt, dass das optische Ausgangssignal bei einer Wellenlänge von 850 nm oder 940 nm eine Strahlungsleistung von über 1 W aufweisen sollte. Dies wurde sowohl mit der Serien- als auch mit der Parallelschaltung mithilfe von vier synchron arbeitenden VCSEL erreicht. Dabei kam eine Wellenlänge von 940 nm zum Einsatz. Bei einer Modulationsfrequenz von 80 MHz konnte mit der Parallelschaltung eine Strahlungsleistung von 5,96 W erzielt werden. Die Serienschaltung wies bei der gleichen Untersuchung eine Strahlungsleistung von 1,92 W auf. Höchstwahrscheinlich ließe sich letztere durch eine Anpassung der in der Serienschaltung verwendeten Vorwiderstände noch erhöhen. Dieser Ansatz könnte auch bei der Serienschaltung mit einem VCSEL, mit welcher keine nennenswerte Strahlungsleistung emittiert werden konnte, Erfolg versprechen.

Es wurde angestrebt, dass das Beleuchtungssystem optische Signale mit einer Modulationsfrequenz von bis zu 100 MHz übertragen können sollte. Dies konnte durch eine Untersuchung der Baugruppen verifiziert werden. Bei der Messung der Latenzen konnte gezeigt werden, dass mithilfe der Sensorbaugruppe Triggersignale mit 100 MHz aus einem entsprechenden optischen Signal gewandelt werden können. Mit der Parallelschaltung auf der Beleuchtungsbaugruppe konnte aus einem solchen Triggersignal ein optischer Signalverlauf mit einer Frequenz von 100 MHz erzielt werden. Mit der Serienschaltung waren Modulationsfrequenzen bis 80 MHz zu erreichen. Eine Ursache für dieses Verhalten ist sehr wahrscheinlich in der Trägheit der Schaltung zu finden.

Neben einer hohen Frequenz sollte das emittierte optische Ausgangssignal der externen Beleuchtung Anstiegs- und Abfallzeiten von höchstens 2 ns aufweisen. Unter Verwendung des optischen Signals der pico flexx ToF Kamera als Eingangssignal konnte dies bei einer Frequenz von 80 MHz erreicht werden. Mit der Sensorbaugruppe wurde ein Triggersignal mit Anstiegszeiten von 650 ps und Abfallzeiten von 440 ps aus dem optischen Signal gewandelt. Auf Grundlage eines solchen Triggersignals konnte mithilfe der Parallelschaltung ein optisches Ausgangssignal mit Anstiegszeiten von

1,5 ns und Abfallzeiten von 960 ps emittiert werden. Mit der Serienschaltung ließen sich Anstiegszeiten von 2 ns und Abfallzeiten von 1,8 ns erreichen.

Zuletzt wurde die Anforderung formuliert, dass die Verzögerung des optischen Signals durch die externen Beleuchtung mit optischem Trigger möglichst gering sein sollte Es konnte eine Latenz von 16ns realisiert werden. Eine Integration der Sensor- und Beleuchtungsbaugruppe auf eine Leiterplatte verspricht diese Verzögerungszeit noch zu verringern.

Mit dem entwickelten Konzept einer externen Beleuchtung mit optischem Trigger konnten die an das System gestellten funktionalen Anforderungen erfüllen werden. Die erzielten Eigenschaften des erstellten Labormusters lassen höchstwahrscheinlich eine Verwendung des Beleuchtungssystems zur Untersuchung von Methoden zur Vergrößerung des Messbereichs von ToF Kameras zu. Aufgrund der hohen Strahlungsleistung und Modulationsfrequenz empfiehlt sich dafür ein Betrieb der Beleuchtungsbaugruppe mit der Parallelschaltung mit vier VCSEL.

Als Ergebnis dieser Arbeit liegt ein Labormuster einer NIR-Beleuchtung mit einem optischen Trigger vor. Diese ist aufgrund der erzielten Ergebnisse höchstwahrscheinlich für Forschungszwecke an AMCW-ToF Kameras geeignet.

A Schaltpläne, Layouts und BOM

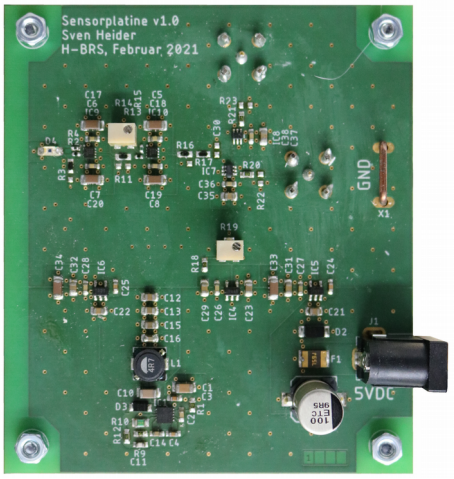

Abbildung A.1: Sensorbaugruppe

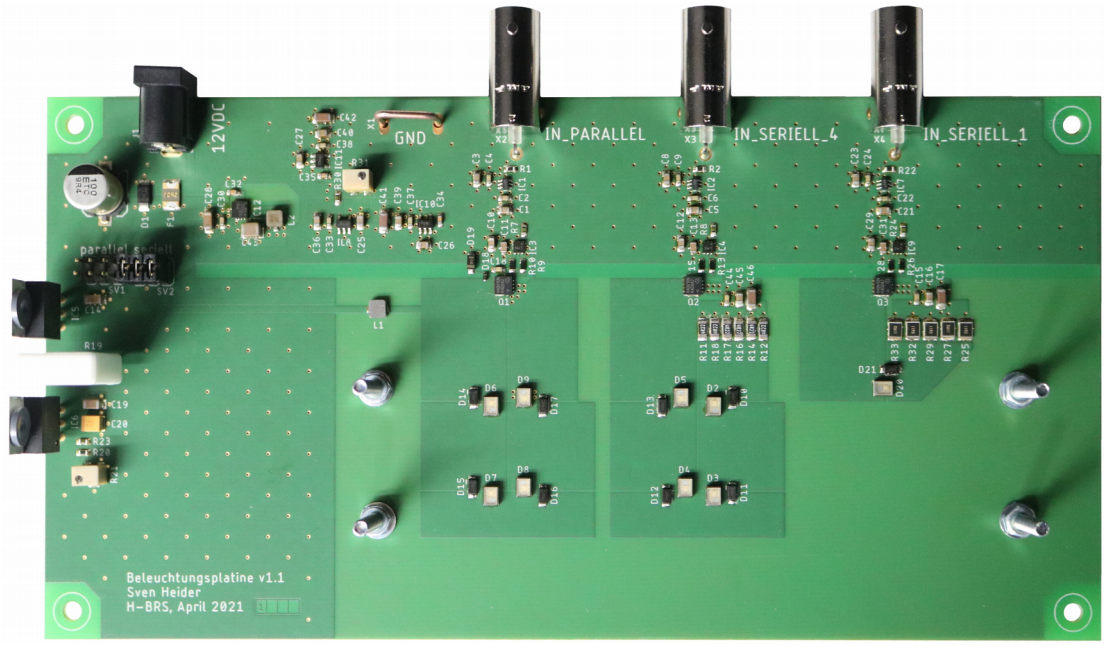

Abbildung A.2: Beleuchtungsbaugruppe ohne Kühlkörper und Abdeckung der VCSEL

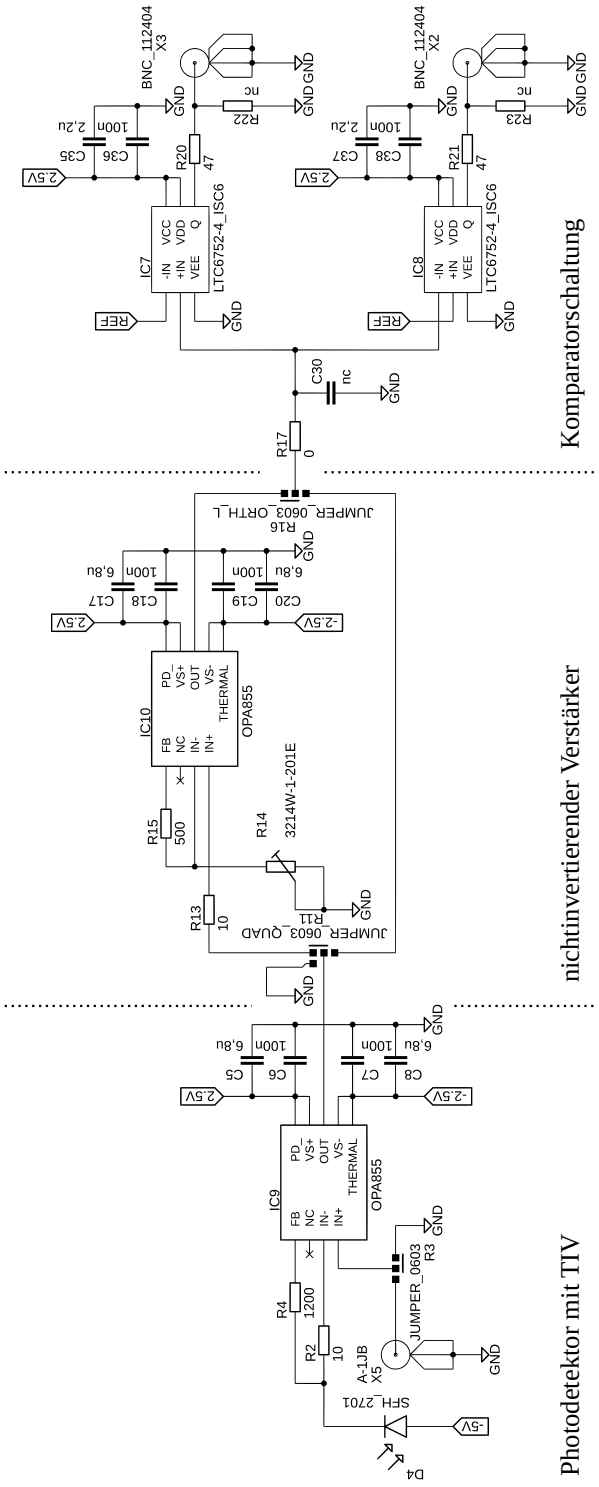

Abbildung A.3: Schaltplan des Signalpfads der Sensorbaugruppe

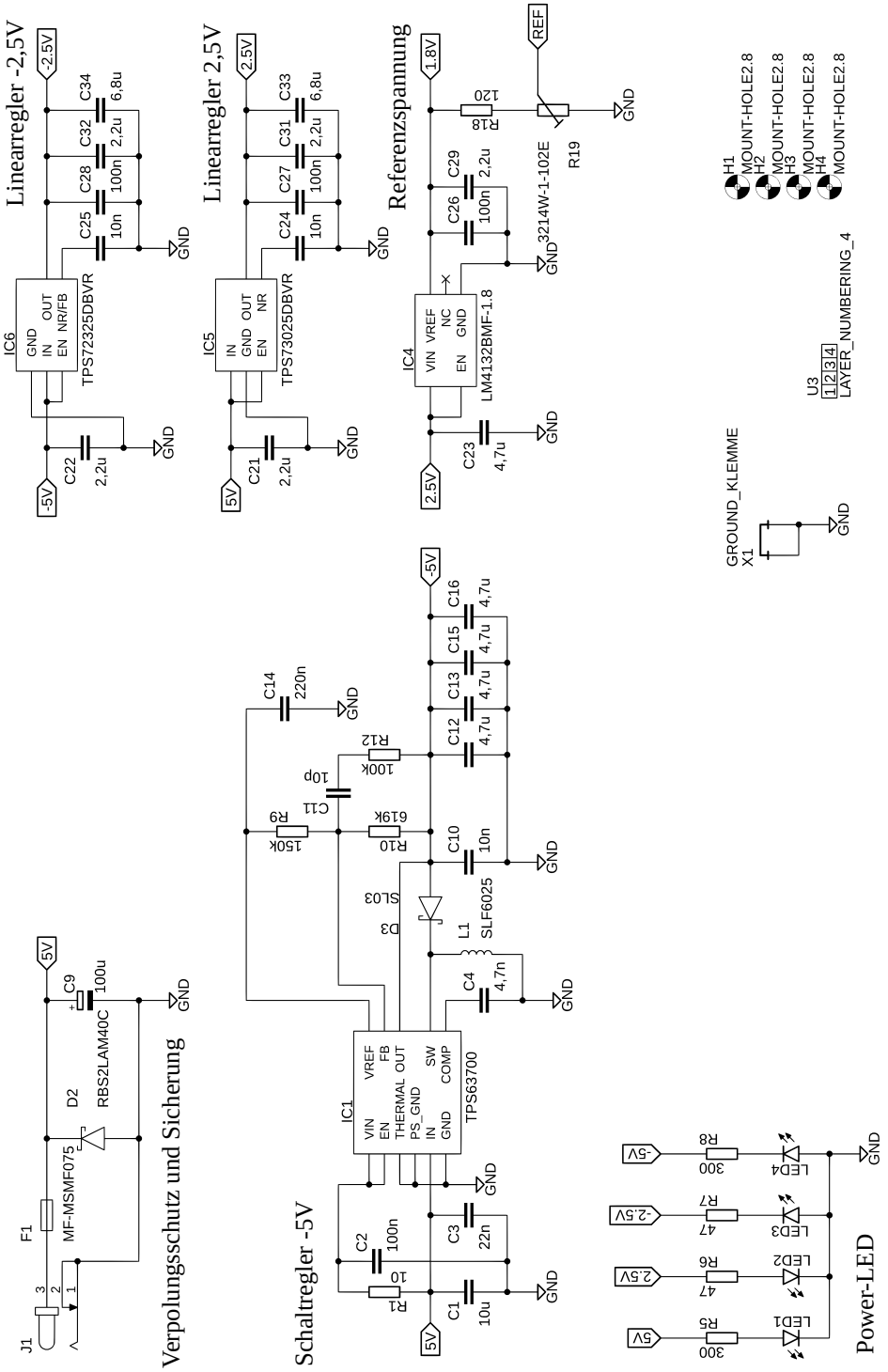

Abbildung A.4: Schaltplan der Spannungsversorgung der Sensorbaugruppe

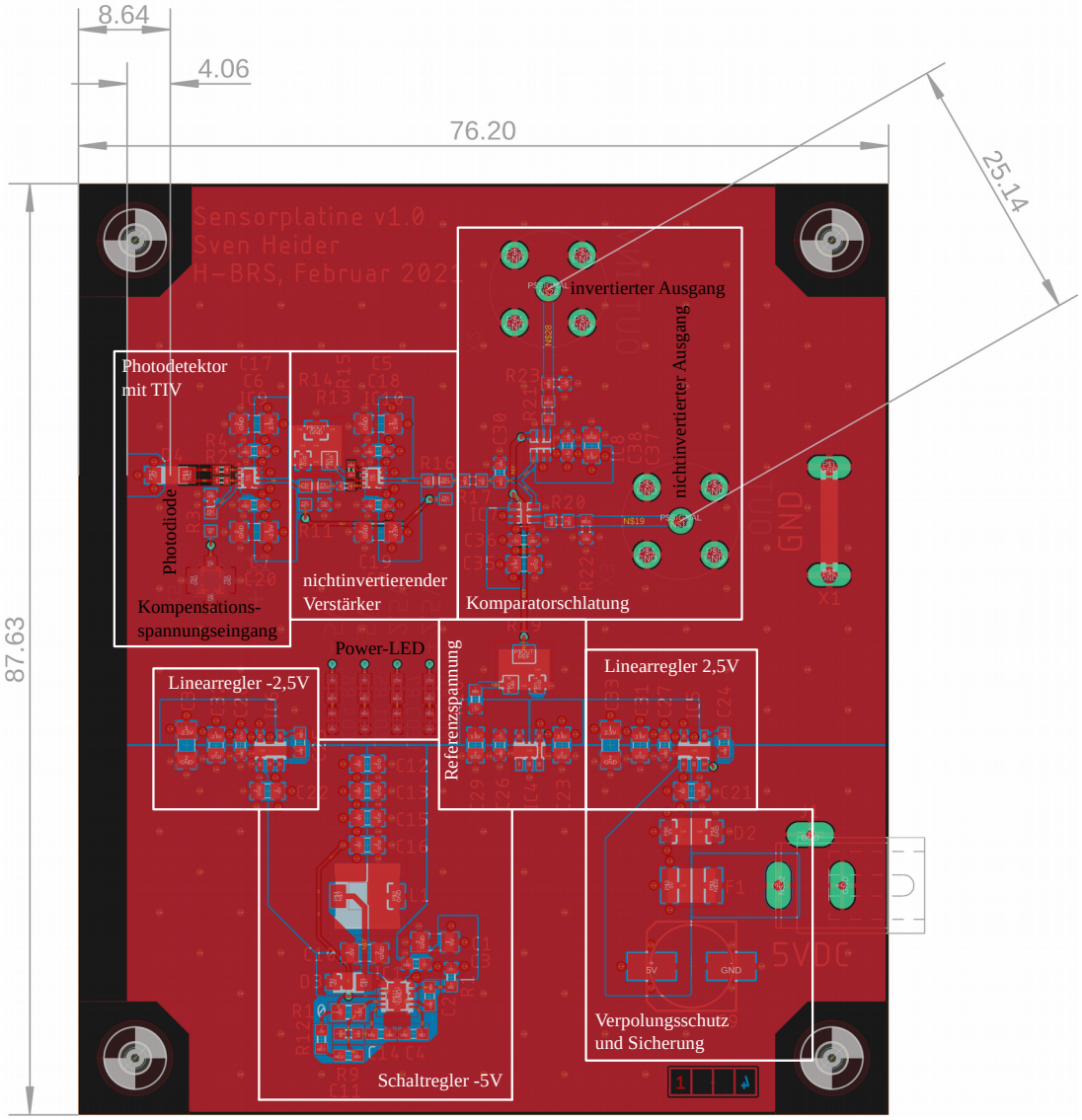

Abbildung A.5: Layout der Sensorbaugruppe

Tabelle A.1: BOM der Sensorbaugruppe

Bauteil	Anzahl	Wert	Package	Bauteilnummer	Hersteller
C1	1	10uF	1206	CL31B106KOHNNWE	Samsung
C10	1	10nF	1206	CAN12C103KAGACTU	KEMET
C11	1	10pF	0603	C0603C100K4RACTU	KEMET
C12, C13, C15, C16, C23	5	4,7uF	0805	CL21B475KOFNFNE	Samsung
C14	1	220nF	0603	CL10B224KO8SFNC	Samsung
C2, C6, C7, C18, C19, C26, C27, C28, C36, C38	10	100nF	0603	CL10B104KO8NNNC	Samsung
C21, C22, C29, C31, C32, C35, C37	7	2,2uF	0805	CL21B225KOFNNNG	Samsung
C24, C25	2	10nF	0603	C0603C103K4RECTU	KEMET
C3	1	22nF	0603	C0603C223K4RACTU	KEMET
C30	nc				
C4	1	4,7nF	0603	C0603C472K4RECAUTO	KEMET
C5, C8, C17, C20, C33, C34	6	6,8uF	1206	CGA5L1X7R1C685K160AC	TDK
C9	1	100uF		EEE-TC1E101P	Panasonic
D2	1		SOD-128-2	RBS2LAM40CTR	ROHM
D3	1		DO-219AB-2	SL03-GS08	Vishay
D4	1		3216	SFH 2701	OSRAM
F1	1		1812	MF-MSMF075-2	Bourns
IC1	1		VSON-10	TPS63700DRCT	Texas Instruments
IC4	1		SOT-23-5	LM4132BMF-1.8/NOPB	Texas Instruments
IC5	1		SOT-23-5	TPS73025DBVR	Texas Instruments
IC6	1		SOT-23-5	TPS72325DBVR	Texas Instruments
IC7, IC8	2		SC-70-6	LTC6752ISC6-4#TRMPBF	Analog Devices
IC9, IC10	2		WSON-8	OPA855IDSGR	Texas Instruments
J1	1			CON-SOCJ-2155	Gravitech
L1	1			SLF6025T-4R7M1R5-PF	TDK
LED1, LED2, LED3, LED4	4		0603	150060VS55040	Würth Elektronik
Netzteil	1			SWM6-5-EH-P5	CUI Inc.
R1	1	10Ω	0603	RN73H1JTTD10R0D25	KOA Speer
R10	1	619kΩ	0805	RN732ATTD6193B25	KOA Speer
R12	1	100kΩ	0603	RN73H1JTTD1003F50	KOA Speer
R14	1	200Ω		3214W-1-201E	Bourns
R15	1	500Ω	0402	PNM0402E5000BST1	Vishay
R18	1	120Ω	0603	RN73H1JTTD1200D100	KOA Speer
R19	1	1kΩ		3214W-1-102E	Bourns
R2, R13	2	10Ω	0402	CRT0402-FZ-10R0GLF	Bourns
R22, R23	nc				
R3, R11, R16, R17	7	0Ω	0603	PMR03EZPJ000	ROHM
R4	1	1,2kΩ	0402	RN73H1ETTP1201F25	KOA Speer
R5, R8	2	300Ω	0603	RN73H1JTTD3000F100	KOA Speer
R6, R7, R20, R21	4	47Ω	0603	RN73H1JTTD47R0F100	KOA Speer
R9	1	150kΩ	0603	RN73H1JTTD1503B25	KOA Speer
X2, X3	2			112404	Amphenol RF
X5	1			A-1JB	Amphenol RF

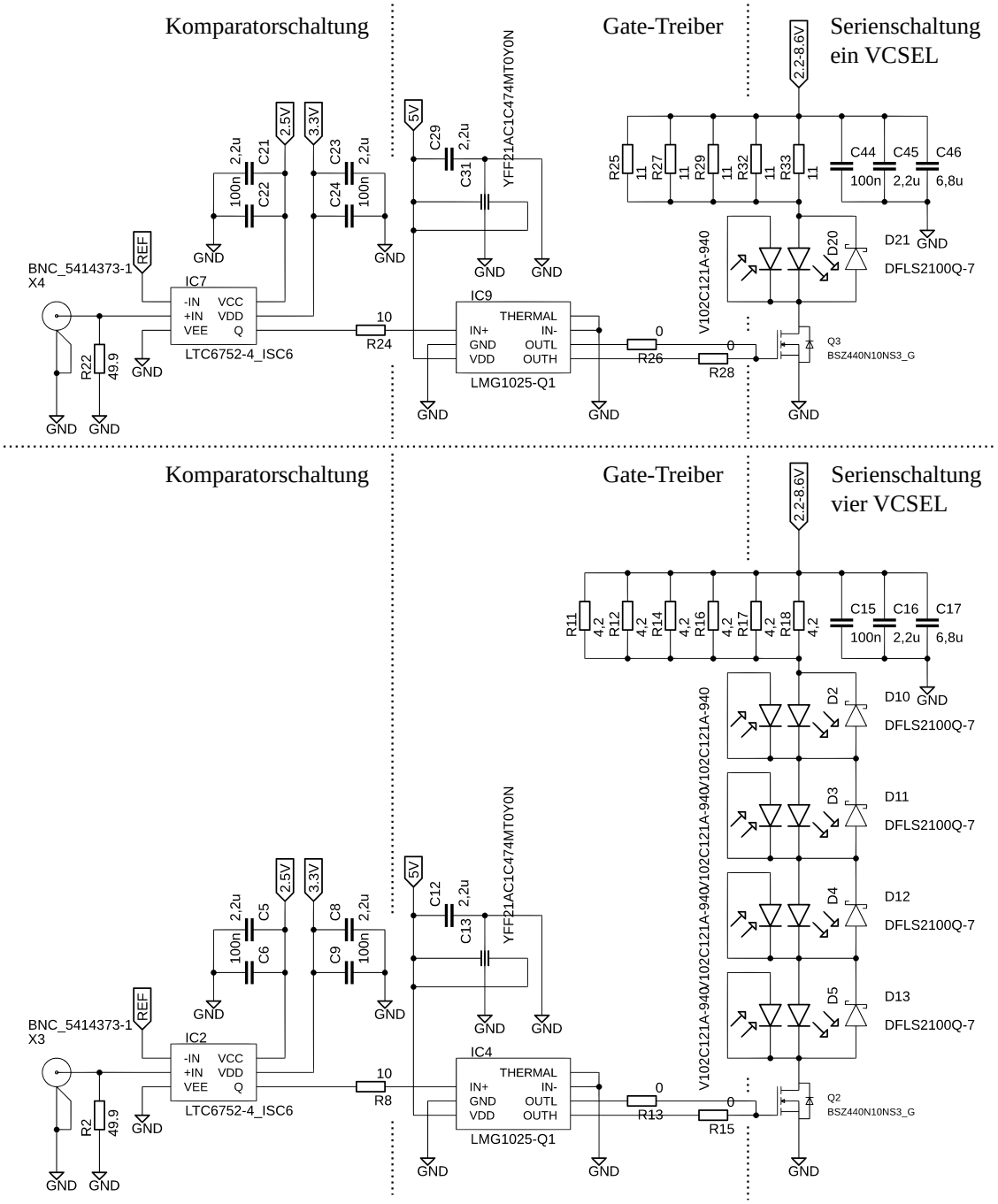

Abbildung A.6: Schaltplan der Serienschaltungen mit einem und vier VCSEL

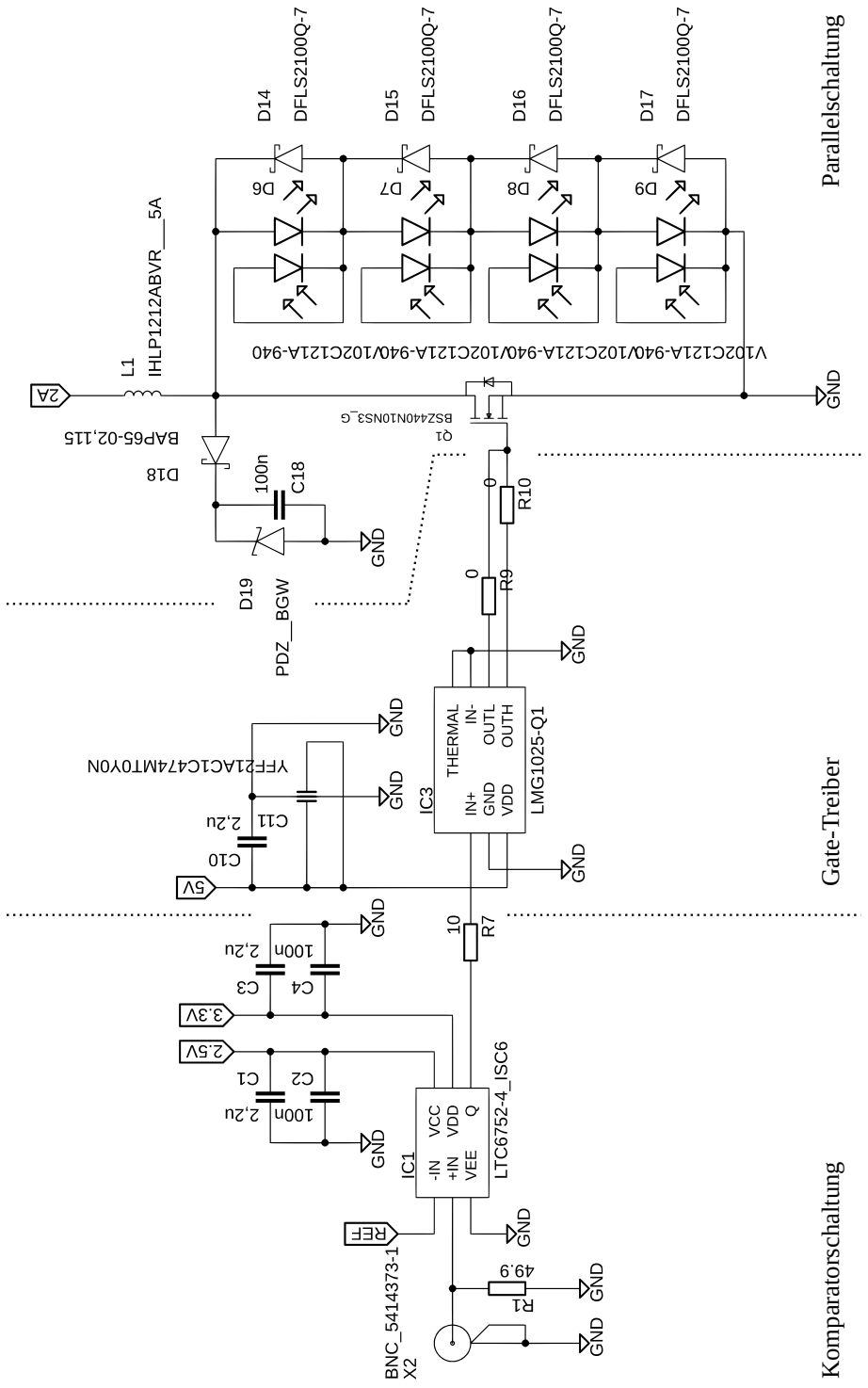

Abbildung A.7: Schaltplan der Parallelschaltung mit vier VCSEL

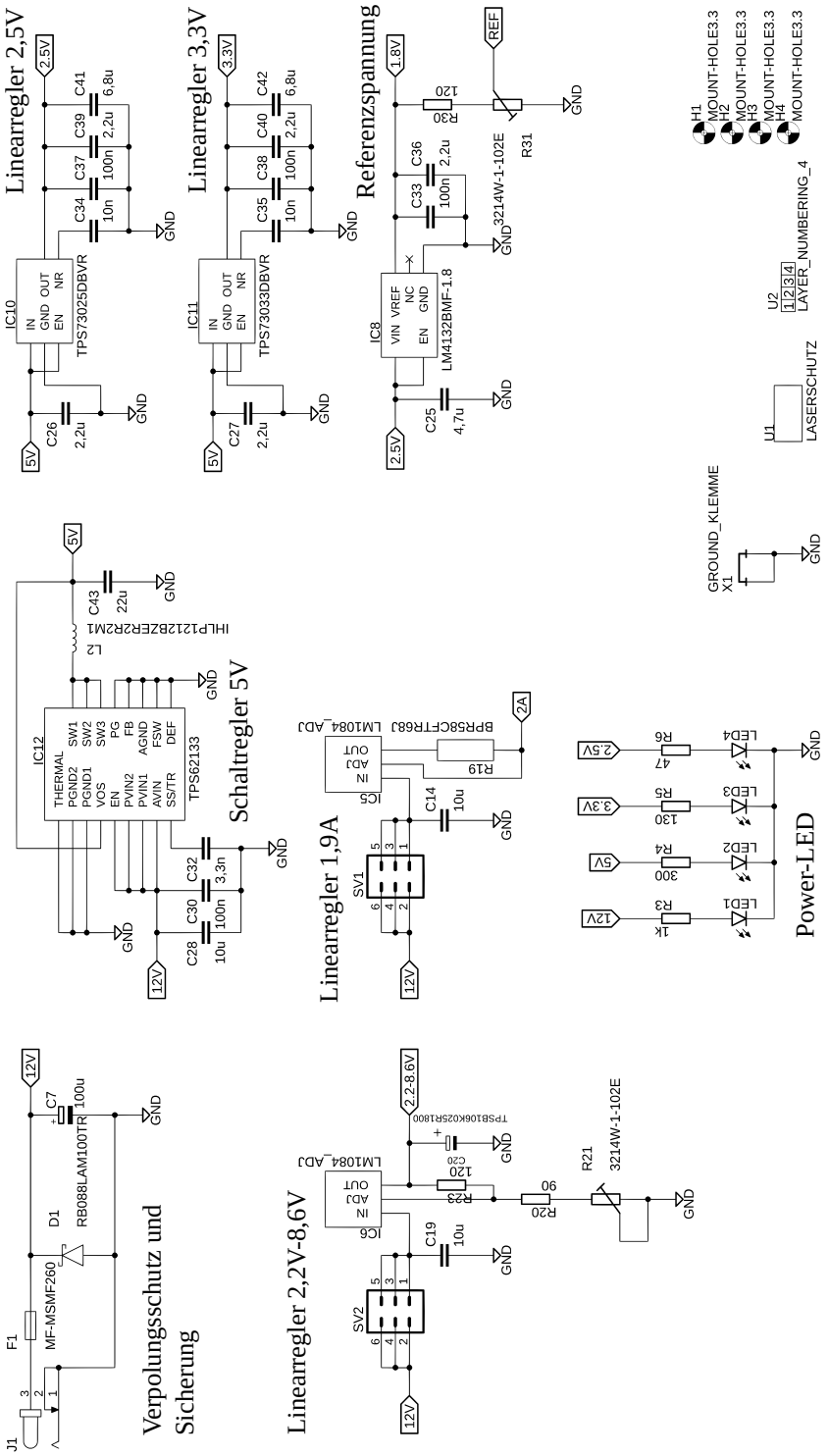

Abbildung A.8: Schaltplan der Spannungsversorgung der Beleuchtungsbaugruppe

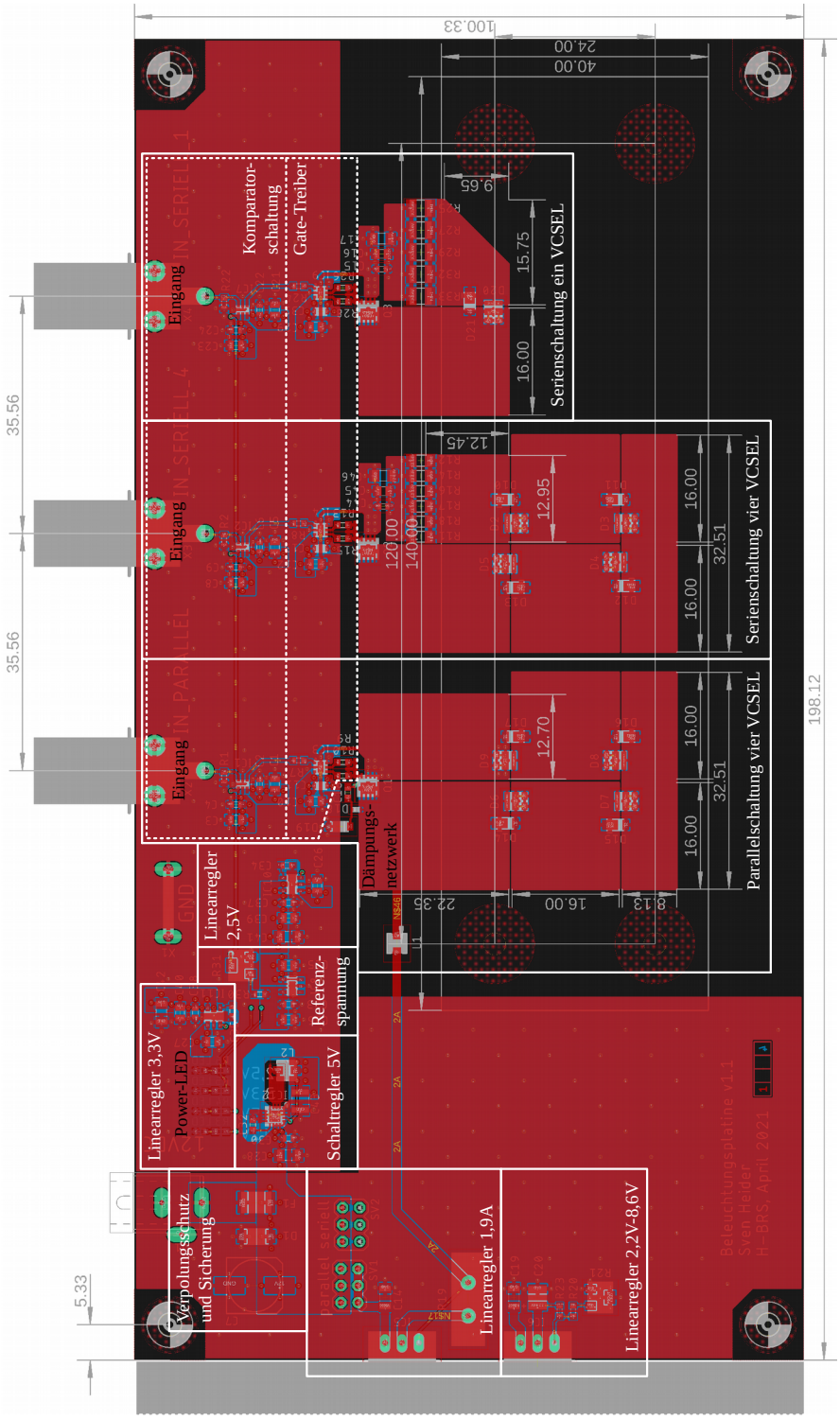

Abbildung A.9: Layout der Beleuchtungsbaugruppe

Tabelle A.2: BOM der Beleuchtungsbaugruppe

Bauteil	Anzahl	Wert	Package	Bauteilnummer	Hersteller
C1, C3, C5, C8, C10, C12, C16, C21, C23, C26, C27, C29, C36, C39, C40, C45	16	2,2uF	0805	CL21B225KAFNFNE	Samsung
C11, C13, C31	3	470nF	0805	YFF21AC1C474MT0Y0N	TDK
C14, C19, C28	3	10uF	1206	CL31B106KAHNFNE	Samsung
C17, C41, C42, C46	4	6,8uF	1206	C3216X7R1E685K160AB	TDK
C2, C4, C6, C9, C15, C18, C22, C24, C30, C33, C37, C38, C44	13	100nF	0603	CL10B104KA8NNWC	Samsung
C20	1	10uF	1210	TPSB106K025R1800	AVX
C25	1	4,7uF	0805	CL21B475KAFNNNE	Samsung
C32	1	3,3nF	0603	C0603C332K3RACTU	KEMET
C34, C35	2	10nF	0603	C0603C103J3RACAUTO	KEMET
C43	1	22uF	1210	C1210C226K3RAC7210	KEMET
C7	1	100uF		EEE-TC1E101P	Panasonic
D1	1		SOD-128-2	RB088LAM100TR	ROHM
D10, D11, D12, D13, D14, D15, D16, D17, D21	9		PowerDI-123-2	DFLS2100Q-7	Diodes Incorporated
D18	1		SOD-523	BAP65-02,115	NXP
D19	1		SOD-123-2	PDZ10BGWJ	Nexperia
D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D20	9			V102C121A-940	OSRAM
F1	1		1812	MF-MSMF260-2	Bourns
Glimmerscheibe	2			GLIMMER TO 220	fischer elektronik
IC1, IC2, IC7	3		SC-70-6	LTC6752ISC6-4#TRMPBF	Analog Devices
IC10	1		SOT-23-5	TPS73025DBVR	Texas Instruments
IC11	1		SOT-23-5	TPS73033DBVR	Texas Instruments
IC12	1		VQFN-16	TPS62133RGTT	Texas Instruments
IC3, IC4, IC9	3		6-WSON	LMG1025QDEETQ1	Texas Instruments
IC5, IC6	2		TO-220-3	LM1084IT-ADJ/NOPB	Texas Instruments
IC8	1		SOT-23-5	LM4132BMF-1.8/NOPB	Texas Instruments
Isolierbuchse	2			IB 16	fischer elektronik
J1	1			CON-SOCJ-2155	Gravitech
Jumper	3			M7582-05	Harwin
Kühlkörper	1			SK 08/100/SA	fischer elektronik
L1	1		1212	IHLP1212ABEVR22M5A	Vishay
L2	1		1212	IHLP1212BZER2R2M11	Vishay
LED1, LED2, LED3, LED4	4		0603	150060VS55040	Würth Elektronik
Netzteil	1			SWM30-12-EV-P5	CUI Inc.
Q1, Q2, Q3	3		TSDSON-8	BSZ440N10NS3 G	Infineon

Tabelle A.3: BOM der Beleuchtungsbaugruppe (Fortsetzung)

Bauteil	Anzahl	Wert	Package	Bauteilnummer	Hersteller
R1, R2, R22	3	49,9Ω	0603	RN73R1JTTD49R9B25	KOA Speer
R11, R12, R14, R16, R17, R18	6	4,22Ω	1206	SR732BRTTD4R22F	KOA Speer
R19	1	0,68Ω		BPR58CFTR68J	KOA Speer
R20	1	89,8Ω	0603	RN73H1JTTD89R8B25	KOA Speer
R21, R31	2	1kΩ		3214W-1-102E	Bourns
R23, R30	2	120Ω	0603	RN73H1JTTD1200D100	KOA Speer
R25, R27, R29, R32, R33	5	11Ω	1210	KTR25JZPF11R0	ROHM
R3	1	1kΩ	0603	RN73R1JTTD1001D25	KOA Speer
R4	1	300Ω	0603	RN73H1JTTD3000F100	KOA Speer
R5	1	130Ω	0603	RT0603FRE07130RL	YAGEO
R6	1	47Ω	0603	RN73H1JTTD47R0F100	KOA Speer
R7, R8, R24	3	10Ω	0603	RN73H1JTTD10R0D25	KOA Speer
R9, R10, R13, R15, R26, R28	6	0Ω	0603	PA0603-R-070RL	YAGEO
SV1, SV2	2			10129381-906001BLF	Amphenol
Wärmeleitpaste	1			ACTCP00005B	ARCTIC
Winkel	4			633	Keystone Electronics
X2, X3, X4	3			5414373-1	TE Connectivity

B Simulationsschemas

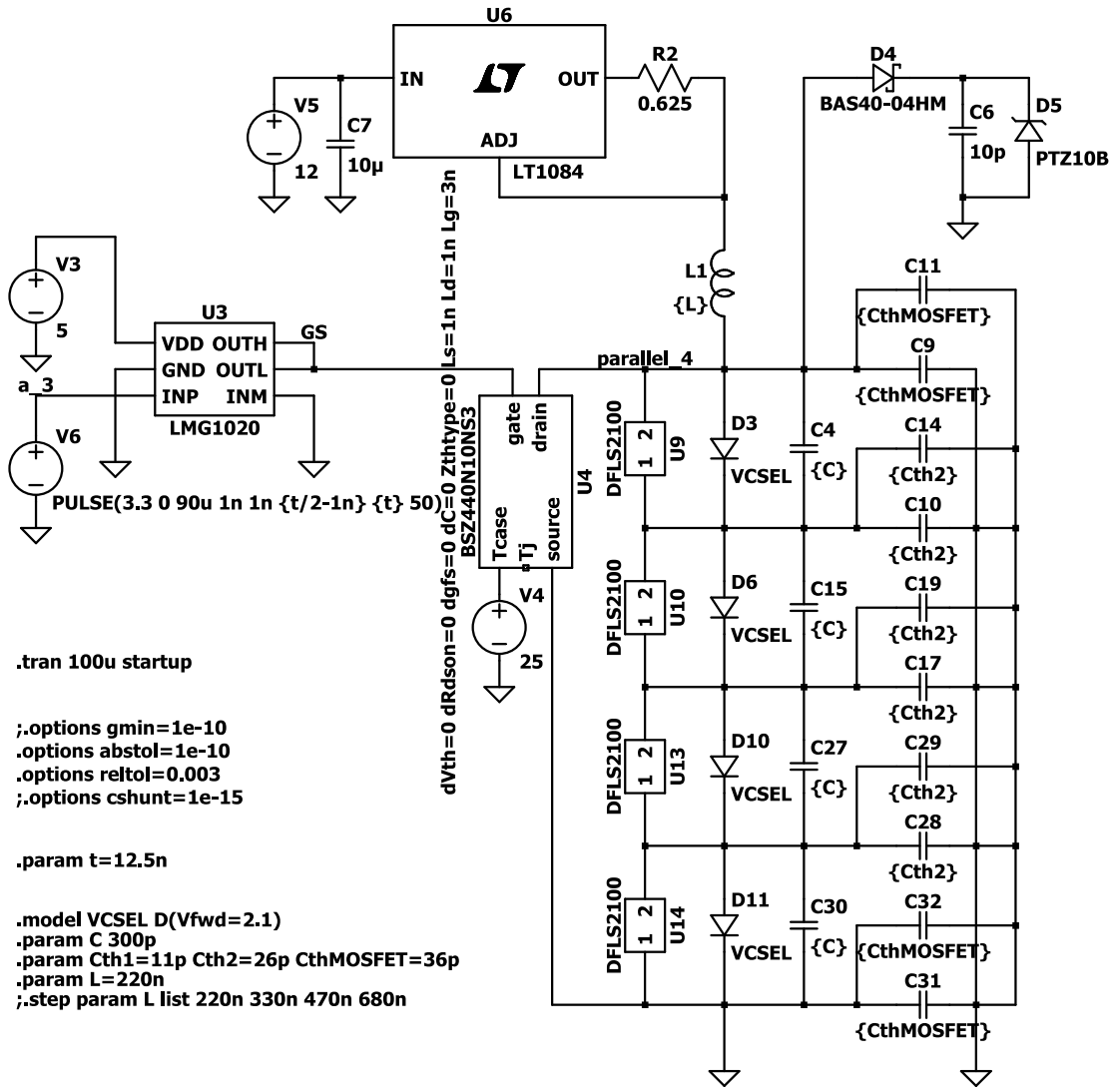

Abbildung B.1: Simulationsschema der Parallelschaltung mit vier VCSEL

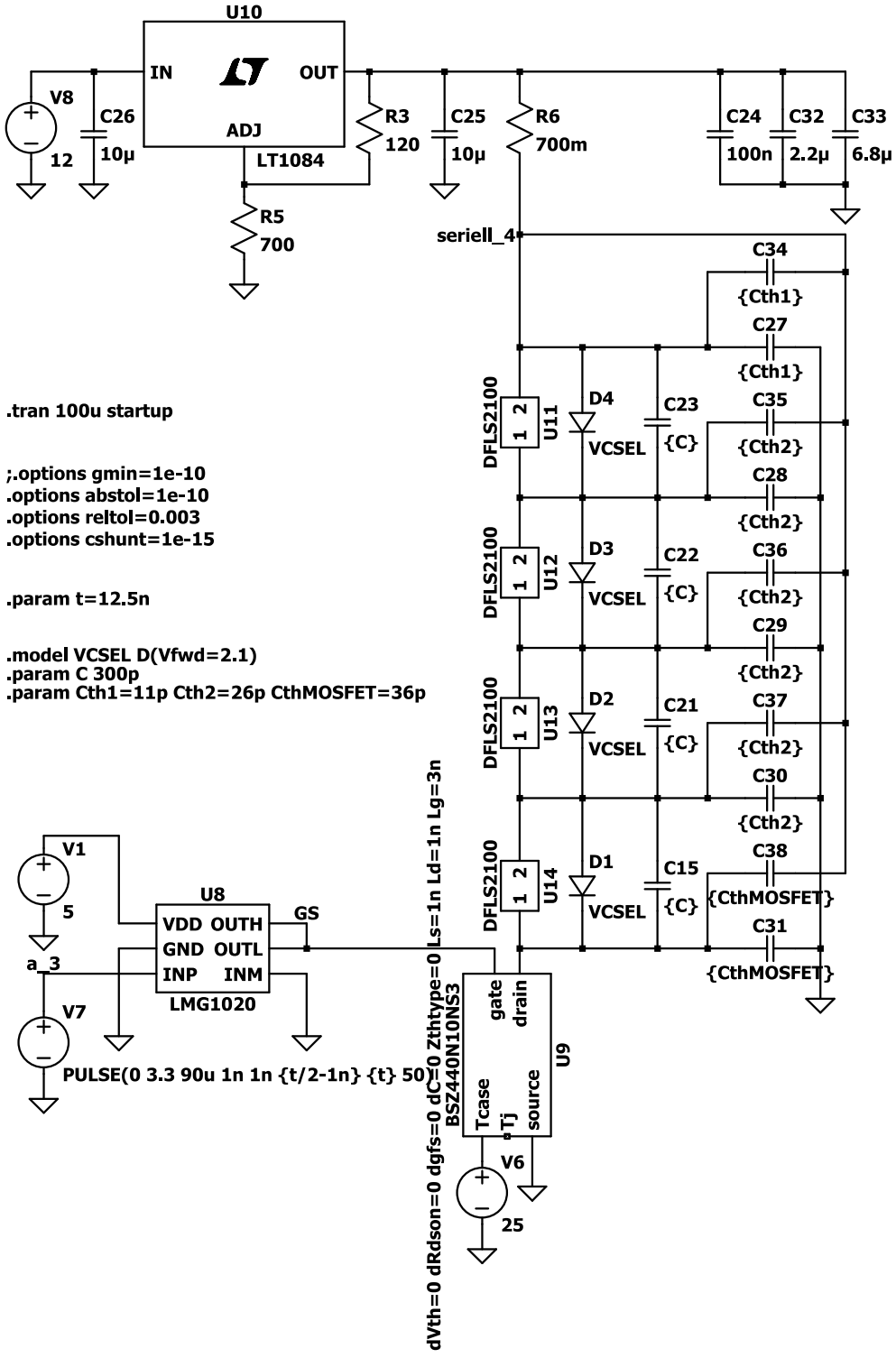

Abbildung B.2: Simulationsschema der Serienschaltung mit vier VCSEL

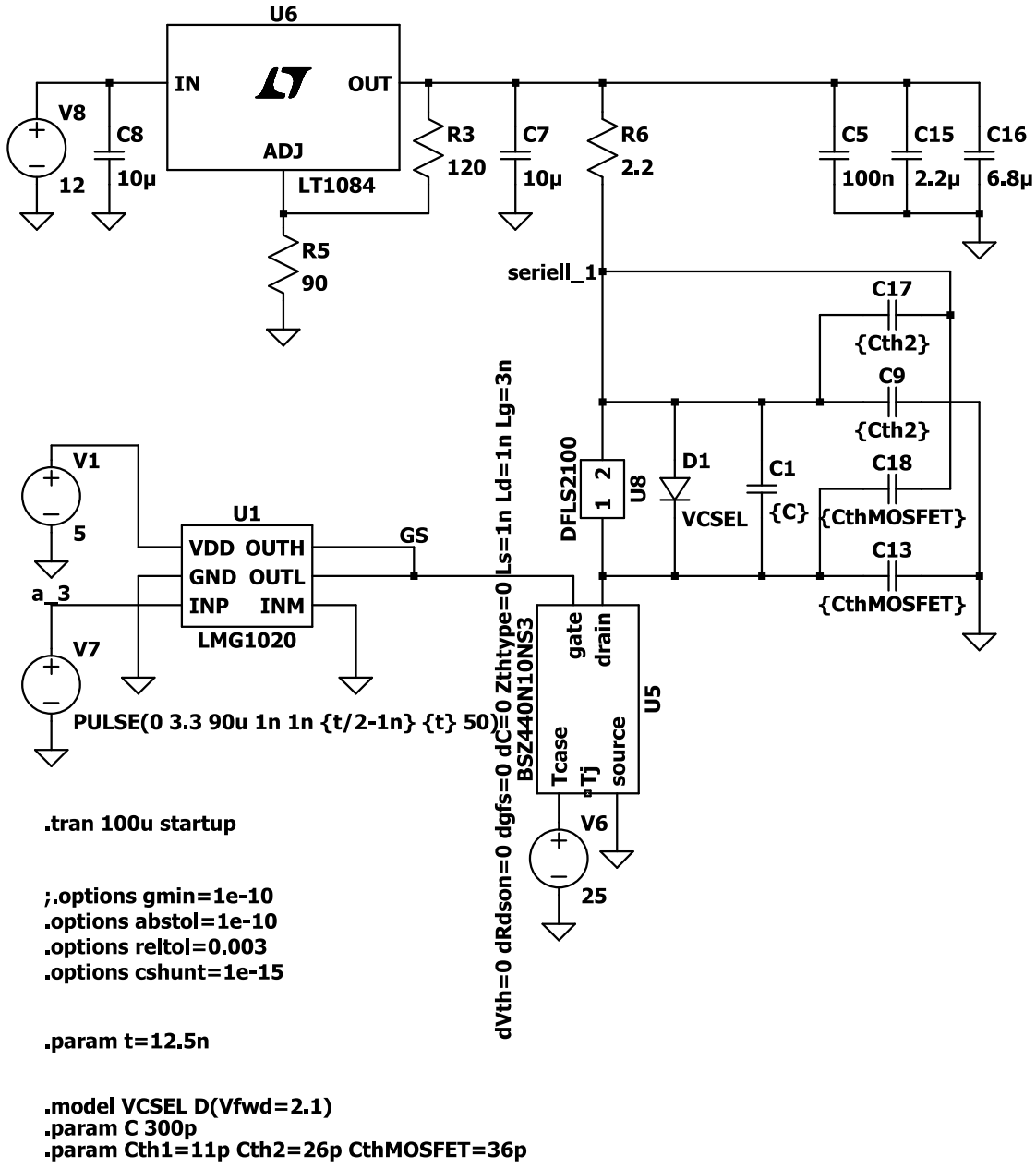

Abbildung B.3: Simulationsschema der Serienschaltung mit einem VCSEL

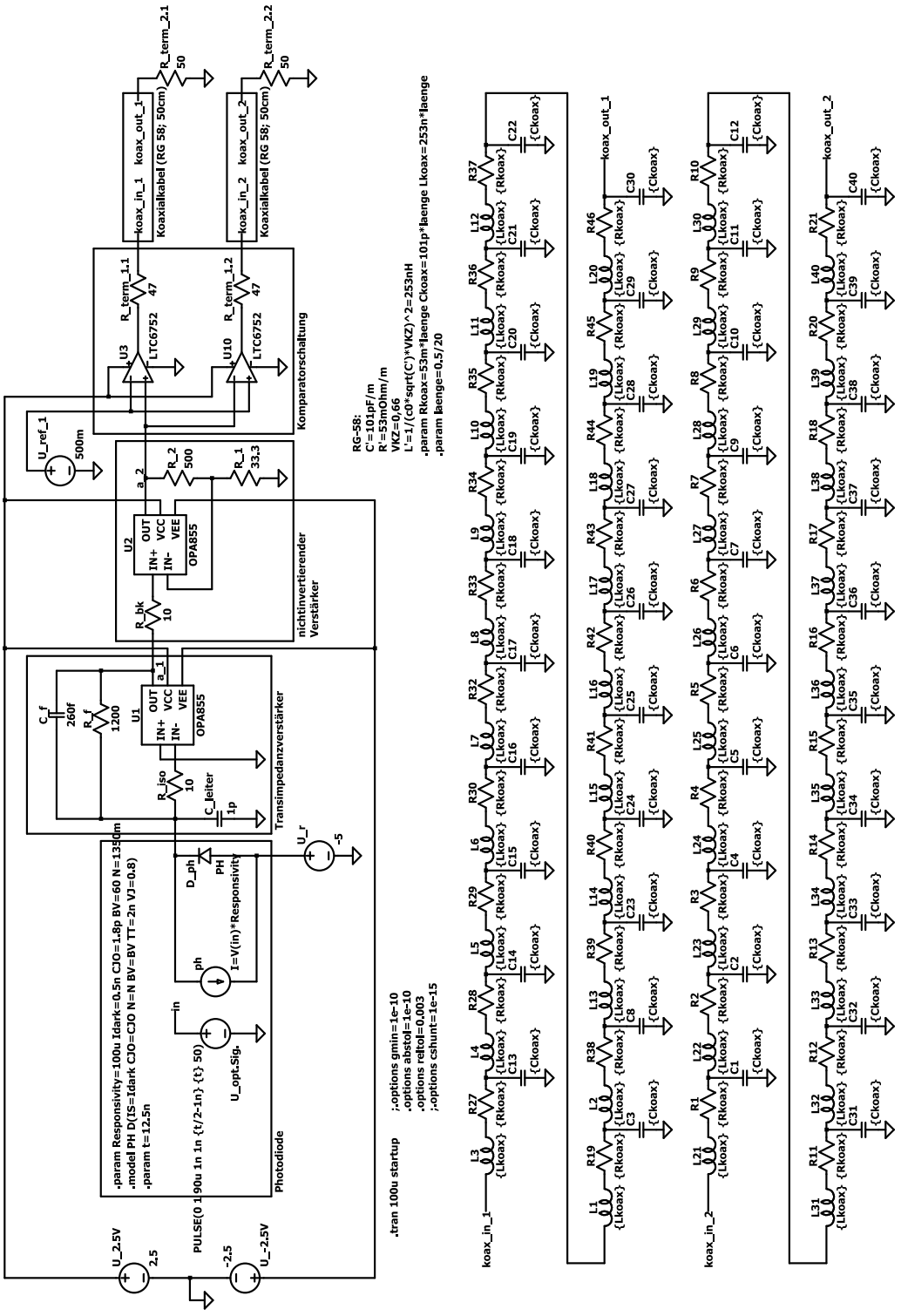

Abbildung B.4: Simulationsschema des Signalpfads der Sensorbaugruppe

Literaturverzeichnis

[1] Lange, R./Böhmer, S./Buxbaum, B. (2020): CMOS-based optical time-of-flight 3D imaging and ranging, in: Durini, Daniel (Hrsg.): High Performance Silicon Imaging. Fundamentals and Applications of CMOS and CCD Sensors, 2. Aufl., Amsterdam: Elsevier, DOI: *https://doi.org/10.1016/B978-0-08-102434-8.00011-8*.

[2] Analog Devices (o. J.): Analog Devices 3D Time of Flight (Tof), Wilmington: Analog Devices, online: *https://www.analog.com/en/about-adi/corporate-information.html*, zuletzt geprüft: 14.05.2021.

[3] Giancola, Silvio/Valenti, Matteo/Sala, Remo (2018): A Survey on 3D Cameras: Metrological Comparison of Time-of-Flight, Structured-Light and Active Stereoscopy Technologies, 1. Aufl., Cham: Springer, DOI: *https://doi.org/10.1007/978-3-319-91761-0*.

[4] Payne, Andrew et al.: Improved measurement linearity and precision for AMCW time-of-flight range imaging cameras, in: Applied Optics, Nr. 49/2010, S. 4392-4403, DOI: *https://doi.org/10.1364/AO.49.004392*.

[5] Lefloch, Damien et al. (2013): Technical Foundation and Calibration Methods for Time-of-Flight Cameras, in: Grzegorzek, Marcin et al. (Hrsg.): Time-of-Flight and Depth Imaging. Sensors, Algorithms, and Applications, 1. Aufl., Berlin/Heidelberg: Springer, DOI: *https://doi.org/10.1007/978-3-642-44964-2*.

[6] Bulczak, David/Kolb, Andreas (2018): Efficient Subsurface Scattering Simulation for Time-of-Flight Sensors, in: Beck, Fabian/Dachsbacher, Carsten/Sadlo, Filip (Hrsg.): Vision, Modeling and Visualization, 1. Aufl., Genf: The Eurographics Association, DOI: *https://doi.org/10.2312/vmv.20181259* .

[7] Buxbaum, Bernd/Lange, Robert/Ringbeck, Thorsten (2015): 3D Time-of-Flight (ToF), in: Winner, Hermann et al. (Hrsg.): Handbuch Fahrerassistenzsysteme. Grundlagen, Komponenten und Systeme für aktive Sicherheit und Komfort, 3. Aufl., Wiesbaden: Springer Vieweg, DOI: *https://doi.org/10.1007/978-3-658-05734-3_19*.

[8] Eichler, Hans Joachim/Eichler, Jürgen (2015): Laser. Bauformen, Strahlführung, Anwendungen, 8. Aufl., Berlin/Heidelberg: Springer Vieweg, DOI: *https://doi.org/10.1007/978-3-642-41438-1*.

[9] Stiny, Leonhard (2019): Aktive elektronische Bauelemente. Aufbau, Struktur, Wirkungsweise, Eigenschaften und praktischer Einsatz diskreter und integrierter Halbleiter-Bauteile, 4. Aufl., Wiesbaden: Springer Vieweg, DOI: *https://doi.org/10.1007/978-3-658-24752-2*.

[10] Reider, Georg A. (2012): Photonik. Eine Einführung in die Grundlagen, 3. Aufl., Wien: Springer, DOI: *https://doi.org/10.1007/978-3-7091-1521-3*.

[11] Viehmann, Matthias (2020): Operationsverstärker. Grundlagen, Schaltungen, Anwendungen, 2. Aufl., München: Hanser, DOI: *https://doi.org/10.3139/9783446463707*.

[12] Ramus, Xavier (2009): Transimpedance Considerations for High-Speed Amplifiers, Initial Release, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/an/sboa122/sboa122.pdf*, zuletzt geprüft: 30.04.2021.

[13] Texas Instruments (2019): Transimpedance Amplifier Circuit, Revision A, Dellas: Texas Instrumens, online: *https://www.ti.com/lit/an/sboa268a/sboa268a.pdf*, zuletzt geprüft: 30.04.2021.

[14] Tietze, Ulrich/Schenk, Christoph/Gamm, Eberhard (2016): Halbleiter-Schaltungstechnik, 15. Aufl., Berlin/Heidelberg: Springer Vieweg.

[15] Balogh, Laszlo (2018): Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits, Revision A, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ml/slua618a/slua618a.pdf*, zuletzt geprüft: 30.04.2021.

[16] Pathak, Abhijit D. (2001): MOSFET/IGBT Drivers Theory and Applications, Santa Clara: IXYS, online: *https://www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXAN0010.pdf*, zuletzt geprüft: 30.04.2021.

[17] Vishay (2016): Power MOSFET Basics: Understanding Gate Chargeand Using it to Assess Switching Performance, Revision 16-Feb-16, Malvern: Vishay, online: *https://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf*, zuletzt geprüft: 30.04.2021.

[18] Li, Xiujian et al. (2018): Fundamentals of Optical Computing Technology. Forward the Next Generation Supercomputer, 1. Aufl., Singapur: Springer Nature, DOI: *https://doi.org/10.1007/978-981-10-3849-5*.

[19] Vixar (o. J.): VCSEL Array Applications, Plymouth: Vixar, online: *http://vixarinc.com/wp-content/uploads/2020/07/VCSEL_PA_Applications_WhitePaper.pdf*, zuletzt geprüft: 11.05.2021.

[20] Vixar (2019): VCSEL EOS/ESD Considerations, Plymouth: Vixar, online: *http://vixarinc.com/wp-content/uploads/2019/05/2019-05-30_ESD_Considerations_AppNote.pdf*, zuletzt geprüft: 11.05.2021.

[21] Weiler, Alexander/Pakosta, Alexander/Verma, Ankur (2017): High-Speed Layout Guidelines, Revision A, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/an/scaa082a/scaa082a.pdf*, zuletzt geprüft: 03.06.2021.

[22] Barnes, John R. (2004): Robust Electronic Design Reference Book, 1. Aufl., New York: Springer, DOI: *https://doi.org/10.1007/1-4020-7830-7*.

[23] Analog Devices (2017): LTC6752/LTC6752-1/LTC6752-2/LTC6752-3/LTC6752-4. 280MHz, 2.9ns Comparator Family with Rail-to-Rail Inputs and CMOS Outputs,

Revision C, Wilmington: Analog Devices, online: *https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6752fc.pdf*, zuletzt geprüft: 03.06.2021.

[24] Texas Instruments (2018): OPA855 8-GHz Gain Bandwidth Product, Gain of 7-V/V Stable, Bipolar Input Amplifier, Revision A, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa855.pdf*, zuletzt geprüft: 25.05.2021.

[25] OSRAM (2018): SFH 2701. High Speed PIN Photodiode, Version 1.2, München: OSRAM, online: *https://dammedia.osram.info/media/resource/hires/osram-dam-5467174/SFH%202701_EN.pdf*, zuletzt geprüft: 19.05.2021.

[26] Horowitz, Paul/Hill Winfried (2016): The Art of Electronics. Third Edition, 7. Aufl., Cambridge: Cambridge University Press.

[27] Texas Instruments (2016): LM4132, LM4132-Q1 SOT-23 Precision Low Dropout Voltage Reference, Revision G, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm4132.pdf*, zuletzt geprüft: 12.06.2021.

[28] Texas Instruments (2019): TPS723 200-mA, Low-Noise, High-PSRR, Negative Output Low-Dropout Linear Regulators, Revision D, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps723.pdf*, zuletzt geprüft: 12.06.2021.

[29] Texas Instruments (2015): TPS730 Low-Noise, High PSRR, RF, 200-mA Low-Dropout Linear Regulators, Revision J, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps730.pdf*, zuletzt geprüft: 12.06.2021.

[30] Texas Instruments (2015): TPS63700 DC-DC Inverter, Revision D, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps63700.pdf*, zuletzt geprüft: 12.06.2021.

[31] Bourns (2020): MF-MSMF Series - PTC Resettable Fuses, Revision AT, Riverside: Bourns, online: *https://www.bourns.com/pdfs/mfmsmf.pdf*, zuletzt geprüft: 28.06.2021.

[32] Spectrum Software (2004): Modeling Photodiodes, o. O.: Spectrum Software, online: *http://www.spectrum-soft.com/news/summer2004/photodiode.shtm*, zuletzt geprüft: 05.06.2021.

[33] Der Koaxshop (o. J.): RG-58 C/U Koaxkabel, Dettingen a.d. Erms: Der Koaxshop, online: *https://koaxshop.de/gx2/RG--Koaxkabel-50-Ohm/RG-58-Koaxkabel.html*, zuletzt geprüft: 05.06.2021.

[34] Texas Instruments (2019): Illumination Driving for Time-of-Flight (ToF) Camera System, Revision B, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/an/sbaa209b/sbaa209b.pdf*, zuletzt geprüft: 12.06.2021.

[35] Texas Instruments (2020): LMG1025-Q1 Automotive Low Side GaN and MOSFET Driver For High Frequency and Narrow Pulse Applications, Revision B, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg1025-q1.pdf*, zuletzt geprüft: 22.06.2021.

[36] Texas Instruments (2020): Using the LMG1025-Q1 EVM Nano-second LiDAR EVM, Revision B, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ug/sluuc20b/sluuc20b.pdf*, zuletzt geprüft: 22.06.2021.

[37] Infineon (2015): OptiMOS Power-Transistor, 100 V, Revision 2.1, München: Infineon, online: *https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSZ440N10NS3+G-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304320896aa20120c32dbf312354*, zuletzt geprüft: 21.06.2021.

[38] ON Semiconductor (2014): AN-9005 Driving and Layout Design for Fast Switching Super-Junction MOSFETs, Revision 1.0.1, Phoenix: ON Semiconductor, online: *https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN-9005.pdf*, zuletzt geprüft: 22.06.2021.

[39] Schlaak H.F. (2006): Elektrische Kontakte, in: Gevatter Hans-Jürgen/Grünhaupt Ulrich (Hrsg.): Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik im Automobil, 2. Aufl., Berlin/Heidelberg: Springer, DOI: *https://doi.org/10.1007/3-540-29980-7*.

[40] Renesas (2021): HXT14100 56Gbps – Single Channel PAM4 VCSEL Driver, Revision 1.1, Toyosu: Renesas, online: *https://www.renesas.com/us/en/document/sds/hxt14100-short-form-datasheet*, zuletzt geprüft: 21.06.2021.

[41] ON Semiconductor (2015): FDC8601 N-Channel Shielded Gate PowerTrench® MOSFET 100 V, 2.7 A, 109 mΩ, Revision 1.4, Phoenix: ON Semiconductor, online: *https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fdc8601-d.pdf*, zuletzt geprüft: 21.06.2021.

[42] Mouser (2021): OSRAM Opto Semiconductors V102C121A-940, Mansfield: Mouser, online: *https://eu.mouser.com/ProductDetail/OSRAM-Opto-Semiconductors/V102C121A-940?qs=%2Fha2pyFadui7TPytJs98OoNK4tfAe9K2VPvBIQc%2Fww8QNCxCpkgnxg%3D%3D*, zuletzt geprüft: 22.06.2021.

[43] OSRAM (2020): V102C121A-850 VCSEL pulsed laser in small footprint ceramic with power monitor diode, Version 1.0, München: OSRAM, online: *https://dammedia.osram.info/media/resource/hires/osram-dam-11963855/V102C121A-850_EN.pdf*, zuletzt geprüft: 22.06.2021.

[44] OSRAM (2020): V102C121A-940 VCSEL pulsed laser in small footprint ceramic with power monitor diode, Version 1.0, München: OSRAM, online: *https://dammedia.osram.info/media/resource/hires/osram-dam-11963862/V102C121A-940_EN.pdf*, zuletzt geprüft: 22.06.2021.

[45] Diodes Incorporated (2016): DFLS2100 2.0A HIGH VOLTAGE SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER, Revision 4-2, Plano: Diodes Incorporated, online: *https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds31475.pdf*, zuletzt geprüft: 22.06.2021.

[46] Vishay (2021): IHLP-1212AB-11. IHLP® Commercial Inductors, Low DCR Series, Revision 01-Jan-2021, Malvern: Vishay, online: *https://www.vishay.com/docs/34299/lp12ab11.pdf*, zuletzt geprüft: 06.07.2021.

[47] NXP Semiconductors (2019): BAP65-02 Silicon PIN diode, Revision 6.1, Eindhoven: NXP Semiconductors, online: *https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/BAP65-02.pdf*, zuletzt geprüft: 26.06.2021.

[48] Texas Instruments (2013): AN-2020 Thermal Design By Insight, Not Hindsight, Revision C, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/an/snva419c/snva419c.pdf*, zuletzt geprüft: 28.06.2021.

[49] Chen Eric/Leng Alex (2010): Power MOSFET Switching Loss Precise Analysis, Revision 1, New Taipei City: Niko Semiconductor, online: *http://nikosem.webdo.cc/userfiles/nikosem/files/F020810M_PowerMOSFETSwitchingLoss.pdf*, zuletzt geprüft: 28.06.2021.

[50] Isola (2021): DE104 Low Tg Laminate and Prepreg, Revision D, Chandler: Isola, online: *https://www.isola-group.com/wp-content/uploads/data-sheets/de104-laminate-and-prepreg.pdf*, zuletzt geprüft: 28.06.2021.

[51] Texas Instruments (2016): TPS6213x 3-V to17-V, 3-A Step-Down Converter In 3x3 QFN Package, Revision E, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62130.pdf*, zuletzt geprüft: 28.06.2021.

[52] Texas Instruments (2015): LM1084 5-A Low Dropout Positive Regulators, Revision G, Dellas: Texas Instruments, online: *https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1084.pdf*, zuletzt geprüft: 28.06.2021.

[53] STMicroelectronics (2021): Test method for a pulsed laser diode driver using STMicroelectronic's Time-of-Flight ranging sensors, Revision 1, Amsterdam: STMicroelectronics, online: *https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00767918-test-method-for-a-pulsed-laser-diode-driver-using-stmicroelectronics-timeofflight-ranging-sensors-stmicroelectronics.pdf*, zuletzt geprüft: 12.07.2021.

[54] Barrow, Jeff: Reducing Ground Bounce in DC-to-DC Converters—Some Grounding Essentials, in: Analog Dialogue, Nr. 41-6/2007, Wilmington: Analog Devices, online: *https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-41/number-2/articles/reducing-ground-bounce-in-dc-to-dc-converters.pdf*, zuletzt geprüft: 16.07.2021.

Erklärung zur Bachelorthesis

„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