

Entwicklung und Charakterisierung eines Silizium-Photomultipliers mit integrierter  
Elektronik für zeitkritische Applikationen

Jonathan Preitnacher

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrische Energiesysteme und  
Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München zur Erlangung des  
akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

angenommenen Dissertation.

Gutachter/Gutachterin:

1. Prof. Dr. Paul Seifert
2. Prof. Dr. Ulrich Wiedner

Die Dissertation wurde am 27.03.2024 bei der Universität der Bundeswehr  
München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrische Energiesysteme und  
Informationstechnik am 18.07.2024 angenommen. Die mündliche Prüfung fand am  
27.08.2024 statt.

FAKULTÄT FÜR ELEKTROTECHNIK UND  
INFORMATIONSTECHNIK

Institut der Physik

---

**Entwicklung und Charakterisierung eines  
Silizium-Photomultipliers mit integrierter  
Elektronik für zeitkritische Applikationen**

---

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs  
(Dr.-Ing.)

Vorgelegt von  
Jonathan Preitnacher, M.Sc.





# Zusammenfassung

Silizium-Photomultiplier (SiPM) sind Festkörper-Photonendetektoren, entwickelt für die Erfassung schwacher Lichtsignale bis hin zur Detektion einzelner Photonen. SiPM zeichnen sich durch ihre Unabhängigkeit von Magnetfeldern, ihre kompakte Bauweise sowie ihre Einzelphotonen-Zeitauflösung (engl. *Single Photon Timing Resolution*, SPTR) aus. Letztere ist insbesondere für Anwendungen in der Time-of-Flight-Positronenemissionstomografie (TOF-PET) von entscheidender Bedeutung, da die Auflösung der Bildgebung direkt von der zeitlichen Auflösung des SiPM abhängt. Das Ziel dieser Arbeit ist es, durch den Einsatz integrierter Elektronik die SPTR von SiPM weiter zu verbessern.

Dafür wurden zunächst die Messaufbauten und Methodiken zur Ermittlung der SPTR aufgebaut und bewertet. Zur Optimierung der SPTR wurden SiPM in die Standard-0,35  $\mu\text{m}$  CMOS-Technologie integriert, in Segmente unterteilt und mit Verstärkern zu einem System-on-Chip zusammengeführt. Die als Stromfolger konfigurierten Verstärker zielen darauf ab, die Ausgangskapazität zu minimieren und gleichzeitig Amplitude sowie Anstiegsrate des Ausgangssignals zu steigern. Zusätzlich wurden dieselben SiPM in einer analogen Konfiguration gefertigt, um Vergleichsmessungen durchzuführen.

Hierbei erreichte der entworfene CMOS-SiPM mit integriertem Verstärker und einer Größe von  $(1,1 \times 0,95) \text{ mm}^2$  eine SPTR von  $(117 \pm 6) \text{ ps}$ . Im Vergleich dazu zeigte derselbe SiPM in analoger Bauweise eine SPTR von  $(221 \pm 6) \text{ ps}$  beim langsamen Ausgang und  $(155 \pm 6) \text{ ps}$  beim schnellen Ausgang. Die Effektivität dieser Methode korreliert direkt mit der Größe des SiPM.

Neben der zeitlichen Auflösung wurden die entworfenen CMOS-SiPM auch hinsichtlich der Strom-Spannungs-Kennlinie, Dunkelzählrate (engl. *Dark Count Rate*, DCR), korreliertem verzögertem Rauschen (engl. *Correlated Delayed Noise*, CDN), Verstärkung, optischem Übersprechen (engl. *Crosstalk*, CT) und Photonendetektionseffizienz (PDE) charakterisiert. Der CMOS SiPM zeigt eine hohe Verstärkung von  $(1,16 \pm 0,05) \times 10^6$ , eine niedrige CT von  $(2,5 \pm 0,1) \%$ , jedoch eine DCR von  $(2,8 \pm 0,1) \frac{\text{MHz}}{\text{mm}^2}$ . Die PDE, unter Ausschluss von Übersprechen und CDN, erreicht  $(10,9 \pm 0,3) \%$ .



# Abstract

Silicon Photomultipliers (SiPMs) are solid-state photon detectors, designed for capturing weak light signals down to detecting single photons. SiPMs are characterized by their independence from magnetic fields, their compact design, and their Single Photon Timing Resolution (SPTR). The latter is particularly crucial for applications in Time-of-Flight-Positron-Emission-Tomography (TOF-PET), as the imaging resolution directly depends on the SiPM's temporal resolution. The aim of this work is to further improve the SPTR of SiPMs through the use of integrated electronics.

Initially, the setups and methodologies for determining the SPTR were developed and evaluated. To optimize the SPTR, SiPMs were integrated into standard  $0.35\ \mu\text{m}$  CMOS technology, segmented and combined with integrated amplifiers into a System-on-Chip. The amplifiers, configured as current followers, aim to minimize the output capacity while simultaneously increasing the amplitude and slew rate of the output signal. Additionally, the same SiPMs were manufactured in an analog configuration to conduct comparative measurements.

Here, the designed CMOS-SiPM with integrated amplifier and a size of  $1.1 \times 0.95\ \text{mm}^2$  achieved an SPTR of  $(117 \pm 6)$  ps. In contrast, the same SiPM in an analog design showed an SPTR of  $(221 \pm 6)$  ps at the slow output and  $(155 \pm 6)$  ps at the fast output. The effectiveness of this method correlates directly with the size of the SiPM.

Besides temporal resolution, the designed CMOS-SiPMs were also characterized and evaluated in terms of their Current-Voltage Characteristics, Dark Count Rate (DCR), Correlated Delayed Noise (CDN), gain, optical Crosstalk (CT), and Photon Detection Efficiency (PDE). The CMOS SiPM shows a high gain of  $(1.16 \pm 0.05) \times 10^6$ , a low CT of  $(2.5 \pm 0.1)\%$ , however, a DCR of  $(2.8 \pm 0.1) \frac{\text{MHz}}{\text{mm}^2}$ . The PDE, excluding crosstalk and CDN, reaches  $(10.9 \pm 0.3)\%$ .



# Inhaltsverzeichnis

|  |            |
|--|------------|
| <b>Zusammenfassung</b>                                       | <b>V</b>   |
| <b>Abstract</b>  | <b>VII</b> |
| <b>1. Einleitung</b>   | <b>1</b>   |
| 1.1. Der Silizium Photomultiplier . . . . .                  | 1          |
| 1.2. SiPM und integrierte Schaltungen in CMOS . . . . .      | 3          |
| 1.3. Technischer Stand und Motivation . . . . .              | 4          |
| <b>2. Theorie und Funktionsprinzip</b>                       | <b>9</b>   |
| 2.1. pn-Übergang - Halbleitertechnologie . . . . .           | 9          |
| 2.2. Silicon Photomultipliern . . . . .                      | 11         |
| 2.2.1. Grundlegender Aufbau eines SiPM . . . . .             | 11         |
| 2.2.2. Mikrozelldesign . . . . .                             | 11         |
| 2.2.3. Funktionsprinzip eines SiPM . . . . .                 | 13         |
| 2.2.4. Photonen-Nachweis-Effizienz . . . . .                 | 16         |
| 2.3. Grundlagen analoger Schaltungstechnik in CMOS . . . . . | 18         |
| 2.3.1. MOSFET . . . . .                                      | 18         |
| 2.3.2. Integrierte Schaltungstopologien in CMOS . . . . .    | 20         |
| <b>3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau</b>  | <b>23</b>  |
| 3.1. Versuchsaufbau . . . . .                                | 23         |
| 3.1.1. Hardware-Komponenten und Konfiguration . . . . .      | 23         |
| 3.1.2. Signalverarbeitung und Pulsdetektion . . . . .        | 25         |
| 3.2. Überblick verwendeter SiPM . . . . .                    | 27         |
| 3.3. Strom-Spannungs-Charakteristik . . . . .                | 28         |
| 3.4. Verstärkung und Erholungszeit . . . . .                 | 32         |
| 3.5. Dunkelzählrate . . . . .                                | 36         |
| 3.6. Optisches Übersprechen . . . . .                        | 41         |
| 3.7. Korrelierte Dunkelpulse . . . . .                       | 46         |

|   |            |
|---|------------|
| 3.8. Zeitliche Präzision bei der Einzelphotonendetektion . . . . .                                      | 48         |
| 3.8.1. Gegenüberstellung unterschiedlicher Messaufbauten . . . . .                                      | 49         |
| 3.8.2. Software für Datenauswertung und -verarbeitung . . . . .   | 53         |
| 3.8.3. Untersuchung des Timing Jitters elektronischer Komponenten . . .                                 | 55         |
| 3.8.4. Gegenüberstellung von SPTR Messwerte . . . . .   | 58         |
| 3.8.5. Diskussion . . . . .   | 61         |
| <b>4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker</b>   | <b>65</b>  |
| 4.1. Architektur . . . . .  | 66         |
| 4.2. Vorbereitung der SiPM-Chips . . . . .  | 69         |
| 4.3. Bestimmung der Standardparameter . . . . .   | 71         |
| 4.3.1. Strom-Spannungs-Charakteristik . . . . .   | 71         |
| 4.3.2. Verstärkung und Erholungszeit . . . . .  | 72         |
| 4.3.3. Dunkelzählrate . . . . .   | 75         |
| 4.3.4. Optisches Übersprechen . . . . .   | 76         |
| 4.3.5. Korrelierte Dunkelpulse . . . . .  | 78         |
| 4.4. Untersuchung eines CMOS-integrierten Schaltkreises . . . . .                                       | 79         |
| 4.5. SPTR Vergleich . . . . .   | 82         |
| 4.6. Diskussion . . . . .   | 85         |
| <b>5. Entwicklung von aktiven SiPM</b>  | <b>87</b>  |
| 5.1. Konzeption aktiver SiPM . . . . .  | 88         |
| 5.2. Konstruktion von CMOS-SiPM: Eine Untersuchung virtueller und physi-<br>scher Schutzringe . . . . . | 90         |
| 5.2.1. Vorüberlegungen . . . . .  | 91         |
| 5.2.2. Architektur . . . . .  | 95         |
| 5.2.3. Kalkulation der PDE . . . . .  | 97         |
| 5.3. Design und Simulation von integrierten Schaltungen . . . . .                                       | 103        |
| 5.3.1. Simulation der Schaltungen . . . . .   | 103        |
| 5.3.2. Architektur . . . . .  | 110        |
| 5.4. Modellbildung aktiver SiPM-Module . . . . .  | 112        |
| 5.5. Finalisierte Chip-Layout . . . . .   | 120        |
| 5.6. Diskussion . . . . .   | 123        |
| <b>6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM</b>                         | <b>127</b> |
| 6.1. Vorbereitung der SiPM Chips . . . . .  | 127        |

|   |            |
|---|------------|
| 6.2. Überprüfung der Standardparameter der designten SiPM . . . . .         | 130        |
| 6.2.1. Strom-Spannungs-Charakteristik . . . . .                             | 130        |
| 6.2.2. Verstärkung und Erholungszeit . . . . .                              | 132        |
| 6.2.3. Dunkelzählrate . . . . .   | 134        |
| 6.2.4. Optisches Übersprechen . . . . .                                     | 135        |
| 6.2.5. Korrelierte Dunkelpulse . . . . .                                    | 137        |
| 6.3. Photonennachweiseffizienz . . . . .                                    | 139        |
| 6.4. Untersuchung der Einzel-Photonen-Zeitauflösungseigenschaften . . . . . | 140        |
| 6.4.1. Pulsanalyse . . . . .  | 140        |
| 6.4.2. Validierung der Messgrenze des Messaufbau 1 . . . . .                | 145        |
| 6.4.3. Messergebnisse der Einzel-Photonen-Zeitauflösung . . . . .           | 146        |
| 6.5. Diskussion . . . . .   | 151        |
| <b>7. Zusammenfassung und Ausblick</b>                                      | <b>155</b> |
| <b>A. Abkürzungen</b>   | <b>193</b> |
| <b>B. Anhang</b>  | <b>197</b> |
| B.1. Standardcharakterisierung weitere SiPM . . . . .                       | 197        |
| B.2. Simulationsskripte der PGC SiPM-Module . . . . .                       | 199        |
| B.3. Simulationsergebnisse PGC-IC-4N2P . . . . .                            | 203        |
| <b>C. Publikationsliste</b>   | <b>205</b> |
| <b>D. Danksagung</b>  | <b>207</b> |



# 1. Einleitung

Diese Dissertation widmet sich der Weiterentwicklung von Silizium-Photomultipliern (SiPM), um die zeitliche Auflösung der Detektoren zu optimieren. Hierfür werden die SiPM in die CMOS-Technologie integriert und mit integrierten Schaltkreisen (engl. *Integrated Circuit*, IC) auf einem einzigen Chip vereint.

## 1.1. Der Silizium Photomultiplier

Der SiPM ist ein optischer Halbleitersensor, der in der Lage ist, selbst geringe optische Signale bis hin zu einzelnen Photonen zu detektieren [1, 2]. Diese Eigenschaft macht ihn zu einer Alternative zu Photoelektronenvervielfacher (engl. *Photomultiplier Tubes*, PMTs), die ebenfalls für die Erkennung minimaler Lichtmengen, einschließlich einzelner Photonen, entwickelt wurden [3]. Im Gegensatz zu PMT, die auf Vakuumröhrentechnologie basieren, handelt es sich bei einem SiPM um einen Festkörpersensor. Dieser besteht aus einem Array von Avalanche-Photodioden (APD), die oberhalb ihrer Durchbruchspannung im sogenannten Geiger-Modus (engl. *Geiger-Mode APD*) betrieben werden. In dieser Arbeit werden die im Geiger Modus betriebenen Zellen auch als Einzelphotonen-Avalanche-Dioden (engl. *Single Photon Avalanche Diodes*, SPADs) bezeichnet. Zusammen mit dem dazugehörigen Quenchingwiderstand  $R_q$  (Löschwiderstand) bilden sie eine Mikrozele.

Die grundsätzlichen Vorteile von SiPM gegenüber PMT liegen in ihrer Unempfindlichkeit gegenüber Magnetfeldern [4, 5]. Zudem benötigen sie eine um Größenordnungen niedrigere Betriebsspannung als PMT und bieten den Vorteil einer kompakten Bauweise [6]. Ein Nachteil der SiPM im Vergleich zu PMT besteht in ihrem hohen Dunkelstromrauschen [7].

Während die Entwicklung der PMT bereits in den 1930er Jahren begann und seither stetig fortschreitet, finden sich die Ursprünge der SiPM in den 1960er Jahren. In dieser Zeit entstanden die ersten optischen Sensoren, die zur Detektion einzelner Photonen in Silizium fähig waren [8, 9, 10, 11]. Die Einführung der ersten SiPM-Generation erfolgte

## 1. Einleitung

schließlich Ende der 1980er Jahre [12, 13, 14]. Über Jahrzehnte hinweg wurden kontinuierlich Verbesserungen an den SiPM-Detektoren vorgenommen, was insbesondere eine Steigerung ihrer Effizienz in der Photonendetektion mit sich brachte. Diese Eigenschaft wird durch die Photonendetektionseffizienz (PDE) quantifiziert. Moderne SiPM weisen heute eine PDE von etwa 40 % bis 60 % auf [15, 16, 17, 18, 19]. PMT haben im Vergleich dazu eine geringere PDE von 25 % bis 35 % in ähnlichen Wellenlängenbereichen [20, 21, 22]. Zudem können SiPM kostengünstig produziert werden, was diese attraktiv für industrielle Projekte macht.

Ein wesentlicher Nachteil von SiPM gegenüber PMT besteht weiterhin in deren hoher Dunkelpulsrate (engl. *Dark Count Rate*, DCR), die mehrere hundert kHz pro Quadratmillimeter erreichen kann, wohingegen die DCR von PMT mit nur wenigen kHz deutlich niedriger ausfällt [7, 17, 18, 19, 23]. Diese erhöhte DCR bei SiPM führt zu verstärktem Rauschen im Detektor, was die zeitliche Auflösung beeinträchtigen oder sogar begrenzen kann [24]. Trotz dieser Einschränkung erreichen heutige kommerzielle SiPM, die mit adäquater Ausleseelektronik und Verstärkersystemen ausgestattet sind, eine Einzelphotonen-Zeitauflösung (engl. *Single Photon Timing Resolution*, SPTR) im Bereich einiger 100 ps oder sogar darunter [25, 26]. Damit besitzen sie eine vergleichbare zeitliche Auflösung wie PMT [27, 28].

Die Genauigkeit der zeitlichen Auflösung von Photonen ist entscheidend für eine Vielzahl von Anwendungen. Dies gilt beispielsweise in Bereichen wie der Fluoreszenzlebensdauer-Imaging-Mikroskopie [29, 30] und in der Hochenergiephysik [31]. Auch in der Positronen-Emissions-Tomographie (PET) spielt die Auflösung der Detektoren eine entscheidende Rolle. Zur Erfassung auffälliger Stoffwechselaktivitäten werden von einem PET-Scanner koinzidente Gammastrahlen erfasst, die bei der Annihilation eines Positrons und eines Elektrons entstehen. Die PET-Scanner basieren dabei in der Regel auf einem Szintillator, der mit einer PMT oder einem SiPM gekoppelt ist. Hierbei verdrängen SiPM-basierte Systeme in der PET zunehmend PMT-basierte Systeme aufgrund ihrer höheren Genauigkeit [32, 33].

Eine fortschrittlichere Methode als die PET stellt die Time-of-Flight-Positronenemissionstomografie (TOF-PET) dar. Sie steigert die Genauigkeit der Bildgebung, indem sie die Entfernungen von Objekten mittels Messung der Ankunftszeiten der Gammastrahlen bestimmt. Die präzise Erfassung dieser Zeitpunkte ist daher für die Bildqualität bei TOF-PET-Scannern von zentraler Bedeutung.

Darüber hinaus werden SiPM auch in verschiedenen weiteren Anwendungsfeldern eingesetzt [34]. Dazu zählen die Teilchenphysik [35], die Inspektion von VLSI-Chips [36],

die medizinischer Bildgebung [37, 38], die Kernphysik [39], die Astronomie [40] und die Quantenkommunikation [41] bzw. Quanteninformatik [42]. In jüngerer Zeit werden SiPM auch in Anwendungen im roten und nah Infraroten Wellenlängenbereich eingesetzt, wie in der Nahinfrarot-Spektroskopie [43] und bei LIDAR (engl. *Light Detection and Ranging*) [44, 45].

## 1.2. SiPM und integrierte Schaltungen in CMOS

IC finden Anwendung in der Verarbeitung sowohl analoger als auch digitaler Signale. Während die Analogtechnik mit kontinuierlichen Signalen arbeitet, werden in der Digitaltechnik die Signale diskretisiert, was das Arbeiten mit binären Zahlen ermöglicht. In den letzten Jahrzehnten hat die Digitaltechnologie bedeutende Entwicklungen in Produktion und Funktionalität erlebt. Dieser Trend scheint sich fortzusetzen [46, 47]. Digitale Schaltungen zeichnen sich durch ihre Programmierbarkeit und ihre Widerstandsfähigkeit gegen Störeinflüsse wie Rauschen und Temperaturschwankungen aus. Zudem bieten sie die Möglichkeit, Daten langfristig und sicher zu speichern [48, 49].

Trotz dieser Vorteile sind analoge Schaltungen nach wie vor wichtig. Dies resultiert aus der Tatsache, dass physikalische Signale, wie das Stromsignal eines SiPM, naturgemäß analog sind und somit eine direktere Interaktion mit der realen Welt ermöglichen. Somit können die physischen Charakteristika der Signale in ihrer ursprünglichen Form beibehalten werden, was von Interesse für viele Anwendungen ist [50, 51, 52]. Darüber hinaus dienen analoge IC oft als Schnittstellen zwischen physikalischer Welt und digitaler Welt [53, 54].

Die Realisierung der in dieser Arbeit entworfenen integrierten Verstärkerschaltung erfolgt unter Einsatz der Standard-CMOS-Technologie. In der CMOS-Technologie werden gleichzeitig n-Kanal-Feldeffekttransistoren (NMOS, NMOS-Transistor) und p-Kanal-Feldeffekttransistoren (PMOS, PMOS-Transistor) auf einem gemeinsamen Substrat verwendet. Der entscheidende Vorteil der CMOS-Technologie gegenüber der nicht komplementären N- oder PMOS-Technologie liegt im reduzierten Energieverbrauch [55].

Neben dem traditionellen Entwurf von IC in Standard-CMOS-Technologie erfolgte in der Vergangenheit ebenso die Integration einzelner Mikrozellen mittels dieser Technik. Seit 2003 wurden zudem vollständige Mikrozellen-Arrays in der Standard-CMOS-Technologie implementiert [56].

Im Gegensatz zu IC werden SiPM typischerweise nicht in Standardtechnologien, sondern durch kundenspezifische Fertigungsprozesse hergestellt. Innerhalb dieser Prozesse lassen

## 1. Einleitung

sich Dotierstoffkonzentrationen und die Geometrie der Dotierbereiche individuell einstellen. Die Einbindung von SiPM in standardisierte CMOS-Fertigungsverfahren schränkt diese Designmöglichkeiten im Vergleich zu den kundenspezifischen Verfahren ein, da Anpassungen der Dotierungsprofile nicht möglich sind. In einem Standard-CMOS-Prozess müssen SiPM stattdessen unter Berücksichtigung der vorgegebenen Designrichtlinien des entsprechenden Halbleiterwerks designt werden. Diese Einschränkungen komplizieren die Entwicklung von CMOS-basierten SiPM, die leistungstechnisch mit jenen konkurrieren sollen, die in kundenspezifischen Fertigungsverfahren hergestellt werden.

Trotz dieser Nachteile bietet die Integration von SiPM in Standard-CMOS-Technologie einen entscheidenden Vorteil. Dieser liegt vor allem in der Möglichkeit, SiPM direkt mit IC auf einem einzigen Chip zu kombinieren. Die Integration ermöglicht die Entwicklung von System-on-Chip (SoC)-Lösungen, die neue Möglichkeiten eröffnen, den SiPM zu optimieren [49].

Eine relativ verbreitete Methode ist beispielsweise die aktive Unterdrückung von ausgelösten Ladungsträgerlawinen im SiPM, bekannt als “Quenching” um die Regenerationszeit eines SiPM aktiv zu verkürzen [57]. Zusätzlich besteht die Möglichkeit, Analog-Digital-Umsetzer direkt auf dem Chip des SiPM zu integrieren, was eine Digitalisierung des SiPM-Signals auf dem Chip ermöglicht [58, 59]. Auf diese Weise kann etwa bei TOF-PET die Flugzeit eines Photons mittels Zeit-zu-Digital-Umsetzern (engl. *Time-to-Digital Converters*, TDC) direkt auf dem SiPM-Chip in ein digitales Signal umgewandelt werden [60, 61, 62].

In dieser Arbeit werden SiPM, die zusammen mit einem IC zu einem SoC kombiniert wurden, als aktive SiPM bezeichnet. Diese werden den herkömmlichen, analogen SiPM gegenübergestellt.

### 1.3. Technischer Stand und Motivation

Um den wachsenden Bedarf an verbesserten diagnostischen Fähigkeiten in der medizinischen Bildgebung sowie den speziellen Anforderungen in der Teilchenphysik zu erfüllen, konzentriert sich die aktuelle Forschung darauf, die zeitliche Auflösung von Detektoren für ionisierende Strahlung zu steigern [63].

Daher fokussiert sich die vorliegende Arbeit auf die Optimierung der SPTR von SiPM. Wie bereits zu Beginn unter 1.1 erwähnt, erzielen die besten kommerziellen Sensoren eine SPTR von etwa 100 ps. Die Implementierung von SiPM in die Standard-CMOS-Technologie eröffnet dabei Möglichkeiten, um weitere Verbesserungen zu erzielen.

Ein Ansatz zur Verbesserung der SPTR von SiPM besteht darin, einen großen SiPM in mehrere kleinere Segmente aufzuteilen und diese mit integrierter Ausleseelektronik auf einem Chip (engl. *Front End Electronics*) gemeinsam auszulesen. Diese Methode adressiert eine zentrale Schwäche konventioneller SiPM, nämlich die Reduktion der Signalamplitude und die Verlangsamung der Anstiegszeiten (engl. *Slew Rate*), die direkt mit der Zunahme der Pixelzahl und der Ausdehnung des SiPM-Arrays korrelieren [64]. Diese Problematik resultiert aus den zunehmenden parasitären Kapazitäten, die mit der Vergrößerung des SiPM-Arrays einhergehen. Indem der große SiPM in kleinere, kapazitiv voneinander isolierte Bereiche unterteilt wird, kann die Ausleseelektronik mit einer niedrigeren Ausgangskapazität die Aufsummierung der Stromsignale einzelner SiPM-Segmente ermöglichen. Dadurch kann sowohl die Steilheit als auch die Höhe des Pulses der einzelnen Segmente nahezu beibehalten werden. Simulationen von Sánchez et al. [65] haben gezeigt, dass durch diese Maßnahmen die Zeitauflösung eines PET-Systems, welches aus einem Szintillator, SiPM und der entsprechenden Elektronik besteht, um bis zu 15 % verbessert werden kann. Diese Verbesserung erfordert einen IC mit niedriger Eingangsimpedanz, um die Stromsignale der einzelnen Segmente möglichst schnell zu erfassen, sowie eine hohe Bandbreite, um eine Degradation der Pulssignale zu vermeiden. Zudem ist es für eine gute Zeitauflösung wichtig, dass die Elektronik rauscharm ist.

Einen Schritt weiter geht die Ausrüstung jeder einzelnen Mikrozelle innerhalb des SiPM mit einem eigenen IC, um Signalrauschen und Ausgangskapazität zu reduzieren [66, 67]. Zu diesem Zweck haben verschiedene Forschungsgruppen aktive Löschkreise in jeder Mikrozelle implementiert, die Regenerationszeit und Gain kontrollieren können. Darüber hinaus ermöglicht dieser Ansatz die Option, jede Mikrozelle in einem potentiellen SiPM, individuell abzuschalten. Diese Vorgehensweise hat SPTR-Werte von unter 10 ps für einzelne aktive Mikrozellen erreicht [68, 69].

Allerdings ist ein kritischer Aspekt der hohe Energieverbrauch jeder aktiven Mikrozelle, der bei diesem Ansatz mehrere 100  $\mu\text{A}$  erreichen kann [68]. In einem SiPM mit tausenden solcher Mikrozellen kann dieser hohe Energieverbrauch zu einer kritischen Wärmeentwicklung führen. Dabei beträgt für einen 1 mm x 1 mm großen Chip in einem Chip-Scale-Package (CSP) der thermische Widerstand etwa 400 K/W [70]. Die daraus folgende Wärmeerzeugung kann zu einer deutlichen Verschlechterung der DCR führen, da diese stark temperaturabhängig ist [71]. Daher ist es essenziell, den Energieverbrauch so niedrig wie möglich zu halten.

Ein alternativer Ansatz für ausreichend schnelle und starke Signale bei großflächigen SiPM ist die Integration von SiPM und Verstärker auf einem Chip. Aufgrund kleiner Si-

## 1. Einleitung

gnale großflächiger SiPM besitzen diese oft kleine Amplituden, weshalb sie üblicherweise über einen Shunt-Widerstand und mit einem externen Spannungsverstärkern nachverstärkt werden [72, 73]. Solche Konfigurationen leiden jedoch unter den Nachteilen langer Leitungswege, die die Anstiegszeiten verschlechtern und zusätzlich Jitter sowie Rauschen hervorrufen können, was wiederum die SPTR verschlechtert. Um die genannten Schwierigkeiten zu adressieren, ist das Ziel, einen Verstärker auf demselben Chip zu integrieren, auf dem auch der SiPM sitzt, damit das Stromsignal des SiPM direkt und ohne Verzögerung verstärkt werden kann.

Eine mögliche Lösung dafür ist die Implementierung eines Transimpedanzverstärkers mit geringerer Impedanz [74]. Bei der Wechselwirkung eines Photons mit einem SiPM entsteht eine Ladungsträgerlawine, deren Abfluss in einem hochimpedanten System nur langsam erfolgt, was sowohl die Signalstärke als auch die Reaktionszeit des Detektors beeinträchtigt. Die Integration einer Transimpedanzverstärkers mit niedrigerer Impedanz kann jedoch diesen Ladungsfluss beschleunigen, da die niedrigere Impedanz einen geringeren Widerstand gegen den Ladungsfluss bietet. Das Ergebnis ist eine schnellere Reaktionsfähigkeit des Detektors und die direkte Verstärkung der SiPM-Signale.

Allerdings stößt der Transimpedanzverstärker aufgrund induktiver Eigenschaften, wie der Eingangsimpedanz und der Verdrahtungsinduktivität, an seine Grenzen, was die Bandbreite einschränkt und zu längeren Anstiegszeiten führt. Daher haben kommerzielle Transimpedanzverstärker eine geringere Bandbreite als Spannungsverstärker. So erreichen beispielsweise KETEK Transimpedanzverstärker Bandbreiten in der Größenordnung von etwa 350 MHz [75]. Generell wird nur von einer begrenzten Anzahl an Transimpedanzverstärkern berichtet, die Bandbreiten nahe 1 GHz erreichen [76].

Trotz dieser Herausforderungen wurde an monolithische Transimpedanzverstärker für SiPM-Anwendungen geforscht und entwickelt, wie beispielsweise die Arbeiten von Popova et al. [77] und Wang et al. [58] zeigen. Dabei erreicht der von Popova et al. entwickelte Verstärker eine niedrige Eingangsimpedanz von  $5 \Omega$  und bietet gleichzeitig eine relativ hohe Bandbreite von bis zu 700 MHz [77]. Dennoch erreichen monolithische Transimpedanzverstärker nicht die Bandbreiten von monolithischen Spannungsverstärkern, die Bandbreiten von mehreren GHz erreichen können [78]. Aus diesem Grund nutzen Forscher für SiPM-Verstärkerlösungen häufig RF-Verstärkerblöcke [25, 72, 73].

Transimpedanzverstärker sind jedoch nicht nur durch eine begrenzte Bandbreite limitiert, sondern, genauso wie Spannungsverstärker, auch durch einen hohen Stromverbrauch gekennzeichnet. In Einsatzgebieten, in denen Transimpedanzverstärker mit Bandbreiten über 500 MHz benötigt werden, ist der zu erwartende Betriebsstrom hoch und

variiert von einigen bis zu mehreren Zehnteln Milliampere [79, 80]. Dabei steigt der Stromverbrauch mit zunehmender Bandbreite. Monolithische Transimpedanzverstärker können in einem  $0,35\ \mu\text{m}$ -Prozess einen Leistungsverbrauch aufweisen, der über  $100\ \text{mW}$  liegen kann [81].

Höhere Bandbreiten lassen sich besser mit strombasierten Verstärkern erreichen, wobei der Common-Gate-Stromfolger eine oft gebrauchte Ausführung darstellt [82]. Dieser zeichnet sich außerdem durch einen niedrigen Stromverbrauch und mit einer niedriger Eingangsimpedanz aus [83]. Die geringen Eingangsimpedanzen dieser Stromfolger ermöglichen den bereits genannten Vorteil, einen großen SiPM in mehrere Segmente aufzuteilen und diese Segmente direkt an den Verstärker anzuschließen. Dadurch wird der Signalverlust minimiert und gleichzeitig das Rauschen reduziert. Die Ausgänge der Stromfolger können anschließend aufsummiert werden, um ein kohärentes Ausgangssignal zu erzeugen. Mit zunehmender Größe des SiPM wird die Segmentierung in kleinere Einheiten, die jeweils mit eigenen Stromfolgern verbunden sind, immer wichtiger. Die erstmalige Vorstellung dieses Ansatzes fand 2016 auf einem Workshop statt, der von der betreffenden Forschungsgruppe durchgeführt wurde [84]. Dabei wurde gezeigt, dass durch den Einsatz von Stromfolgern die Zeitcharakteristiken analoger SiPM verbessert werden können. Hierzu wurde ein speziell segmentierter KETEK SiPM verwendet und mittels Drahtbondverfahren mit externen IC verbunden. Diese Bauweise limitiert allerdings durch die langen Signalleitungen den gewünschten Effekt. Im Jahr 2017 wurde eine ähnliche Methodik mit einem Ausleseverstärker vorgestellt, die Schaltung und CMOS SiPM auf einem einzigen Chip integriert [85]. Der IC kombiniert einen Stromfolger mit einem Stromspiegel und reduziert so die Eingangsimpedanz.

In der vorliegenden Arbeit wird auf diesen Fortschritten aufgebaut, um mittels eines IC-Stromfolger-Designs in Kombination mit einer CMOS-SiPM-Architektur einen weiteren Entwicklungsschritt zu realisieren. Dabei wird ein aktiver CMOS-SiPM vorgestellt, der in der  $0,35\ \mu\text{m}$  CMOS-Technologie integriert ist und mit mehreren Stromfolgern auf einem einzigen Chip verbunden ist. Dieser aktive SiPM zeigt eine verbesserte SPTR im Vergleich zu einem konventionellen analogen CMOS-SiPM. Die Verbesserung hinsichtlich seiner zeitlichen Präzision wird bei geringen Kosten in Bezug auf die Chipfläche und den Stromverbrauch erreicht (Teile des Textes “Technischer Stand und Motivation” aus [86], mit Erlaubnis, copyright © 2024, IEEE).



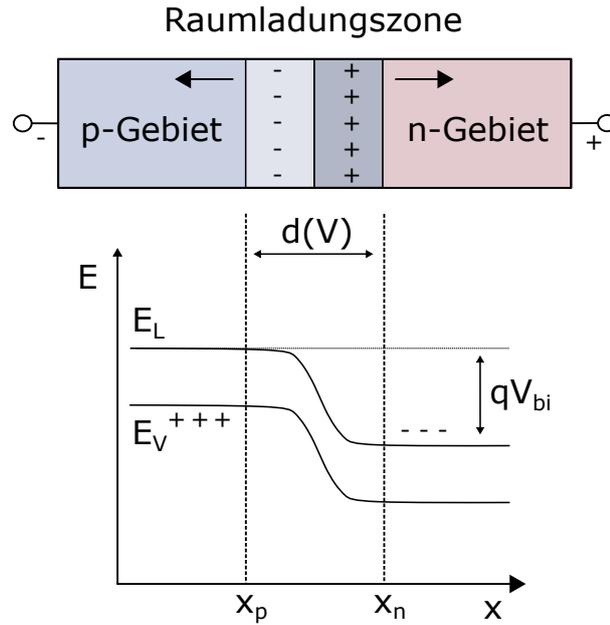
## 2. Theorie und Funktionsprinzip

In diesem Kapitel wird ein Überblick über die grundlegenden Arbeitsprinzipien von SiPM sowie über die Analogtechnik in der CMOS-Technologie gegeben. Dabei wird zunächst das grundlegende Verhalten eines pn-Übergangs unter Sperrbedingungen behandelt, da dieses Verhalten den Betriebsbereich von SiPM definiert. Anschließend werden der Aufbau und das Funktionsprinzip von SiPM erläutert. Abschließend erfolgt eine kurze Einführung in das Konzept der analogen Schaltungstechnik in CMOS.

### 2.1. pn-Übergang - Halbleitertechnologie

Ein pn-Übergang bezeichnet einen Halbleiter, bei dem sich benachbart zwei Bereiche mit unterschiedlichen Leitfähigkeitstypen (p- und n-Typ) befinden. Auf der einen Seite der Verbindungsfläche liegt ein p-dotierter Bereich vor, während sich auf der anderen Seite eine n-Dotierung befindet. In Abwesenheit einer externen Spannung entsteht eine intrinsische Potenzialbarriere mit einer Höhe von  $V_{bi}$ . Durch das Anlegen einer Vorwärtsspannung (Anode am p-dotierten Material, Kathode am n-dotierten Material) wird die Verarmungszone und somit auch die Potenzialbarriere verkleinert. Im Gegensatz dazu führt das Anlegen einer Sperrspannung in entgegengesetzter Richtung zur Ausdehnung der Verarmungszone und damit zur Vergrößerung der Potenzialbarriere. Dies resultiert in einer erhöhten Potenzialdifferenz zwischen den p- und n-Regionen und einer größeren Krümmung des Energiebands. Das Funktionsprinzip wird in Abbildung 2.1 dargestellt.

## 2. Theorie und Funktionsprinzip



**Abbildung 2.1.** Schematische Darstellung eines Halbleiters mit zugehörigem Energiebanddiagramm im pn-Übergang, im n-Gebiet, im p-Gebiet und der Raumladungszone.

Dieses Prinzip wird in Halbleiterdioden verwendet, um den Strom in einer Richtung durchzulassen und in die andere Richtung zu sperren. Die Breite der Verarmungszone, dargestellt durch  $d$ , variiert je nach angelegter Spannung. Sie lässt sich mit der folgenden Gleichung berechnen:

$$d(V) = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (V_{bi} - V_{Bias})}{q \cdot N_a \cdot N_d}} \quad (2.1)$$

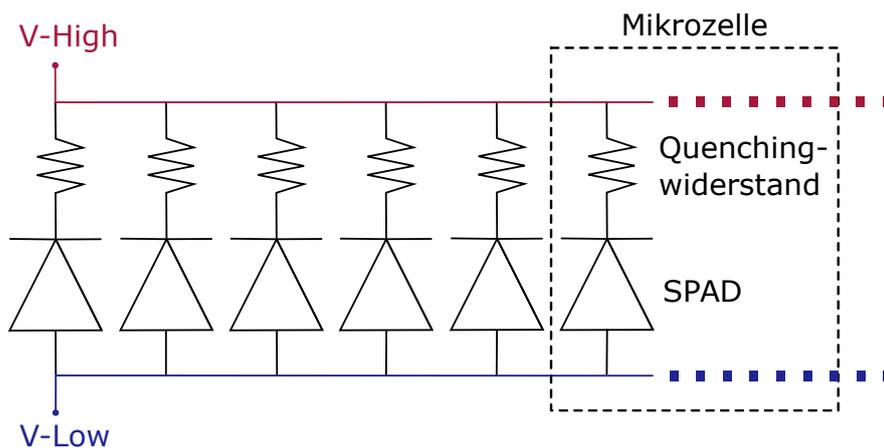
Hierbei wird die effektive Permittivität des pn-Übergangs durch  $\varepsilon_{eff}$  dargestellt, während  $\varepsilon_0$  die Permittivität des Vakuums (elektrische Feldkonstante) ist. Das Symbol  $q$  steht für die Ladung des Elektrons.  $N_d$  gibt die Donatorkonzentration (im n-Gebiet) des pn-Übergangs an und  $N_a$  steht für die Akzeptorkonzentration (im p-Gebiet).  $V_{Bias}$  stellt die angelegte Spannung an der Diode dar, während  $V_{bi}$  die eingebaute Spannung oder die Kontaktspannung des pn-Übergangs symbolisiert, die sich bildet, wenn keine externe Spannung angelegt ist (Der Inhalt dieses Kapitel ist entnommen und detaillierter beschrieben in Göbel Kapitel 2.2 [87]).

## 2.2. Silicon Photomultipliern

### 2.2.1. Grundlegender Aufbau eines SiPM

Ein SiPM ist ein optischer Festkörpersensor auf Siliziumbasis, der Hunderte oder Tausende von Mikrozellen in einer parallelen Array-Konfiguration kombiniert. Jede Mikrozele setzt sich aus einem pn-Übergang und einem Quenchingwiderstand zusammen und wird in Sperrrichtung betrieben [1, 2]. Abbildung 2.2 veranschaulicht ein vereinfachtes Ersatzschaltbild-Modell eines SiPM, bei dem jede Mikrozele aus einer Diode und einem Widerstand besteht und in Reihe geschaltet ist.

Wenn Photonen auf eine Zelle treffen, erzeugen sie in dieser einen Stromfluss, der am Ausgang des Detektors gemessen werden kann. Obwohl jede einzelne Mikrozele wie ein digitales Gerät funktioniert, d.h. sie ist entweder aktiviert (feuert) oder nicht aktiviert (feuert nicht), ergibt sich durch die Parallelschaltung vieler solcher Mikrozellen ein insgesamt analoges Verhalten des Sensors. Der Grund dafür ist, dass das gleichzeitige Auslösen mehrerer Zellen zu einer Überlagerung aller Einzelsignale führt [1, 2].



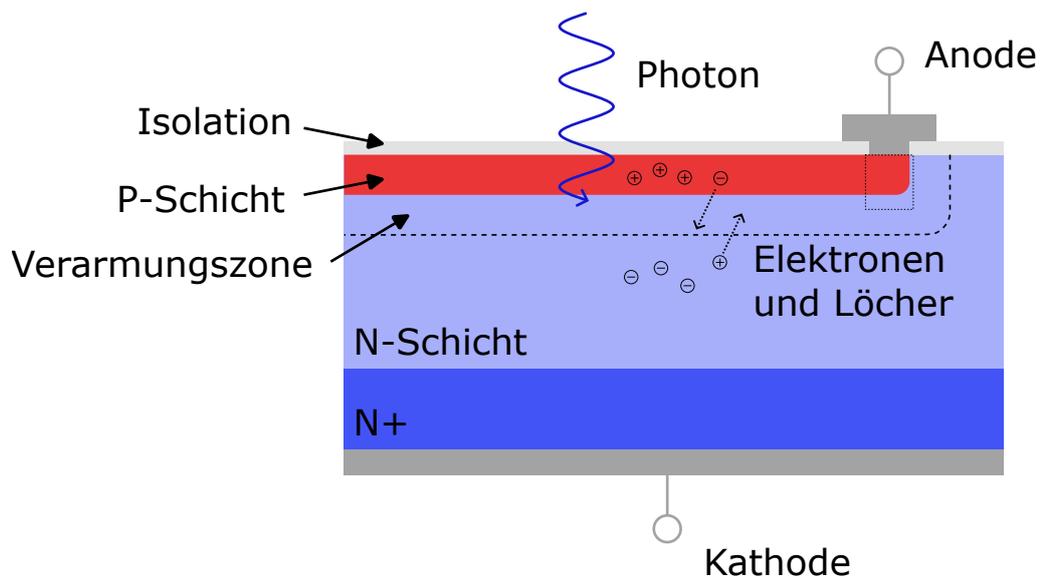
**Abbildung 2.2.** Schematische Darstellung des Aufbaus eines SiPM. Es sind die einzelnen SPAD zu sehen, die in Sperrrichtung geschaltet sind und in Reihe mit einem Quenchingwiderstand eine Mikrozele bilden.

### 2.2.2. Mikrozellendesign

In jeder Mikrozele liegt ein vertikaler pn-Übergangsbereich vor, der eine typische Tiefe von mehreren Mikrometern aufweist und eine Oberfläche besitzt, die der Größe der Mikrozele entspricht. Die Fläche einer Mikrozele besitzt in etwa eine Größe von (1

## 2. Theorie und Funktionsprinzip

$\times 1) \mu\text{m}^2$  bis  $(6 \times 6) \mu\text{m}^2$  [18, 19, 88]. Eine Querschnittsabbildung einer SPAD ist in Abbildung 2.3 veranschaulicht. Die Tiefe des Übergangsbereichs eines Halbleiters spielt eine entscheidende Rolle bei der Bestimmung seiner elektronischen Eigenschaften, wie beispielsweise der Durchbruchspannung oder der Zellkapazität. Damit beeinflussen sie direkt den Verstärkungsfaktor der Mikrozele. Weiterhin beeinflusst die Struktur des Übergangsbereichs die spektrale Empfindlichkeit der Mikrozele. Dies hat Relevanz, da der Absorptionskoeffizient für Photonen unterschiedlicher Wellenlängen nicht nur von der Halbleitermaterialauswahl, sondern auch von Dotierungsart und -dichte abhängt. Je nach angestrebter Anwendung kann die Konfiguration des Übergangsbereichs variieren. Für Anwendungen, bei denen eine hohe Empfindlichkeit gegenüber Photonen mit kürzeren Wellenlängen gewollt ist, zeigt sich ein pn-Übergang als optimal, dessen Absorptionsschicht nahe an der Oberfläche platziert ist. Im Gegensatz dazu ist für Anwendungen, die eine Empfindlichkeit im roten Spektralbereich aufweisen sollen, ein tieferer pn-Übergang vorteilhafter [1, 89].



**Abbildung 2.3.** Schematischer Querschnitt einer SPAD, inklusive eines eintreffenden Photons, welches ein Elektronen-Loch-Paar generiert.

Die Rückseite des Übergangsbereichs ist meist über den Halbleiter-Bulk mit einem Kontakt auf der Rückseite des Wafers verbunden. Um den Durchbruch oder den Stromfluss im planaren Übergangsbereich sicherzustellen, werden an den Randbereichen sogenannte Schutzringe (engl. *Guardrings*) integriert, deren typische Lokalisierung in Abbildung 2.3

an den Rändern des pn-Übergangs fein gepunktet eingezeichnet ist. Diese Schutzringe können entweder virtuell durch gezielte Einstellungen der elektrischen Felder erzeugt oder physisch durch Implantation realisiert werden. Ihre Hauptfunktion besteht darin, Randdurchbrüche zu unterdrücken und die Funktion der SiPM-Zelle zu sichern [89]. Die schematische Draufsicht einer einzelnen Mikrozelle mit einer klassischen Anordnung von Biasversorgung und Quenchingwiderstand  $R_q$  ist in Abbildung 2.4 zu sehen.

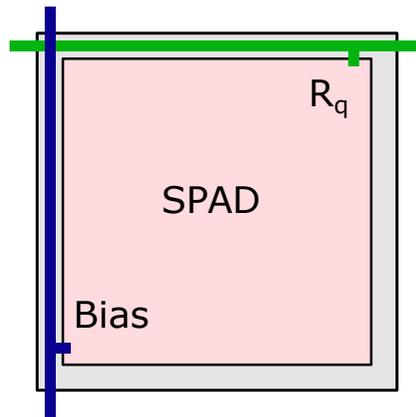


Abbildung 2.4. Schematische Draufsicht auf eine Mikrozelle des SiPM

### 2.2.3. Funktionsprinzip eines SiPM

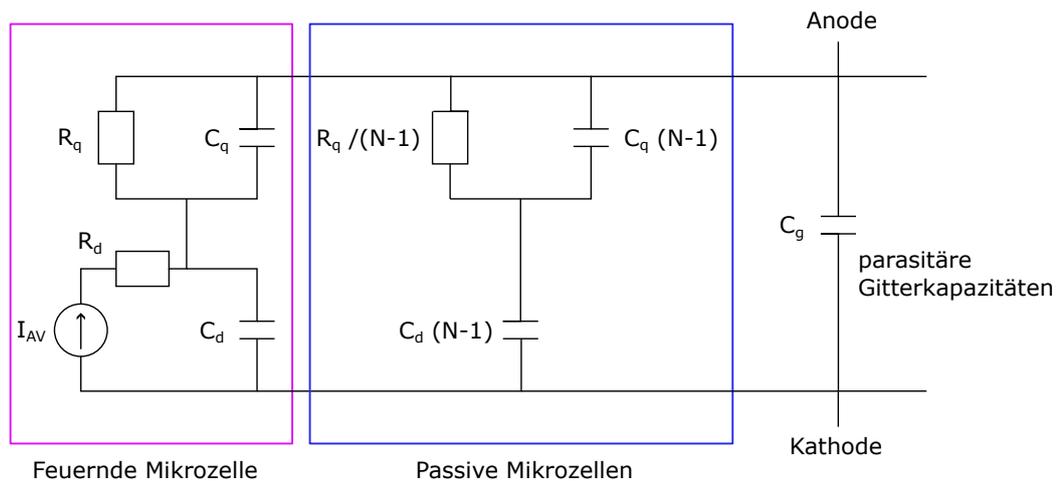
Das Funktionsprinzip von SiPM basiert auf der Lawinenverstärkung innerhalb einer p-n-Diode, die durch den photoelektrischen Effekt ausgelöst wird. Ein einfallendes Photon erzeugt ein Elektron-Loch-Paar, wobei das resultierende Elektron durch ein extern angelegtes elektrisches Feld beschleunigt wird. Unter ausreichender hoher Energie erzeugt dieses Elektron eine Lawine von Sekundärelektronen, welche als ein elektrisches Signal ausgelesen werden kann. Die erforderliche elektrische Feldstärke, die den Geigermodus in den einzelnen Dioden ermöglicht, wird durch die Anwendung einer Überspannung (engl. *Overvoltage*, OV) erreicht, die über der Durchbruchspannung der Diode liegt [90, 91].

Ein Schaltungsmodell zur Beschreibung des Verhaltens von SiPM ist das Corsi-Modell, das aus einem Array von passiven und aktiven Mikrozellen sowie parasitärer Gitterkapazitäten besteht. Die feuernde Mikrozelle besteht aus einer passiven Quenching-Schaltung und einer aktiven Nachschaltung. Abbildung 2.5 zeigt eine Darstellung des Corsi-Modells. Dieses Modell wurde erstmals 2006 von Corsi et al. vorgestellt [92]. Die passive Quenching-Schaltung wird eingesetzt, um nach jedem Auslöseereignis die SPAD

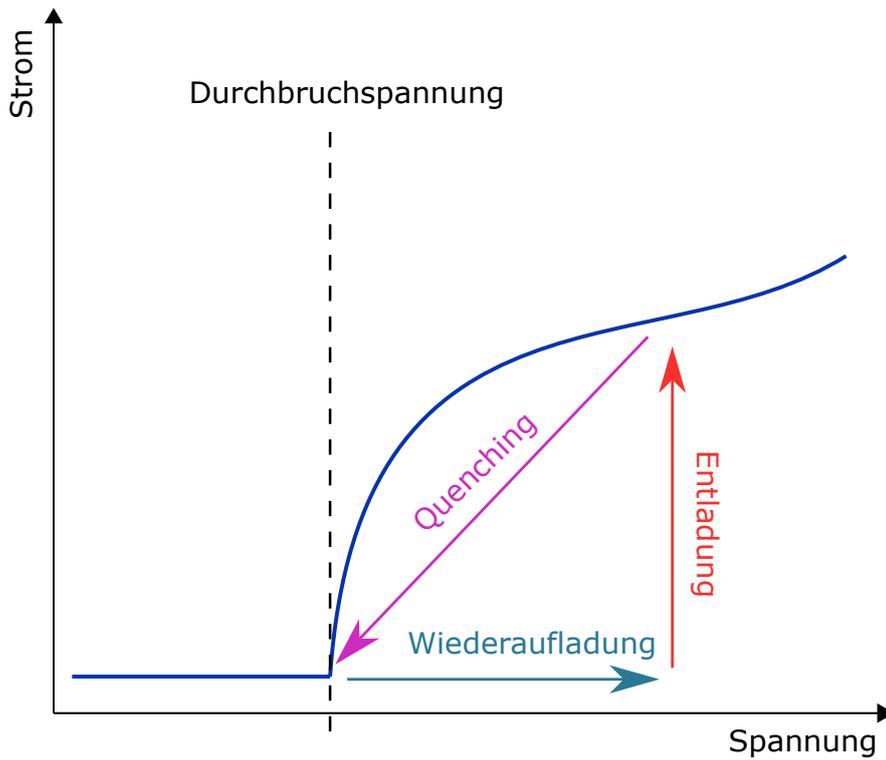
## 2. Theorie und Funktionsprinzip

zu deaktivieren und um eine erneute Auslösung zu unterbinden. Dieser Prozess ist in Abbildung 2.6 schematisch dargestellt. Im Falle der Auslösung eines SiPM durch ein Photon erfolgt eine schnelle Entladung der Zellkapazität über den Quenchingwiderstand und den Rückkontakt, wodurch ein Strom durch das Bauteil fließt. Der Quenchingwiderstand begrenzt den Stromfluss in der Verbindung, was zu einem Spannungsabfall über dem Widerstand und zu einer reduzierten Rückwärtsvorspannung an der Verbindung führt. Die Folge ist, dass die elektrische Feldstärke unter die Multiplikationsschwelle absinkt, und somit die Verbindung den Stromfluss stoppt. In diesem Moment kehrt die Mikrozele in ihren Ausgangszustand zurück. Während des Aufladeprozesses erreicht das elektrische Feld schließlich wieder die erforderlichen Durchbruchfeldstärken, wodurch die Zelle erneut auslösebereit ist [93].

Ist der Quenchingwiderstand zu gering oder wird eine zu hohe OV am SiPM angelegt, kann die Lawine nicht gelöscht werden und der SiPM damit auch nicht mehr in seinen ursprünglichen Zustand zurückkehren. In solchen Fällen tritt eine unzureichende Löschung der Pulse (engl. *insufficient quenching*) auf, wodurch der SiPM nicht funktionstüchtig ist.



**Abbildung 2.5.** Darstellung des Corsi Models nach Corsi et al.



**Abbildung 2.6.** Eine Veranschaulichung der drei aufeinanderfolgenden Prozesse, die bei der Auslösung einer Mikrozelle ablaufen

Abbildung 2.7 veranschaulicht das Pulssignal eines SiPM nach einer Zellentladung, gefolgt von der Löschung der Stromlawine. Dabei wird der Anstieg des Stroms durch die Geschwindigkeit des Lawinenprozesses begrenzt und kann durch die folgende Gleichung 2.2 beschrieben werden [94]:

$$\tau_A = R_d \cdot (C_q + C_d) \quad (2.2)$$

Dabei repräsentiert  $\tau_A$  die Anstiegszeit des SiPM-Pulssignals.  $R_d$  beschreibt den Diodenwiderstand und  $C_q$  die Kapazität des Quenchingwiderstands. Die Komponente  $C_d$  steht für die Diodenkapazität.

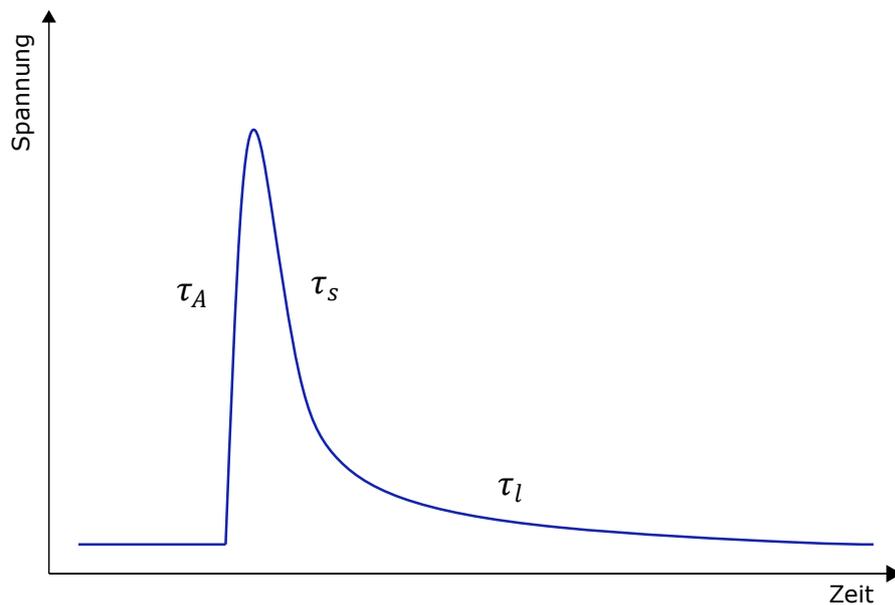
In gleicher Weise lässt sich der Abfall des Stroms durch den Relaxationsprozess der Lawine darlegen. Dieser Abfall wird durch zwei Gleichungen dargestellt, die eine schnelle Komponente  $\tau_s$  und eine langsame Komponente  $\tau_l$  besitzen [95]:

$$\tau_s = R_{\text{Last}} \cdot (C_{eq} + C_g) \quad (2.3)$$

## 2. Theorie und Funktionsprinzip

$$\tau_l = R_q \cdot (C_q + C_d) \quad (2.4)$$

In den Gleichungen repräsentiert  $R_{\text{Last}}$  den Lastwiderstand und  $R_q$  den Quenchingwiderstand. Die Größe  $C_{eq}$  steht für die Reihenschaltung von (N-1) Mikrozellen.  $C_g$  bezeichnet die zusätzliche parasitäre Gitterkapazität, die während des Relaxationsprozesses auftritt. Es ist jedoch zu beachten, dass nicht jeder Ladungsträger einen solchen Lawinenprozess auslöst. Ladungsträger können Energie verlieren und rekombinieren, indem sie mit dem Gitter wechselwirken, noch bevor der Übergang in den Geiger-Durchbruch erfolgt. Darüber hinaus können Elektronen (und Löcher) verloren gehen, wenn sie in die Siliziumoberfläche (bzw. in das Substrat) diffundieren [96].



**Abbildung 2.7.** SiPM-Pulssignal mit Beschreibung der Anstiegsflanke sowie der schnellen und langsamen Abfallflanke  $\tau_l$  und  $\tau_s$

### 2.2.4. Photonen-Nachweis-Effizienz

Der wichtigste Parameter eines SiPM ist die PDE, die als Wahrscheinlichkeit definiert ist, dass ein einzelnes Photon einen nachweisbaren Strom- oder Ladungsimpuls erzeugt. Experimentell kann diese Größe als Verhältnis zwischen der Anzahl von Photonen, die nachweisbare Impulse erzeugen, und der Gesamtzahl der auf die SiPM-Oberfläche treffenden Photonen bestimmt werden. Dies geschieht klassisch mithilfe eines Referenzde-

tektors [16]. Die PDE von SiPM wird durch das Produkt von vier Faktoren gegeben [69]:

$$PDE = \epsilon \cdot IQE \cdot P_{trig} \cdot T \quad (2.5)$$

Die geometrische Effizienz ( $\epsilon$ ) bezieht sich auf den Anteil der aktiven Fläche, der lichtempfindlich ist. Dieser Anteil wird durch Leiterbahnen oder Schutzringe reduziert. Die interne Quanteneffizienz (IQE) von SiPM beschreibt die Wahrscheinlichkeit, dass ein freies Photoelektron im lichtempfindlichen Bereich des SiPM aus einem einfallenden Photon erzeugt wird. Die Auslösewahrscheinlichkeit für eine Durchbruchladung ( $P_{trig}$ ) beschreibt den Prozess der Multiplikation des erzeugten Photoelektrons durch einen Lawinendurchbruch. Zusätzlich stellt die optische Transmission ( $T$ ) den Anteil der einfallenden Photonen dar, die von der SiPM-Oberfläche transmittiert werden.

Die Wahrscheinlichkeit der Ionisation von Elektronen und Löchern durch ein auftreffendes Photon lässt sich mithilfe der Ionisationskoeffizienten und der Position der Ladungsträger innerhalb einer eindimensionalen Verarmungszone einer SPAD darstellen. Eine Form dieses Systems von Differentialgleichungen kann durch die Gleichungen 2.6 und 2.7 ausgedrückt werden [97]:

$$\frac{dP_e}{dx} = -(1 - P_e) \cdot \alpha_e \cdot [P_e + P_h - P_e \cdot P_h] \quad (2.6)$$

$$\frac{dP_h}{dx} = (1 - P_h) \cdot \alpha_h \cdot [P_e + P_h - P_e \cdot P_h] \quad (2.7)$$

Hierbei repräsentieren  $P_e$  und  $P_h$  die Auslösewahrscheinlichkeiten für Elektronen und Löcher, während  $\alpha_e$  und  $\alpha_h$  die Ionisationskoeffizienten von Elektronen und Löchern darstellen. Unter der Voraussetzung, dass  $a_e(x)$  und  $a_h(x)$  bekannt sind, können diese Gleichungen mithilfe der Randbedingungen integriert werden [97].

$$P_e(0) = 0, \quad P_h(W) = 0. \quad (2.8)$$

Hierbei kennzeichnen  $x = 0$  und  $x = W$  die Grenzen der Verarmungszone in den n- bzw. p-Regionen. Die Gesamtwahrscheinlichkeit, dass eine Lawine durch ein Elektron-Loch-Paar ausgelöst wird, ist durch Gleichung 2.9 gegeben:

$$P_{trig} = P_e + P_h - P_e \cdot P_h \quad (2.9)$$

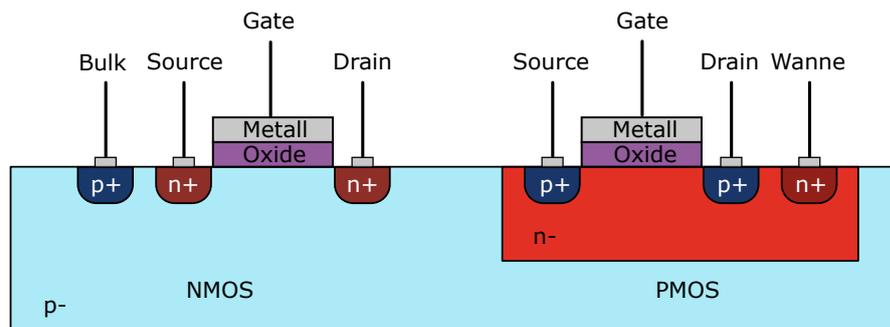
## 2.3. Grundlagen analoger Schaltungstechnik in CMOS

In diesem Unterkapitel wird auf die IC in CMOS Prozessen eingegangen. Dabei wird die Funktion von MOSFET (engl. *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) sowie deren Chipintegration thematisiert.

### 2.3.1. MOSFET

Die MOS-Technologie (engl. *Metal-Oxide-Semiconductor*) bezeichnet eine spezielle Halbleitertechnologie, die für die Fertigung von Feldeffekttransistoren (FET) wie dem MOSFET verwendet wird. Im Unterschied zu Bipolartransistoren handelt es sich bei FET um Unipolartransistoren, bei denen nur eine Art von Ladungsträgern für den Ladungstransport benötigt wird. In NMOS-Transistoren sind Elektronen die vorherrschenden Ladungsträger, während in PMOS-Transistoren Löcher die vorherrschenden Ladungsträger sind. Die Steuerung des Transistorwiderstands erfolgt durch Anlegen einer Spannung an das Steuergitter, wodurch ein elektrisches Feld erzeugt wird, welches die Verteilung der Ladungsträger innerhalb des Bauelements beeinflusst.

In Abbildung 2.8 wird die strukturelle Geometrie eines NMOS-Transistors auf der linken und eines PMOS-Transistors auf der rechten Seite dargestellt. Beide Typen nutzen ein homogenes, p-dotiertes Substrat. Der NMOS-Transistor charakterisiert sich durch n-dotierte Source- und Drain-Regionen. Das Gate-Element wird aus einer metallischen Elektrode und einer darunterliegenden Oxidschicht gebildet. Bei Anlegung einer geeigneten positiven Gate-Source-Spannung bildet sich ein elektronenbasierter Leitungskanal, der den elektrischen Durchgang zwischen Source und Drain ermöglicht.



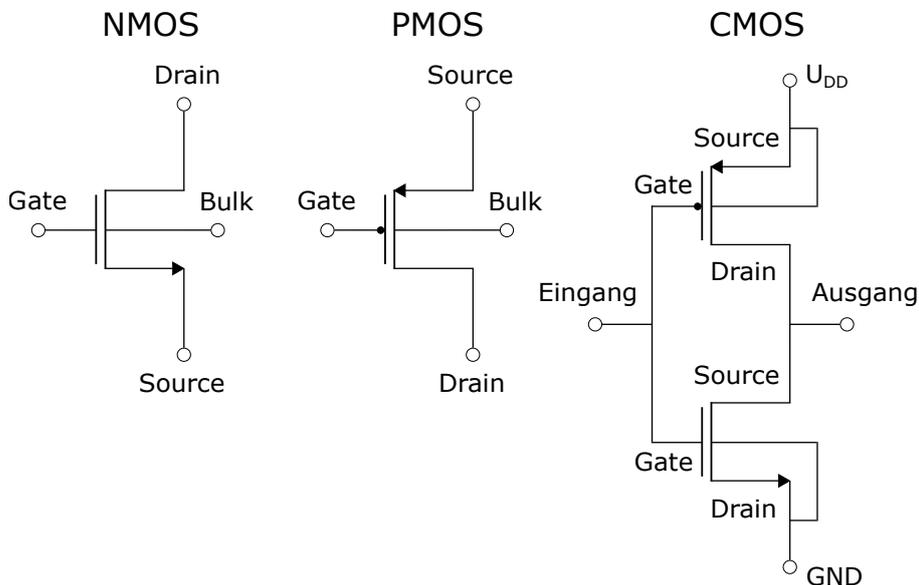
**Abbildung 2.8.** Querschnitt von NMOS- und PMOS-Transistor, in Kombination bilden die beiden MOSFET einen CMOS

Im Gegensatz dazu weist der PMOS-Transistor ein p-dotiertes Substrat auf, das durch

### 2.3. Grundlagen analoger Schaltungstechnik in CMOS

eine zusätzliche n-dotierte Wanne realisiert wird. Der Aufbau des PMOS-Transistors ähnelt dem des NMOS-Transistors, jedoch sind die Dotierungen umgekehrt. Die Source- und Drain-Gebiete sind p-dotiert, und der Stromfluss erfolgt durch einen leitenden Kanal aus Löchern, der sich bildet, wenn eine ausreichend negative Spannung am Gate angelegt wird. Auch hier besteht die Gateelektrode aus einer metallischen Schicht, die über der Oxidschicht liegt.

Die Kontrolle des Stromflusses in Transistoren wird durch die Anpassung der Dotierung der Source- und Drain-Gebiete sowie das Anlegen einer geeigneten Spannung am Gate durchgeführt. Durch Variation dieser Parameter können NMOS-Transistor und PMOS-Transistor in einen ein- oder ausgeschalteten Zustand versetzt werden. Die dazugehörigen Ersatzschaltbilder von NMOS-Transistor und PMOS-Transistor werden in Abbildung 2.9 dargestellt.



**Abbildung 2.9.** Ersatzschaltbilder von NMOS-Transistor, PMOS-Transistor und CMOS

Die Kombination von komplementär arbeitenden NMOS-Transistoren und PMOS-Transistoren wird, wie in Abbildung 2.8 und 2.9 dargestellt, als CMOS (komplementärer MOS) bezeichnet. Bei dieser Konfiguration wird je nach anliegender Versorgungsspannung  $U_{DD}$  entweder der NMOS-Transistor oder der PMOS-Transistor in den leitenden oder gesperrten Zustand versetzt. Der Energieverbrauch in CMOS-Schaltungen entsteht im Prinzip nur während der Übergangsphasen der Transistoren zwischen verschiedenen Zuständen. In den statischen Betriebsmodi des CMOS fließt, unabhängig davon, ob der Schalt-

## 2. Theorie und Funktionsprinzip

kreis aktiviert oder deaktiviert ist, nahezu kein Strom. Diese Eigenschaft bewirkt, dass CMOS im Vergleich zu reinen NMOS- oder PMOS-Transistoren einen geringeren Stromverbrauch aufweist. Dieser Vorteil wird besonders in der digitalen Schaltungstechnik wichtig, bei welcher hauptsächlich mit “On” (Ein) und “Off” (Aus) Zuständen gearbeitet wird [55].

Zusammengefasst kann festgehalten werden, dass die parallele Implementierung von NMOS-Transistoren und PMOS-Transistoren auf einem einzigen Substrat die CMOS-Technologie charakterisiert (Der Inhalt dieses Kapitels 2.3.1 ist entnommen und detaillierter beschrieben in Göbel Kapitel 4.1 [98] und Kapitel 11.2 [99]).

### 2.3.2. Integrierte Schaltungstopologien in CMOS

Die CMOS-Technologie bietet die Möglichkeit, einzelne elektronische Bauteile auf einem Siliziumchip zu einem SoC zu integrieren. Durch die Fertigung des gesamten Systems auf einem einzigen Chip wird eine höhere Integrationsdichte erreicht, was sowohl die Performance verbessert als auch die Produktionskosten senkt [100, 101].

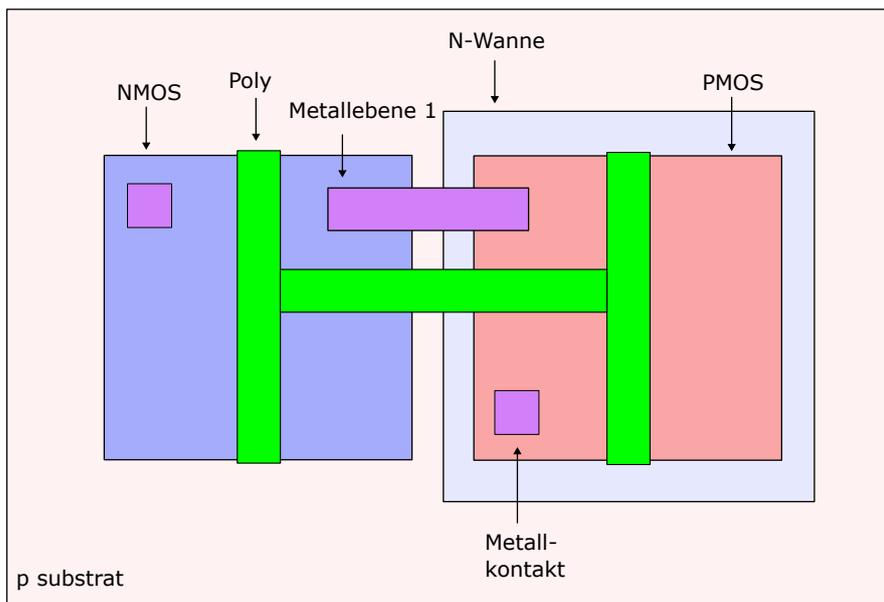
Die Produktion eines Chips mit einem CMOS-Prozess beinhaltet für die Herstellung der einzelnen Bauelemente eine Vielzahl von Prozessen. Zu den grundlegenden Herstellungsschritten gehören Oxidation, Diffusion, Implantation, Abscheidung, Ätzen und chemisch-mechanisches Polieren. Diese Schritte werden mithilfe von fotolithografischen Methoden durchgeführt, die die Verarbeitungsschritte auf bestimmte Bereiche des Siliziumwafers lokalisiert (entnommen und detaillierter beschrieben in Göbel Kapitel 12.6 [102]).

Bevor die Produktion eines IC im Halbleiterherstellungsprozess beginnen kann, ist die Erstellung eines Maskenlayouts notwendig. Der Designprozess dieses Layouts orientiert sich gewöhnlich an einem strukturierten Vorgehen, das in fünf Hauptphasen gegliedert werden kann. Dieses startet mit dem schematischen Entwurf, bei dem Handskizzen und vereinfachte Modelle zum Einsatz kommen, ergänzt durch die Erfahrungen aus früheren Projekten. Es folgen daraufhin iterative Simulationen des Designs, wobei entweder neue Simulationsmodelle erstellt oder bereits bestehende Modelle aus kommerzieller Software verwendet werden. Die dritte Phase umfasst die Ausarbeitung des Layouts, ebenfalls mithilfe von Software, gefolgt von der Herstellung experimenteller Prototypen der Schaltkreise. Schließlich werden experimentelle Tests und Messungen an diesen Prototypen durchgeführt, um deren Leistung zu evaluieren. Während dieses gesamten Prozesses kann es erforderlich sein, bestimmte Schritte zu wiederholen, um die Eigenschaften oder die korrekte Funktion des Chips zu optimieren. Anpassungen können dabei sowohl am

### 2.3. Grundlagen analoger Schaltungstechnik in CMOS

iterativen Simulationsmodell als auch am Layout selbst vorgenommen werden. Das finale Maskenlayout, das die Platzierung und Dimensionierung jedes Bauteils auf dem Chip festlegt, ist entscheidend für die anschließende Fertigung des Chips (detaillierter beschrieben in Brunn Kapitel 1.3 [103]).

Ein Beispiel für ein solches Maskenlayout eines einzelnen CMOS, welches einen NMOS-Transistor und einen PMOS-Transistor sowie die zugehörigen Masken zur Herstellung von Kontakten, Leiterbahnen sowie der erforderlichen N- und P-Wannen zeigt, ist vereinfacht in Abbildung 2.10 dargestellt (entnommen und detaillierter beschrieben in Göbel Kapitel 12.6 [104]).



**Abbildung 2.10.** Schematische Darstellung eines CMOS-Maskenlayouts



## 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

In diesem Kapitel liegt der Fokus auf den methodischen Grundlagen und der experimentellen Vorgehensweise, die für die Untersuchung von SiPM herangezogen wurden. Es wird eine Übersicht gegeben, welche sowohl theoretische Überlegungen als auch praktische Messdaten zu den zentralen SiPM-Merkmalen umfasst. Die dafür exemplarisch herangezogenen SiPM entstammen Branchenführern wie KETEK, OnSemi, Broadcom und Hamamatsu (HPK). Weiterhin wird der Laboraufbau beschrieben und auf seine Anwendung für die Messreihen eingegangen. Ein spezieller Fokus galt der zeitlichen Auflösung der SiPM-Detektoren und dem zugrundeliegenden Messprinzip, da die Optimierung dieser Aspekte im Zentrum dieser Arbeit steht. In diesem Kontext werden auch verschiedene experimentelle Aufbauten gegeneinander abgewogen.

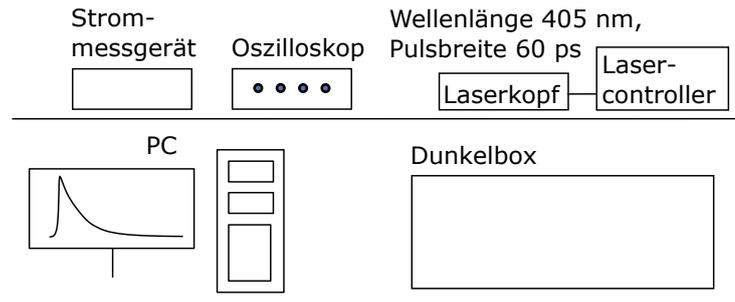
### 3.1. Versuchsaufbau

Das vorliegende Kapitel beschreibt den grundsätzlichen Aufbau in einem SiPM-Labor, welches an der Universität der Bundeswehr, zur Charakterisierung von Messungen von SiPM im Rahmen dieser Dissertation verwendet wurde.

#### 3.1.1. Hardware-Komponenten und Konfiguration

Ein Überblick des experimentellen Laboraufbaus mit den wichtigen vorhandenen Messgeräten ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Für die Charakterisierung der SiPM wurde ein programmierbares Strommessgerät (Keithley Picoammeter 6487 [105]) eingesetzt, das sowohl für die Spannungsversorgung als auch für Strommessungen dient. Zur Signalakquisition und -analyse wurden zudem Oszilloskop (Picoscope 6402 C [106]) herangezogen. Als Lichtquelle wurde ein PLP10 Laser von Hamamatsu verwendet, bestehend aus einem Controller und einem Laserkopf. Der Controller ermöglicht die Anpassung der Repetitionsrate sowie das Anschließen und Konfigurieren eines elektrischen Synchronisations-

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

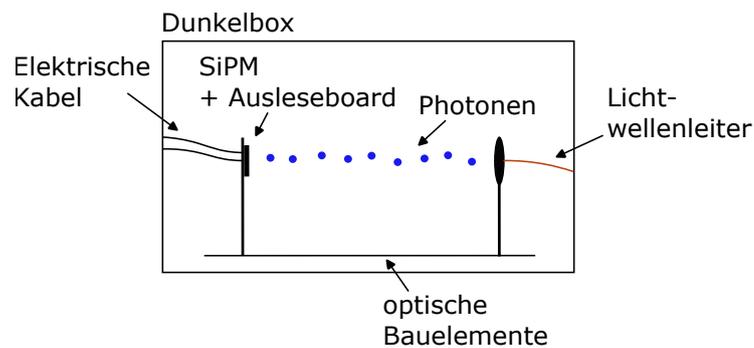


**Abbildung 3.1.** Schematische Darstellung der Hauptkomponenten des Laboraufbaus

signals. Der Laserkopf erzeugt Licht mit einer Wellenlänge von  $\lambda = 405 \text{ nm}$  und einer Pulsbreite von  $60 \text{ ps}$ , gemessen als die volle Breite bei halber maximaler Intensität (engl. *Full Width at Half Maximum*, FWHM) [88].

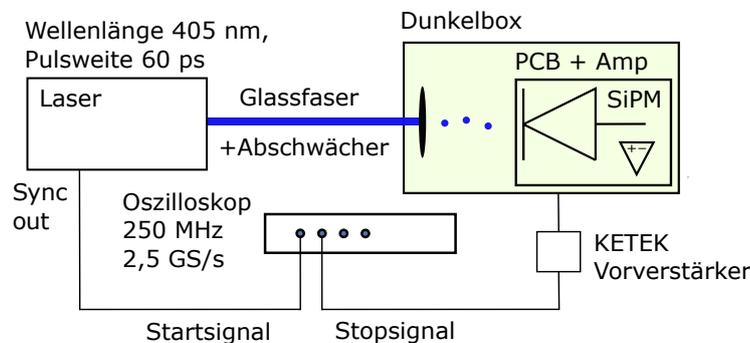
Zusätzlich wurde ein Labor-PC eingerichtet, auf dem die Entwicklungsumgebung Visual Studio Code (VSC) und die Programmiersprache Julia installiert sind. Dieser Aufbau ermöglicht es, das Oszilloskop und das Strommessgerät zu steuern sowie Mehrfachmessungen zu automatisieren.

Zur Realisierung lichtdichter Messbedingungen wurde eine Dunkelbox aus Holz aufgebaut. Ein Lichtwellenleiter überträgt das vom Laserkopf ausgehende Licht in diese Dunkelbox. Parallel dazu führen elektrische Kabel (Lemo) die Versorgungsspannung sowie die Signale der Detektoren in die Dunkelbox und leiten diese an die entsprechenden Kontakte. Eine schematische Darstellung der wichtigsten Komponenten des optischen Aufbaus in der Dunkelbox ist in Abbildung 3.2 zu finden.



**Abbildung 3.2.** Schematische Darstellung des optischen Systems innerhalb der Dunkelbox. Auf der linken Seite ist ein Ausleseboard (engl. *Printed Circuit Board*, PCB) mit einem darauf montierten SiPM positioniert. Die optischen Komponenten, die das Ausleseboard, den SiPM und den Lichtwellenleiter in den Strahlengang integrieren, stammen von der Firma Thorlabs.

Der optische Aufbau innerhalb der Dunkelbox besteht im Wesentlichen aus optischen Bauelementen der Firma Thorlabs. Dabei werden die Laserpulse über einen Lichtleiter in den Strahlengang des zu messenden SiPM ausgerichtet. Der SiPM wird auf ein Ausleseboard gesteckt, das es ermöglicht, eine Spannung an dem SiPM anzulegen und dessen Signale auszulesen. Bei dem Ausleseboard in Abbildung 3.2 handelt es sich dabei zunächst für die Charakterisierung konventioneller analoger SiPM um ein Evaluationskit (Evalkit) der Firma KETEK [72]. Um die geringen Signale für die Charakterisierung der SiPM messen zu können, wird außerhalb der Dunkelbox ein Vorverstärker von KETEK eingesetzt (siehe Abbildung 3.3). Dieser weist eine Verstärkung von 13 und eine Bandbreite von 1 GHz auf [72]. Abbildung 3.3 zeigt einen Messaufbau, der für die Standard-Charakterisierung der SiPM verwendet wird und mit den in diesem Kapitel vorgestellten Geräten aufgebaut worden ist. Dieser wird in dieser Arbeit als Standard-Messaufbau 0 bezeichnet.



**Abbildung 3.3.** Der verwendete Messaufbau für die Charakterisierung der SiPM wird in dieser Arbeit als “Messaufbau 0” bezeichnet.

### 3.1.2. Signalverarbeitung und Pulsdetektion

Das in dieser Arbeit präsentierte Pulsdetektionsverfahren basiert auf dem Anstiegsflanken-Diskriminator-Verfahren (engl. *Leading Edge Diskriminator*), bei dem ein Puls erkannt wird, sobald die Amplitude des Signals einen vorgegebenen Schwellenwert überschreitet. Der Zeitpunkt dieser Überschreitung wird als Auftretzeitpunkt betrachtet. Die in diesem Kapitel vorgestellten Filterfunktionen wurden nach dem Vorbild vorangegangener Arbeiten eingesetzt und vorgestellt [89, 107, 108]. Sie sollen in dieser Arbeit aber trotzdem noch einmal für ein besseres Verständnis der nachfolgenden Messungen erklärt werden. Bei einigen SiPM weisen die Pulse lang anhaltende Wiederbedeckungen auf, die als “Tails” bezeichnet werden. In solchen Fällen kann es vorkommen, dass ein nachfolgender

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

Puls innerhalb der Wiederbedeckung des vorherigen Pulses auftritt, was zu einer Stapelung der Pulse führt. Das Anstiegsflanken-Diskriminator-Verfahren kann in solchen Situationen nicht angewendet werden. Um diese Pulse genauer zu messen, wird die Filterfunktion MWD basierend auf dem in Stein et al. [108] beschriebenen Ansatz auf die aufgezeichneten Signalformen angewendet, um den langen Erholungsschwanz zu eliminieren. Dabei steht MWD für “Moving Window Difference” (dt. gleitender Fensterunterschied). Diese Filterfunktion berechnet die Differenz zwischen dem  $n$ -ten Signaturpunkt mit der Amplitude  $A_n$  und dem Punkt  $A_{n-k}$ . Die formale Definition dieses Filterprinzips ist in Gleichung 3.1 gegeben [108]:

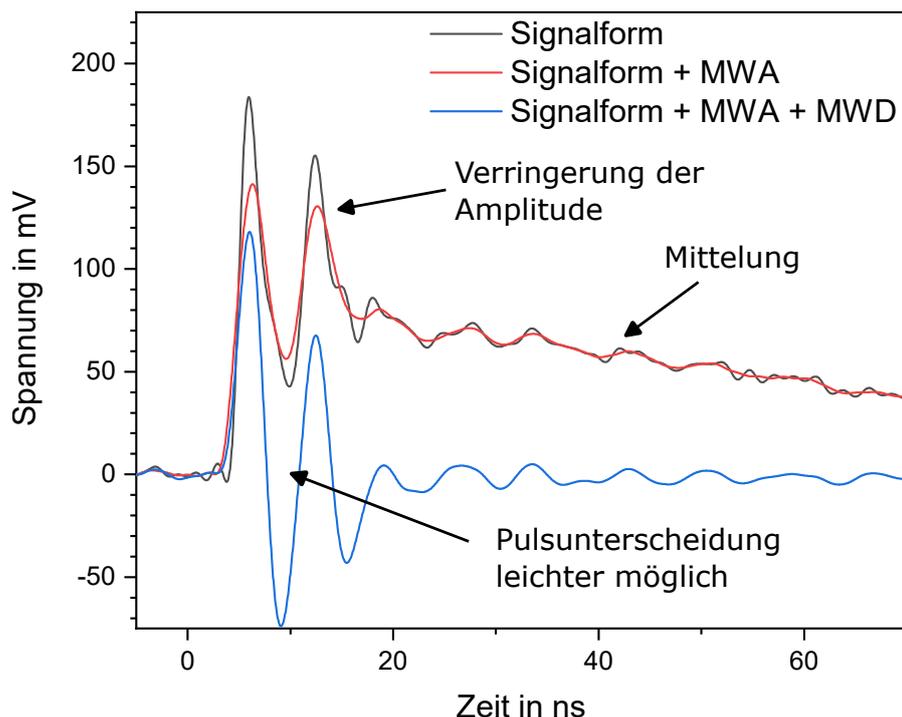
$$F_{MWD}^m(A_n) = A_n - A_{n-k} \quad (3.1)$$

Durch die Anwendung dieser Filterfunktion wird die Länge der gefilterten Signatur um  $k$  Abtastungen reduziert. Die Filterfunktion  $F_{MWD}$  wird nur bei SiPM mit einer langen Totzeit bzw. einem langen Nachpulsen angewendet. Der Parameter  $k$  wird für den jeweiligen Anwendungsfall individuell gewählt [108].

Um elektronisches Rauschen zu reduzieren, das nicht dem SiPM-Signal zugeordnet werden kann, wird die Filterfunktion MWA angewendet. MWA steht für “Moving Window Average” (dt. gleitender Fensterdurchschnitt). Dabei wird der Durchschnitt der Amplituden des  $n$ -ten und der  $(m-1)$  vorangehenden Datenpunkte gebildet [108]. Die formale Definition dieses Filterprinzips ist in Gleichung 3.2 gegeben:

$$F_{MWA}^m(A_n) = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} A_{n-i} \quad (3.2)$$

In Abbildung 3.4 wird ein repräsentativer Puls dargestellt, auf den zunächst ausschließlich der MWA-Filter und anschließend eine Kombination aus MWA- und MWD-Filtern angewendet wurde.



**Abbildung 3.4.** Demonstration der Anwendung von MWA- und MWD-Filtern und deren Auswirkungen auf das Puls-Signal

Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass der MWA-Filter das SiPM-Signal mittelt, was zur Verringerung des Rauschens beiträgt und somit zu einem klareren Signal führt. Die ergänzende Anwendung des MWD-Filters, wie in Abbildung 3.4 gezeigt, ermöglicht eine bessere Trennung aufeinanderfolgender Pulse mit dem Anstiegsflanken-Diskriminator-Verfahren. Es ist jedoch zu beachten, dass durch die Anwendung dieser Filterfunktionen auch eine Reduktion der Amplitude der SiPM-Pulse einhergeht, besonders wenn der MWA-Filter eingesetzt wird. Dieser Effekt ist in Abbildung 3.4 ebenfalls ersichtlich. Die Reduktion der Amplitude beeinträchtigt nicht die Analyse und Charakterisierung der SiPM-Parameter, die in diesem Kapitel beschrieben werden. Die Auswirkungen der Filterung variieren abhängig von den spezifischen Einstellungen der  $m$ - und  $k$ -Werte für die MWA- und MWD-Filter.

## 3.2. Überblick verwendeter SiPM

In dieser Dissertation wurden zur Vorstellung der Methodik und der typischen Eigenschaften von SiPM insgesamt 62 Detektoren, 18 verschiedener Modelle von vier verschie-

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

denen Herstellern - KETEK, OnSemi, Broadcom und HPK - vermessen. Um die Datenmenge zu reduzieren, werden in diesem Kapitel lediglich fünf SiPM näher betrachtet, die dem Stand der Technik entsprechen. Weitere Messungen werden im Anhang angefügt (siehe Anhang B.1, B.1 und B.1). Um die Messabweichungen zu ermitteln, wurden für jeden SiPM-Typ drei Proben vermessen. Bei jeder dieser Messungen wurden die Daten aus 10.000 Signalverläufen ausgewertet. Einzig bei der Bestimmung der Durchbruchspannung erfolgte die Auswertung anders. Hier wurden die Daten von mindestens drei SiPM herangezogen, diese vermessen und manuell ausgewertet.

**Tabelle 3.1.** Übersicht der konventionellen SiPM, die in dieser Arbeit charakterisiert werden [18, 88, 109] (\*Für PM3350 kein Datenblatt vorhanden)

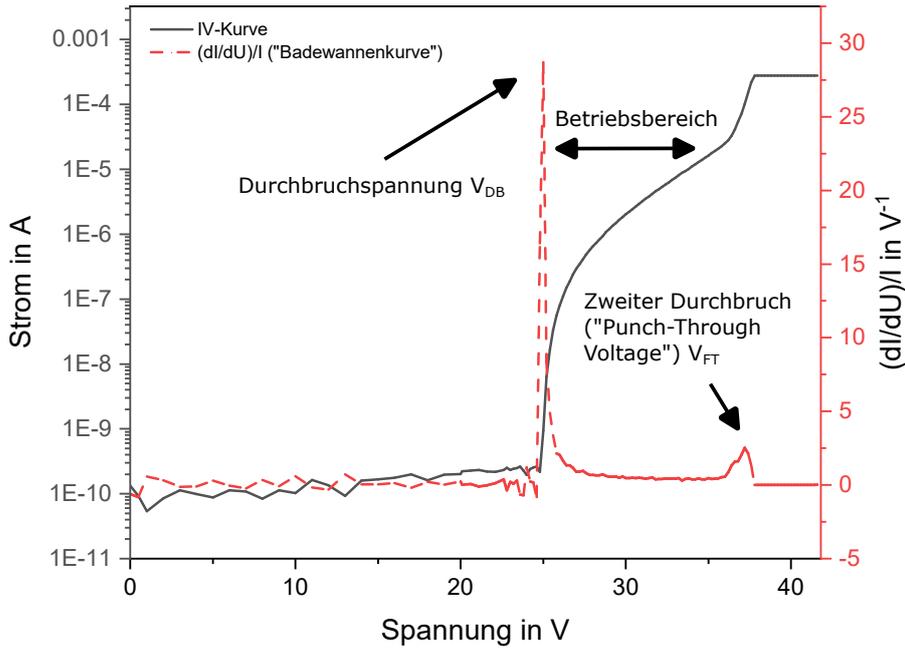
| SiPM          | Hersteller | Aktive Fläche in $\text{mm}^2$ | Mikrozellgröße in $\mu\text{m}$ |
|---------------|------------|--------------------------------|---------------------------------|
| PM3350*       | KETEK      | $3 \times 3$                   | 50                              |
| MICROFJ-30035 | OnSemi     | $3 \times 3$                   | 35                              |
| S4N44C013     | Broadcom   | $4 \times 4$                   | 30                              |
| S14160-1310PS | HPK        | $3 \times 3$                   | 10                              |
| S13360-3050VE | HPK        | $3 \times 3$                   | 50                              |

Tabelle 3.1 gibt einen Überblick der fünf unterschiedliche SiPM. Durch die Messung dieser SiPM lassen sich ihre charakteristischen Eigenschaften aufzeigen. Die SiPM variieren in ihrer aktiven Fläche, die in Quadratmillimetern angegeben wird, sowie in der Größe ihrer einzelnen Mikrozellen, die in Mikrometern gemessen werden. Sie weisen eine Fläche von  $3 \times 3 \text{ mm}^2$  auf, mit Ausnahme des S4N44C013 von Broadcom, dessen Fläche  $4 \times 4 \text{ mm}^2$  beträgt. Die Mikrozellgrößen variieren zwischen  $10 \mu\text{m}$ ,  $35 \mu\text{m}$  und  $50 \mu\text{m}$ . Um die SiPM der unterschiedlichen Hersteller kontaktieren und letztendlich vermessen zu können, wurden individuelle PCB für jeden einzelnen SiPM entworfen und die SiPM darauf gelötet [18, 88, 109].

### 3.3. Strom-Spannungs-Charakteristik

Aus der Strom-Spannungs-Kennlinie (engl. *Current-Voltage Characteristics*, IV-Kurve) eines SiPM kann das Verhalten im Sperrbereich beleuchtet werden. In diesem Abschnitt wird die Datenanalyse des SiPM PM3350 des Herstellers KETEK GmbH vorgestellt, wie in Abbildung 3.5 gezeigt.

Für niedrige Spannungen im Sperrbereich zeigt die IV-Kurve Dunkelströme, die aus



**Abbildung 3.5.** Die Hauptkurven unter völliger Dunkelheit ist in Schwarz dargestellt und die Ableitung  $\frac{dI}{dU} \times \frac{1}{I}$  in gestricheltem Rot.

Diffusions- und Oberflächenströmen resultieren. Ab einer Sperrspannung von ca. 25 V nimmt die Kennlinie aufgrund der intrinsischen Verstärkung des Bauelements stark zu. Etwa 3 V vor dem Durchbruch zeigt ein schwach beleuchteter SiPM einen leichten Anstieg in der Kennlinie, der den Beginn des linearen Verstärkungsmodus der Avalanche-Diode markiert. Bei einer Spannung von 38 V wird der Stromfluss durch den Strombegrenzer des Messgerätes begrenzt. Diese Spannung markiert gleichzeitig den Bereich des zweiten Durchbruchs  $V_{DB2}$  des SiPM, bei dem alle Mikrozellen kontinuierlich feuern und die Feldstärke nicht mehr unter die Durchbruchspannung fallen kann (“insufficient quenching”).

Um die Durchbruchspannung aus der IV-Kurve zu extrahieren, wird die numerische Ableitung berechnet [110]:

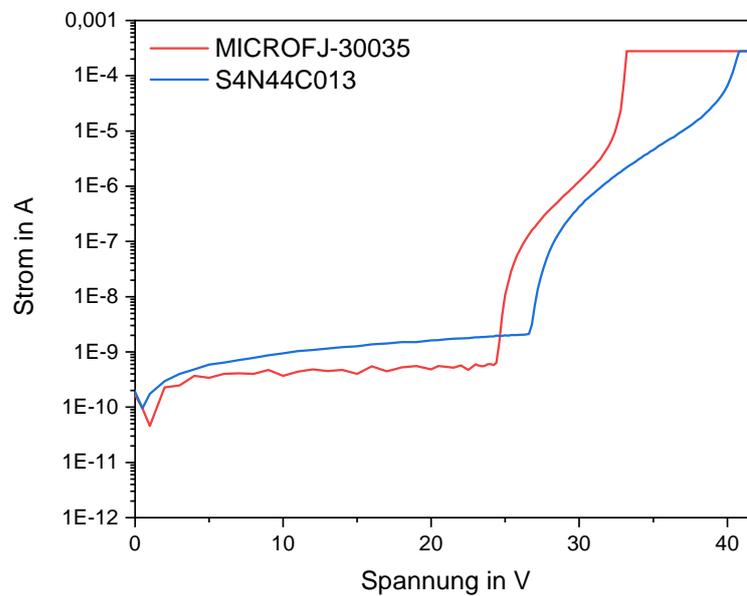
$$m_{dIdU} = \frac{dI}{dU} \times \frac{1}{I} \quad (3.3)$$

Das Maximum dieser Kurve stellt die Durchbruchspannung dar. Es ist jedoch zu beachten, dass diese Methode nur eine gute Annäherung liefert. Ein weiteres konventionelleres Verfahren zur Bestimmung der Durchbruchspannung beruht auf der Extrapolation der überspannungsabhängigen Vervielfachung  $G$  bei  $G = 0$ , wie im folgenden Abschnitt nä-

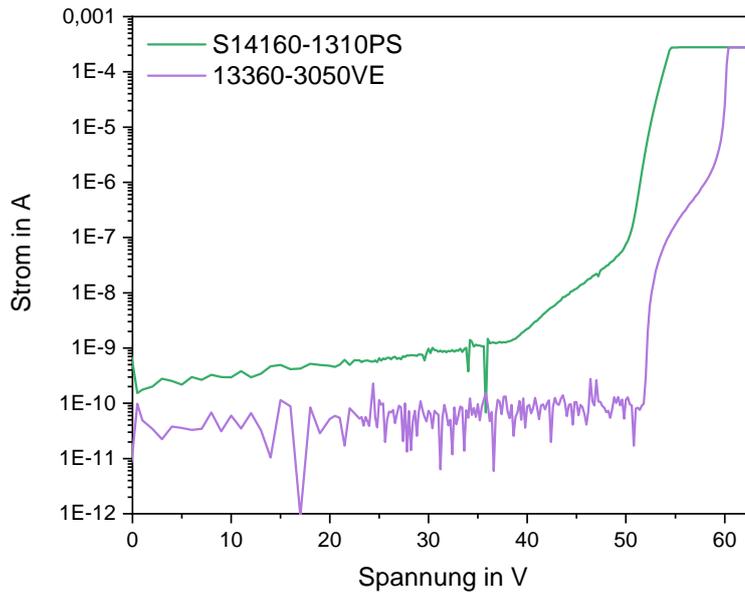
### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

her beschrieben wird.

In Abbildung 3.6 und 3.7 werden die IV-Kurven von SiPM der Hersteller OnSemi, Broadcom und Hamamatsu präsentiert. Es lassen sich deutliche Unterschiede in den Kennlinien dieser Sensoren erkennen. Der Leckstrom im Sperrbereich eines SiPM variiert zwischen 10 pA und 1 nA, was hauptsächlich auf die Qualität des Substrats und die Größe des SiPM-Arrays zurückzuführen ist. Eine geringere Qualität des Substrats führt zu einem höheren Dunkelstrom, und je größer das SiPM-Array, desto höher ist ebenfalls der Dunkelstrom. Des Weiteren zeigen sich Unterschiede in den Durchbruchspannungen, wobei die gemessenen Werte in Tabelle 3.2 aufgelistet sind. Die Durchbruchspannung wurde anhand der numerischen Ableitung  $m_{dIdU}$  bestimmt und mittels der Extrapolation des Gains überprüft.



**Abbildung 3.6.** Die IV-Kurven der SiPM MICROFJ-30035 und S4N44C013



**Abbildung 3.7.** Die IV-Kurven der SiPM S14160-1310PS und S13360-3050VE

**Tabelle 3.2.** Durchbruchspannungen konventioneller SiPM ermittelt mit  $m_{ATU}$

| SiPM          | $V_{DB}$ in V  |
|---------------|----------------|
| PM3350        | $25,0 \pm 0,1$ |
| MICROFJ-30035 | $24,8 \pm 0,1$ |
| S4N44C013     | $26,7 \pm 0,1$ |
| S14160-1310PS | $38,1 \pm 0,1$ |
| S13360-3050VE | $50,8 \pm 0,1$ |

Der Faktor, der die Unterschiede in den elektrischen Eigenschaften der gezeigten SiPM bedingt, liegt in der Dotierung ihrer pn-Übergänge. Bei schwacher Dotierung der SiPM-Wannen ist eine größere Raumladungszone zu beobachten. Diese Ausdehnung der Raumladungszone erhöht die erforderliche Spannung, um einen Durchbruch zu erzielen, was zu einer höheren Durchbruchspannung führt. Im Gegensatz dazu bewirkt eine starke Dotierung eine verkleinerte Raumladungszone, wodurch die Durchbruchspannung niedriger ausfällt. Darüber hinaus ist die Tiefe der Wannen ebenfalls ausschlaggebend. Tiefere Wannen erlauben eine größere Ausbreitung der Raumladungszone aufgrund des zusätz-

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

lichen verfügbaren Platzes, was wiederum zu einer höheren Durchbruchspannung führt. Neben Dotierung und Wannentiefe gibt es weitere Faktoren, die die Durchbruchspannung eines Halbleiterbauelements beeinflussen. Dazu zählen die Reinheit und kristalline Struktur des Halbleitermaterials sowie die Temperatur, bei der die Durchbruchspannung gemessen wird [89].

Die in Abbildung 3.7 ersichtlichen starken Schwankungen in den Strommessungen zeigen an, dass das verwendete Messinstrument seine Auflösungsgrenzen erreicht hat.

### 3.4. Verstärkung und Erholungszeit

Der Vervielfachungsfaktor (Gain,  $G$ ) eines Photoelektrons hängt von zwei entscheidenden Parametern des SiPM ab. Einerseits von der Kapazität  $C_{\text{Zelle}}$ , die sich aus der Kapazität der Diode  $C_d$  und der Kapazität des Quenchingwiderstands  $C_q$  einer einzelnen Mikrozelle zusammensetzt, und andererseits von der bereits erwähnten OV  $V_{\text{OV}}$ , wobei die OV als die Differenz zwischen der angelegten Spannung  $V$  und der Durchbruchspannung  $V_{\text{BD}}$  definiert wird [89, 111].

Die Vervielfachung  $G$  kann durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden [112]:

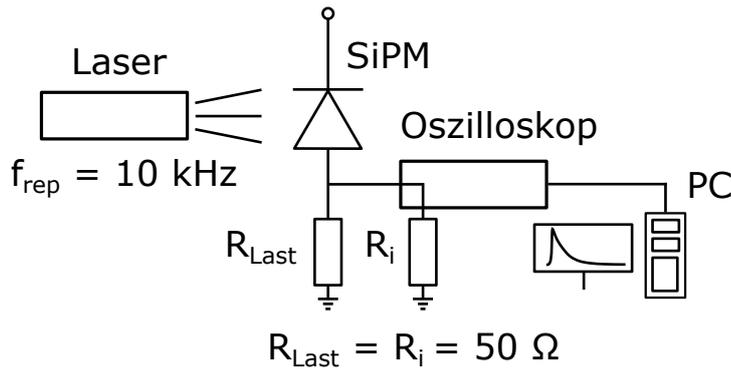
$$G = \frac{Q}{e} = \frac{C_{\text{Zelle}} \cdot V_{\text{OV}}}{e} \quad (3.4)$$

Wie in Gleichung 3.4 zu erkennen ist, steigt die Vervielfachung von Photoelektronen im SiPM linear mit der angelegten OV.

Zur Bestimmung des Gain kam der in Abbildung 3.8 dargestellte Versuchsaufbau zum Einsatz. Dabei wurden die im Kapitel 3.1 beschriebenen Geräte verwendet, welche nach dem Vorbild von Engelmann [113] aufgebaut wurden. Die Repetitionsrate  $f_{\text{Rep}}$  des Lasers wurde auf 10 kHz eingestellt. Der SiPM wurde ohne Vorverstärker mit Photonen gesättigt, sodass alle Mikrozellen aktiviert waren. Nachfolgend wurde das gesamte Ausgangssignal integriert. Um den Gain zu bestimmen, wurde die resultierende Ladung durch den Lastwiderstand  $R_{\text{Last}} = 50 \Omega$ , die Elementarladung und die Anzahl der Mikrozellen  $N_{\text{Zellen}}$  des SiPM dividiert. Diese Berechnung erfolgte gemäß Formel 3.6, die aus dem Zusammenhang in 3.5 und Gleichung 3.4 abgeleitet wurde [113]:

$$Q = \int I dt = \int \frac{V}{R} dt \quad (3.5)$$

$$G = \frac{\int V dt}{R_{\text{Last}} \cdot N_{\text{Zellen}} \cdot e} \quad (3.6)$$



**Abbildung 3.8.** Versuchsaufbau zur Messung des Gains mit einem Lastwiderstand  $R_{\text{Last}}$  von  $50 \Omega$

In Abbildung 3.9 wird durch die Auswertung der Gain-Messungen ersichtlich, dass der Gain bei allen SiPM, wie durch die Gleichung 3.4 prognostiziert, linear mit der angelegten OV ansteigt. Es kann beobachtet werden, dass der Gain für unterschiedliche SiPM variiert. Dabei lässt sich für SiPM eine Abhängigkeit zwischen der Größe der Mikrozellen und dem Gain feststellen. SiPM mit größeren Mikrozellen, etwa einer Dimension von  $50 \mu\text{m}$ , weisen einen höheren Gain auf. Dies ist auf die damit verbundene gesteigerte Mikrozellkapazität  $C_{\text{Zelle}}$  zurückzuführen. Die größeren Zellen haben einen großflächigeren pn-Übergang und somit eine größere Zellkapazität.

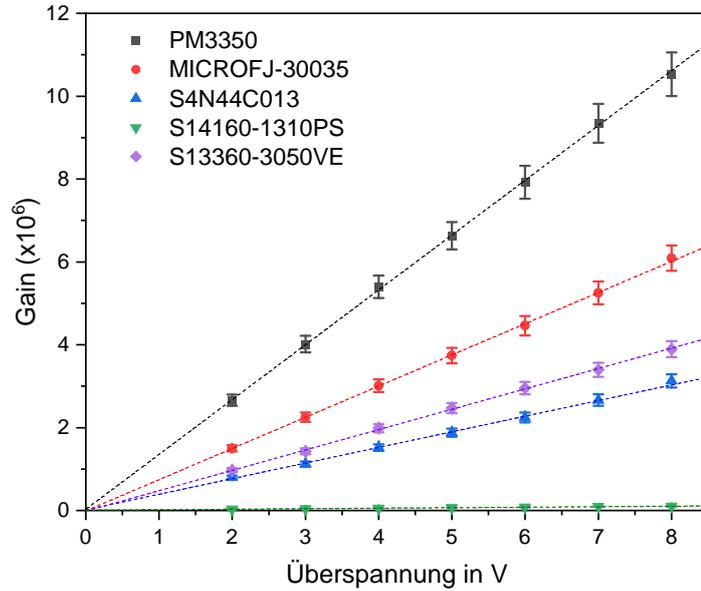
Zudem wird beobachtet, dass SiPM mit einer kleineren Anzahl an Mikrozellen einen höheren Gain besitzen. Beispielsweise zeichnet sich das SiPM-Modell PM3350 durch den höchsten Gain aus, was auf seine kleinere Anzahl an Mikrozellen und infolgedessen verringerte parasitäre Kapazitäten und seiner Mikrozellgröße von  $50 \mu\text{m}$  zurückgeführt werden kann. Im Gegensatz dazu besitzt das SiPM-Modell S14160-1310PS, das mit Mikrozellen von  $10 \mu\text{m}$  dimensioniert ist, einen geringen Gain. Eine feste Korrelation von Gain und Mikrozellgröße besteht allerdings nur dann, wenn eine feste Technologie definiert wird. Die festgestellten Abweichungen in den Gain-Messungen liegen bei ungefähr 5%.

Eine Abschätzung der Kapazität der Mikrozellen  $C_{\text{Zelle}}$  kann unter Verwendung des gemessenen Gains  $G$ , der angelegten OV  $V_{\text{OV}}$  und der Elementarladung  $e$  berechnet werden. Die Kapazität wird mit der umgestellten Formel 3.4 berechnet:

$$C_{\text{Zelle}} = \frac{G \cdot e}{V_{\text{OV}}} \quad (3.7)$$

Der Fehler der Kapazität  $\Delta C_{\text{Zelle}}$  berücksichtigt die Unsicherheiten im Gain  $\Delta G$ . Die

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau



**Abbildung 3.9.** Diagramm der Gain-Messung mit linearem Fit zum Nullpunkt

Bestimmung erfolgt durch die Fehlerfortpflanzung, die durch die partielle Ableitung von  $C_{Zelle}$  nach  $G$  gebildet wird, wie folgt:

$$\Delta C_{Zelle} = \left| \frac{\partial C_{Zelle}}{\partial G} \right| \Delta G = \left| \frac{e}{V_{OV}} \right| \Delta G \quad (3.8)$$

Mit den Werten für  $G$  und  $\Delta G$  für jeden SiPM kann der Fehler  $\Delta C_{Zelle}$  berechnet werden, was eine zuverlässige Schätzung der Kapazität für die jeweiligen Detektoren ermöglicht. Die berechneten Ergebnisse der in diesem Kapitel gemessenen SiPM-Zellen befinden sich in Tabelle 3.3.

**Tabelle 3.3.** Kapazität  $C_{Zelle}$  bei einer OV von 2V. Die Abweichungen liegen bei 5%.

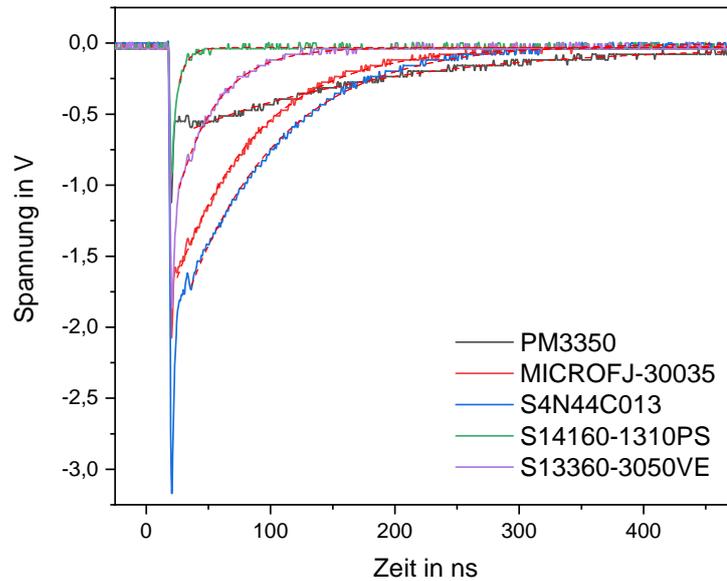
| SiPM          | $C_{Zelle}$ in fF |
|---------------|-------------------|
| PM3350        | $90 \pm 5$        |
| MICROFJ-30035 | $120 \pm 6$       |
| S4N44C013     | $64 \pm 4$        |
| S14160-1310PS | $2,5 \pm 0,1$     |
| S13360-3050VE | $78 \pm 4$        |

Die präsentierten Daten zeigen deutliche Unterschiede in der Kapazität  $C_{Zelle}$  zwischen den verschiedenen SiPM-Typen. Dabei zeigt der MICROFJ-30035 mit einer Kapazität von  $(120 \pm 6)$  fF die höchste Kapazität unter den getesteten SiPM. Die unterschiedlichen Kapazitäten können auf ähnliche Gründe wie des Gains zurückgeführt werden. Dabei ist zu beobachten, dass SiPM mit größeren Mikrozellen dementsprechend eine höhere Zellkapazität  $C_{Zelle}$  besitzen. Darüber hinaus spielt die Dotierung und der damit verbundene Übergangsbereich im pn-Übergang eine wichtige Rolle. Mikrozellen mit einer höheren Dotierung am pn-Übergang weisen eine höhere Diodenkapazität auf. Eine höhere Dotierung führt zu einer geringeren vertikalen Ausdehnung der Raumladungszone, da die stärkere Dotierung die Breite dieser Zone reduziert. Dies resultiert in einer höheren Kapazität  $C_{Zelle}$  der Zelle.

Bei gleichzeitiger Berücksichtigung, dass eine niedrigere Dotierung zu einer höheren Durchbruchspannung  $V_{DB}$  führt, lässt sich umkehren, dass dies auch eine niedrigere Zellkapazität  $C_{Zelle}$  des SiPM zur Folge haben muss. Aus diesen Zusammenhängen lässt sich erklären, warum der S13360-3050VE SiPM trotz seiner Mikrozellgröße von  $50 \mu\text{m}$  aufgrund seiner vermutlich niedrigeren Dotierung und der damit verbundenen breiteren Raumladungszone nur eine geringe Mikrozellkapazität  $C_{Zelle}$  von  $(78 \pm 4)$  fF aufweist und eine hohe Durchbruchspannung  $V_{DB}$  von  $(50,8 \pm 0,1)$  V besitzt.

Die Erholungszeit oder Totzeit des SiPM kann ebenfalls aus den gemessenen Gain-Signalen abgeleitet werden. Diese Zeit bezeichnet das Intervall, welches der SiPM benötigt, um nach einem Auslöseereignis zurück in den Ausgangszustand zu gelangen, wie im Kapitel 2.2.3 durch die Gleichungen 2.2, 2.3 und 2.4 dargelegt wurde. Der dominierende Beitrag zur Totzeit stammt von der langsamen Komponente  $\tau_l$  2.4 des SiPM-Signals. In Abbildung 3.10 sind die Exponentialfits für verschiedene SiPM dargestellt. Für das Ausgangssignal, welches gefittet worden ist, wurde ein Lastwiderstand  $R_{Last}$  von  $50 \Omega$  verwendet. Die abgeleiteten Totzeiten  $\tau$  sind in Tabelle 3.4 aufgelistet. Beispielsweise weist das SiPM-Modell PM3350 eine Abfallkonstante von  $(163,4 \pm 8,2)$  ns auf, während das Modell S14160-1310PS eine vergleichsweise kurze Abfallkonstante von  $(7,2 \pm 0,4)$  ns besitzt. Diese Totzeiten werden durch die Größe der Mikrozellen und den Wert des Quenchingwiderstands bestimmt. Größere Werte für beide Parameter führen zu einem höheren RC-Produkt, was wiederum eine Verlängerung der RC-Zeit zur Folge hat.

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau



**Abbildung 3.10.** Bestimmte Erholungszeit der gemessenen SiPM, in gestricheltem Rot ist ein exponentiell abfallender Fit dargestellt

**Tabelle 3.4.** Erholungszeit  $\tau$  bei einer OV von 5 V, die Abweichungen liegen bei 5%

| SiPM          | $\tau$ in ns    |
|---------------|-----------------|
| PM3350        | $163,4 \pm 8,2$ |
| MICROFJ-30035 | $65,4 \pm 3,2$  |
| S4N44C013     | $76,8 \pm 3,8$  |
| S14160-1310PS | $7,2 \pm 0,4$   |
| S13360-3050VE | $32,2 \pm 1,6$  |

### 3.5. Dunkelzählrate

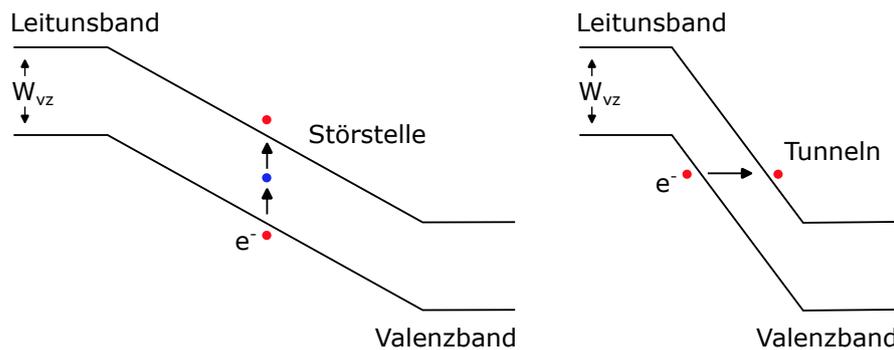
Ein Lawinendurchbruch in einer Mikrozelle kann durch verschiedene Mechanismen ausgelöst werden. Einerseits kann er durch einfallende Photonen hervorgerufen werden, sofern diese über ausreichend Energie verfügen, um Elektron-Loch-Paare in der Mikrozelle zu erzeugen. Andererseits können unerwünschte Lawinendurchbrüche auftreten, die als die DCR quantifiziert werden. Diese Lawinendurchbrüche werden primär durch die

Präsenz von freien Ladungsträgern im Bereich hoher elektrischer Feldstärken initiiert. Solche Ladungsträger können durch verschiedene Mechanismen erzeugt werden, wie zum Beispiel durch thermische Effekte oder durch feldunterstützte Generation [114, 115].

Bei der thermischen Generation entstehen freie Ladungsträger aufgrund von thermischen Anregungen im Halbleitermaterial. Sie können ohne das Vorhandensein von einfallenden Photonen einen Lawinendurchbruch in einer Mikrozele erzeugen.

Die feldinduzierte Ladungsträgererzeugung, auch als Stoß-Ionisation bezeichnet, tritt auf, sobald das elektrische Feld in der Mikrozele eine kritische Intensität erreicht. Dieses Feld begünstigt den Lawinendurchbruch durch die Fähigkeit, die Schwellenenergie zur Generierung von Elektron-Loch-Paaren im Halbleiter zu überwinden. Diese verstärkte Produktion freier Ladungsträger unter solch starken elektrischen Feldbedingungen kann das Erkennen echter Signale von Rauschsignalen in Strukturen wie SiPM erschweren. In Parallelität zu diesem Phänomen steht das Band-zu-Band-Tunneln, welches unter starken elektrischen Feldstärken auftritt. In diesem Szenario wird das elektrische Feld so intensiv, dass Elektronen aus dem Valenzband in der Lage sind, durch die verbotene Zone - auch als Bandlücke bekannt - direkt ins Leitungsband zu "tunneln". Diese Bandlücke repräsentiert das Energieintervall zwischen dem höchst besetzten Zustand des Valenzbands und dem niedrigst besetzten Zustand des Leitungsbandes, in dem Elektronen aufgrund des Fehlens zulässiger Energieniveaus nicht verweilen können [116].

Abbildung 3.11 veranschaulicht diese Mechanismen schematisch. Sie zeigt, wie ein Elektron durch thermische Anregung und Störstellen ins Leitungsband gelangen kann (Abbildung 3.11 links). Darüber hinaus wird illustriert, wie durch starke elektrische Felder die Breite der verbotenen Zone  $W_{vz}$  reduziert wird und somit die Wahrscheinlichkeit des Tunnelns erhöht wird (Abbildung 3.11 rechts) [117]:



**Abbildung 3.11.** Schematisches Banddiagramm zur Veranschaulichung der Mechanismen

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

Um die DCR eines SiPM zu ermitteln, erfolgt zunächst die Messung der zeitlichen Abstände zwischen einem initialen Dunkelpuls und den nachfolgenden Ereignissen. Die Schwelle wird dabei auf eine Signalstärke von 0,5 p.e. eingestellt. Die Dauer des erfassten Signals ist so dimensioniert, dass innerhalb des betrachteten Zeitfensters bei einer Stichprobe von 10 000 Signalverläufen garantiert mindestens ein Folgepuls auf einen primären Impuls aufgezeichnet wird. Die im zeitlichen Abstand  $\Delta t$  zum initialen Puls registrierten Pulse bestehen sowohl aus Ereignissen, die der DCR zuzuschreiben sind, als auch aus solchen, die auf korreliertes Dunkelrauschen (engl. *Correlated Delayed Noise*, CDN) zurückgehen.

Zur Unterscheidung der DCR-Pulse von den Pulsen des CDN wird anschließend eine Auswertung mittels einer kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilungsfunktion (engl. *Complementary Cumulative Distribution Function*, CCDF) angewendet. Die Auswertung der DCR erfolgte nach dem Ansatz von Vinogradov et al. [118].

Zunächst ist festzuhalten, dass die kumulative Verteilungsfunktion (engl. *cumulative distribution function*, CDF) die Wahrscheinlichkeit angibt, mit der ein positives Ereignis zu einem Zeitpunkt kleiner oder gleich  $t$  stattfindet. Diese Wahrscheinlichkeit wird oft mit  $P(t)$  dargestellt. Im Gegensatz dazu definiert CCDF die Wahrscheinlichkeit, dass bis zum Zeitpunkt oder kleiner  $t$  kein positives Ereignis eintritt. Diese Wahrscheinlichkeit wird dementsprechend mit  $P^*(t)$  gekennzeichnet. Für den Zusammenhang von *CCDF* und *CDF* gilt [118]:

$$CCDF = 1 - CDF \quad (3.9)$$

Die gesamte *CCDF* ergibt sich aus einer Überlagerung von Pulsen, die einerseits aus dem DCR resultieren und andererseits durch das CDN verursacht werden. Dementsprechend ergibt sich folgende Beziehung für die gesamte *CCDF* [118]:

$$CCDF = CCDF_{Corr} \cdot CCDF_{DCR} \quad (3.10)$$

Für die  $CCDF_{DCR}$  lässt sich die Wahrscheinlichkeit  $P_{DCR}^*(\Delta t)$ , dass im Zeitintervall  $\Delta t$  nach einem initialen Dunkelpuls kein weiterer Dunkelpuls folgt, wie folgt ausdrücken [118]:

$$P_{DCR}^*(\Delta t) = e^{-DCR \cdot \Delta t} \quad (3.11)$$

Demnach lässt sich die *CCDF* durch die Wahrscheinlichkeit  $P_{total}^*(\Delta t)$  ausdrücken, die angibt, dass innerhalb des Zeitintervalls  $\Delta t$  nach einem initialen Dunkelpuls keine wei-

teren Dunkel- oder korrelierten Pulse auftreten. Diese Wahrscheinlichkeit resultiert aus dem Produkt der unabhängigen Wahrscheinlichkeiten für das Ausbleiben weiterer Dunkelpulse,  $P_{\text{DCR}}^*(\Delta t)$ , und für das Ausbleiben korrelierter Pulse,  $P_{\text{corr}}^*(\Delta t)$  [118]:

$$P_{\text{total}}^*(\Delta t) = e^{-DCR \cdot \Delta t} \cdot P_{\text{corr}}^*(\Delta t) \quad (3.12)$$

Aus diesen Beziehungen lässt sich die Wahrscheinlichkeit für korrelierte Pulse  $P_{\text{corr}}^*$  und damit für die  $CCDF_{\text{Corr}}$  ermitteln.

$$P_{\text{corr}}^*(\Delta t) = 1 - P_{\text{total}}^*(\Delta t) = 1 - \left( e^{-DCR \cdot \Delta t} \cdot P_{\text{corr}}^*(\Delta t) \right) \quad (3.13)$$

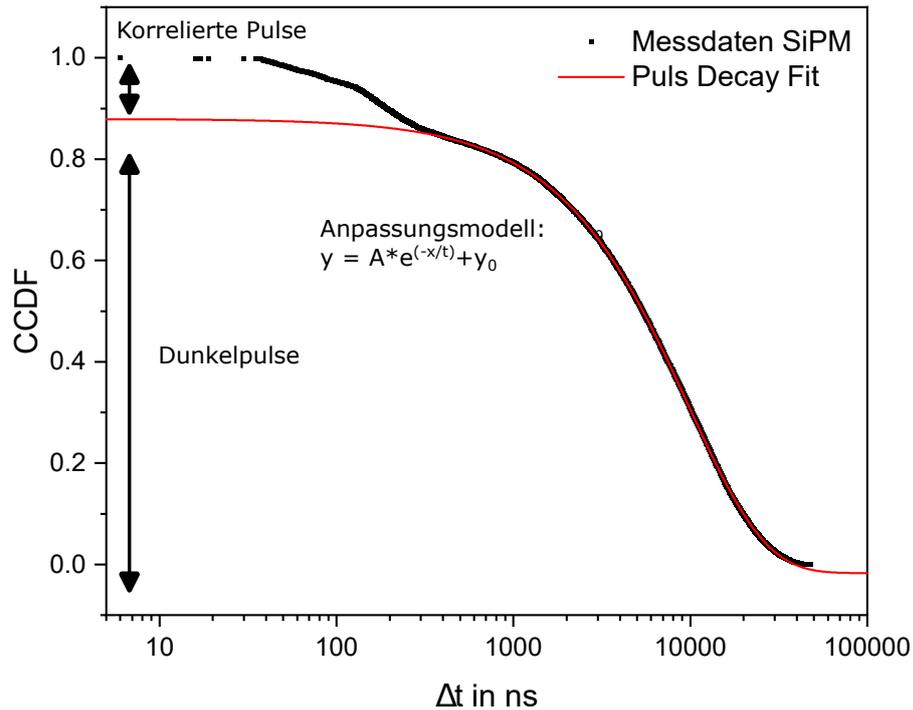
Um eine CCDF erstellen zu können, erfolgt eine Anordnung sämtlicher  $\Delta t$  Zeitspannen in absteigender Reihenfolge. Anschließend wird die Wahrscheinlichkeit  $P_{\text{total}}^*(\Delta t)$  jedem  $\Delta t$  zugeordnet und grafisch in einem Diagramm visualisiert. Die zugeordnete Wahrscheinlichkeit  $P_{\text{total}}^*(\Delta t)$  stellt die gesamte CCDF dar [118].

Abbildung 3.12 illustriert die nummerierte CCDF-Funktion, welche die Ergebnisse dieser Methodik veranschaulicht. Aus ihr wird ersichtlich, wie sich mithilfe der CCDF korrelierten Pulse im Vergleich zu den Dunkelereignissen unterscheiden lassen. In den ersten 300 ns machen korrelierte Pulse den überwiegenden Anteil der Ereignisse aus, während für Zeiten größer als 300 ns Dunkelpulse dominieren. Darüber hinaus lässt sich der relative Anteil der Pulse bestimmen, die jeweils aus dem DCR oder CDN resultieren, im Verhältnis zur Gesamtzahl der detektierten Pulse. Im dargestellten Beispiel machen korrelierte Pulse etwa 12 % und Dunkelpulse etwa 88 % der Ereignisse aus [118].

Nach der Datenerfassung ermöglicht die Analyse der größeren Zeitintervalle  $\Delta t$ , den exponentiellen Abfall, der durch das DCR dominiert wird, quantitativ zu erfassen. Zur Bestimmung dieses Abfalls wird die  $CCDF_{\text{DCR}}$  mit dem in Abbildung 3.12 gezeigten Anpassungsmodell gefittet, wobei in diesem Zusammenhang aus Formel 3.11 gilt und damit der Exponent durch  $DCR * \Delta t$  beschrieben wird. Mit diesem Verfahren kann die DCR bestimmt werden [118, 119].

Gleichzeitig kann anhand der CCDF-Funktion bestimmt werden, wie Häufigkeit das Auftreten von Dunkelpulsen in verschiedenen Zeitintervallen ist. Invers dazu kann auch die Wahrscheinlichkeit  $P_{\text{corr}}^*$  des Auftretens für korrelierte Ereignisse abgeleitet werden. Dementsprechend wurden für die Bestimmung des CDN die Zeitfenster für die Erfassung der korrelierten Pulse gewählt, welches in dem gezeigten Beispiel eine Länge von etwa 300 ns beträgt. Gleichzeitig ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Dunkelpulsen für die in dieser Arbeit verwendeten SiPM im selben Zeitfenster wie die korrelierten

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

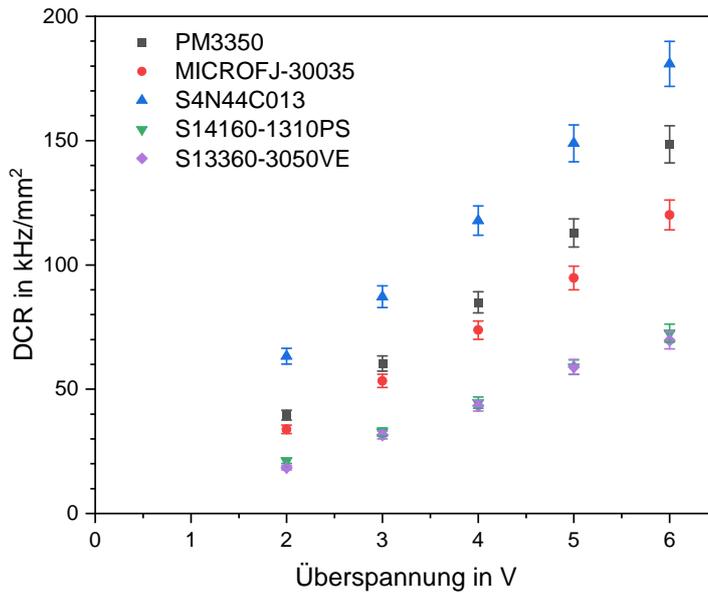


**Abbildung 3.12.** Beispielhafte CCDF-Funktion eines SiPM, es wird ersichtlich, welcher Anteil der Dunkelpulse sich jeweils auf DCR und CDN zurückführen lassen

Pulse auftreten, so gering, dass diese in der Auswertung vernachlässigt werden können [118, 119].

In Abbildung 3.13 sind die DCR-Messungen von kommerziellen SiPM der Hersteller KE-TEK, OnSemi, Broadcom und Hamamatsu visualisiert. Wie zu erkennen ist, steigt die DCR nahezu linear mit der OV. Der SiPM von HPK zeigt bei einer OV von 5 V die niedrigste DCR mit  $(59 \pm 3) \frac{\text{kHz}}{\text{mm}^2}$ . Im Kontrast dazu besitzt der S4N44C013 von Broadcom einen Wert von etwa  $(149 \pm 7) \frac{\text{kHz}}{\text{mm}^2}$ , was mehr als das Zweifache des HPK-Modells darstellt.

Die Variation der DCR lässt sich durch eine Reihe von Faktoren erklären, zu denen unter anderem die Fertigungsprozesse, die Reinheit des verwendeten Halbleitermaterials und das Implantationsprofil der Mikrozellen zählen. Einige dieser Einflussgrößen wirken sich linear auf die DCR aus, während andere in einer funktionalen Beziehung zur OV stehen. Dies erschwert die präzise Bestimmung der einzelnen Ursachen. Grundsätzlich zielen die Maßnahmen darauf ab, durch eine optimierte Konzentration der Schichten die Defektdichte in der aktiven Region zu minimieren, um so die DCR zu reduzieren [120].



**Abbildung 3.13.** Die DCR pro  $\text{mm}^2$  in Abhängigkeit der OV unterschiedlicher SiPM der Hersteller KE-TEK, onSemi, Broadcom und Hamamatsu

Der aufgenommene OV-Bereich betrug bei allen SiPM 1 V bis 6 V, um einen Vergleich zu gewährleisten. Bei höheren OV kann die Funktionsweise der SiPM durch unzureichende Löschung der Pulse und andere Hochfeld-Effekte beeinträchtigt werden [121]. Infolgedessen kann die DCR stark ansteigen, bis zu einem Punkt, an dem eine zuverlässige Auswertung der DCR und anderer charakteristischer Werte nicht mehr möglich ist.

Die beobachtete Abweichung von etwa 5 % entspricht der in früheren Arbeiten von Engelmann [71] beobachteten Toleranz und legt nahe, dass trotz der unterschiedlichen Herstellungstechniken und -standards der verschiedenen Hersteller, die Qualität und Konsistenz über die verschiedenen SiPM hinweg vergleichbar ist.

### 3.6. Optisches Übersprechen

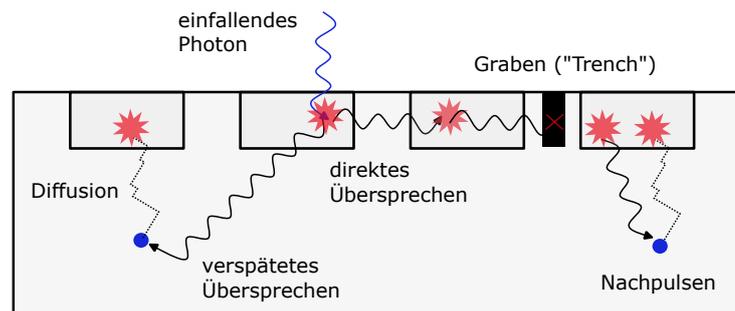
In Abbildung 3.14 werden verschiedene Mechanismen dargestellt, die zu unerwünschten korrelierten Pulsen beitragen können. Einer der Mechanismen ist das optische Übersprechen. Bei diesem Phänomen führt ein auf eine Mikrozele treffendes Photon zu einer Lawinenreaktion, die Sekundärphotonen freisetzt. Das Übersprechen kann dabei auf zwei unterschiedliche Weisen stattfinden. Beim direkten Übersprechen (engl. *Crosstalk*, CT),

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

was klassisch unter optischem Übersprechen verstanden wird, dringt ein Sekundärphoton unmittelbar in eine benachbarte Mikrozelle ein. Beim indirekten oder verspäteten Übersprechen (engl. *Delayed Crosstalk*, D-CT) hingegen setzt ein Sekundärelektron einen Minoritätsladungsträger frei, der dann in die Nachbarzelle diffundiert. In beiden Szenarien haben die Sekundärphotonen und Minoritätsladungsträger das Potenzial, in angrenzende Mikrozellen zu gelangen und dort unerwünschte Signale zu erzeugen.

Um das CT zu messen, wird aus einem Spektrum, das unter völliger Dunkelheit aufgenommen wurde, ein Histogramm erstellt. Dies geschieht durch Triggern auf die 0,5 p.e.-Schwelle des Signals und das Sammeln der resultierenden Amplituden. Ein schematisches Spektrum ist in Abbildung 3.14 dargestellt. Hierin sind einerseits die 1 p.e. Dunkelpulse erkennbar, sowie der Anteil der Dunkelpulse, die durch das CT eine Population von einem Vielfachen der 1 p.e.-Amplitude aufweisen. Zur Ermittlung der Auftretenswahrscheinlichkeit  $PX$  für das optische Übersprechen werden die Populationen, die größer als 1,5 p.e. sind, durch die Gesamtanzahl der untersuchten Signalformen normalisiert [122]:

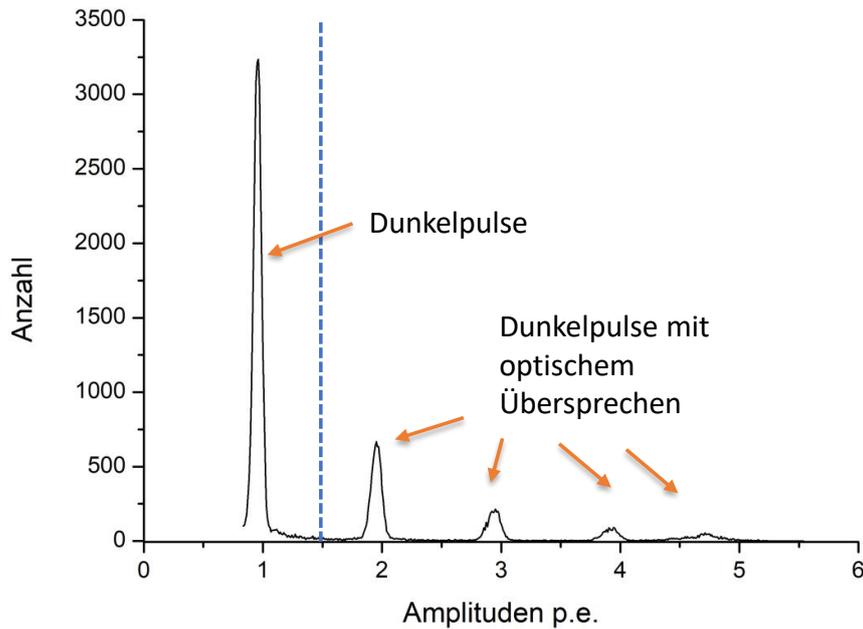
$$PX = \frac{\int_{1,5}^{\infty} pe(A), dx}{\int_{0,5}^{\infty} pe(A), dx} \quad (3.14)$$



**Abbildung 3.14.** Formen des optischen Übersprechens und Nachpulsen

Typische CT-Werte kommerzieller SiPM werden in Abhängigkeit von der OV in Abbildung 3.16 dargestellt. Bei einer OV von 5 V weist der PM3350 von KETEK, der MicroFJ-30035 von OnSemi, der S4N44C013 von Broadcom und der S13360-1310PS von HPK CT zwischen  $(9,5 \pm 0,4) \%$  und  $(31,5 \pm 1,3) \%$  auf. Dabei zeigt der SiPM S13360-3050VE von HPK das geringste CT. Ein besonderer Fall ist der SiPM S14160-1310PS von HPK, der nahezu kein CT aufweist ( $< 1 \%$ ). Die relativen Unsicherheiten betragen 3 %.

Um das CT in SiPM zu minimieren, werden während des Herstellungsprozesses verschiedene Techniken angewendet. Die wichtigste dieser Techniken ist die Implementierung von Grabenstrukturen (engl. *Trenches*, siehe Abbildung 3.14), die mit Materialien

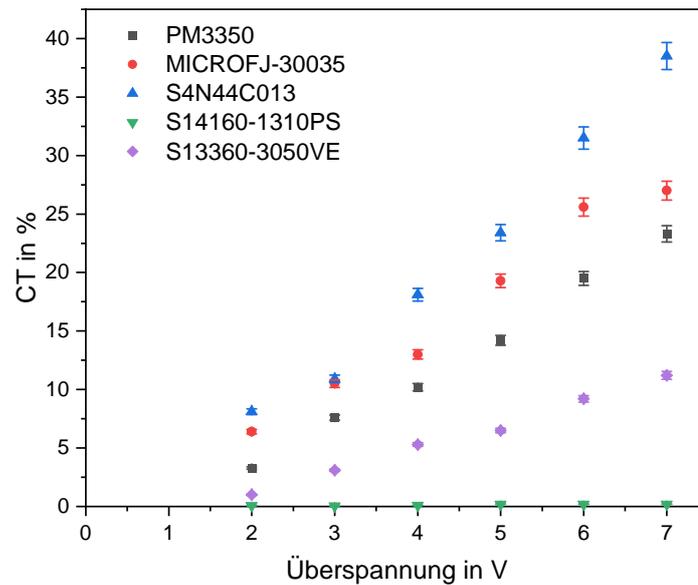


**Abbildung 3.15.** Direktes optisches Übersprechen

gefüllt werden. Sie reduzieren das CT, indem sie zwischen den einzelnen Mikrozellen positioniert werden und so die laterale Lichtausbreitung einschränken [123]. Indem sie den optischen Pfad des Lichts beeinträchtigen, hindern sie dieses daran, benachbarte Mikrozele zu erreichen. Dies führt folglich zu einer Verringerung des CT. Die Höhe des CT kommerzieller SiPM wird vorrangig durch die jeweiligen Grabenstrukturen bestimmt [124, 125].

Darüber hinaus tragen Substratisolationen wesentlich zur Reduzierung des CT bei. Diese Isolationen werden durch die Bildung von Ringen aus dotiertem Silizium um die Mikrozele im SiPM-Array realisiert, wie in [126] beschrieben.

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau



**Abbildung 3.16.** CT unterschiedlicher SiPM in Abhängigkeit ihrer OV

Zusätzlich zu den genannten Techniken kann das CT weiter reduziert werden durch: Begrenzung der Avalanche-Ladung pro Puls, Einsatz von Absorptionsmaterialien zwischen den Pixeln – wie zum Beispiel stark dotierte Isolationsdiffusionen – sowie durch die Erweiterung des Abstands zwischen den Pixeln.

In Abbildung 3.17 und 3.18 wird die CT der SiPM in Abhängigkeit vom Gain dargestellt. Diese Grafiken bieten einen Einblick in die Effektivität der Technologie und des Designs des SiPM. Der PM3350 zeigt eine CT-Rate von weniger als 5 % bei etwa  $3 \times 10^6$  Elektronen. Im Vergleich dazu verzeichnet der S4N44CO13 eine deutlich höhere CT-Rate, die bei einer ähnlichen Anzahl an Elektronen bei knapp 5 % liegt. Der S14160-1310PS SiPM von HPK wird aufgrund seiner kleinen CT von unter 1 % in Abbildung 3.18 gesondert dargestellt.

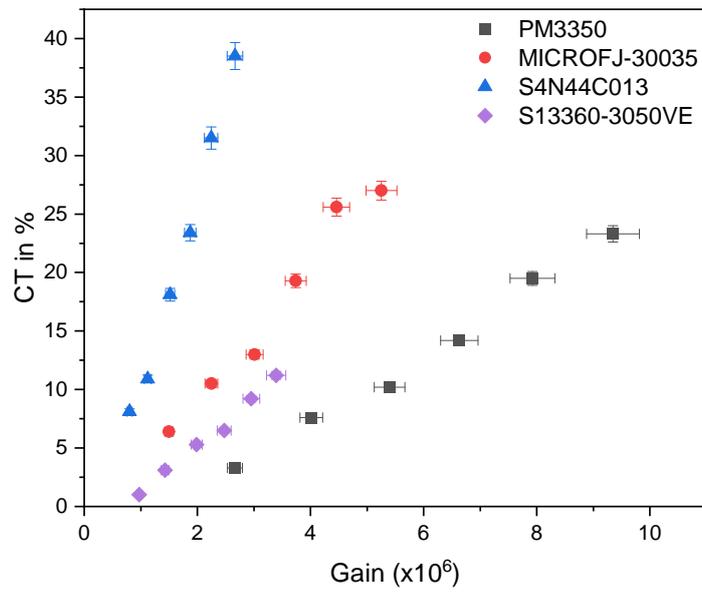


Abbildung 3.17. CT vs. Gain der SiPM PM3350, MICROFJ-30035, S4N44C013 und S13360-3050V

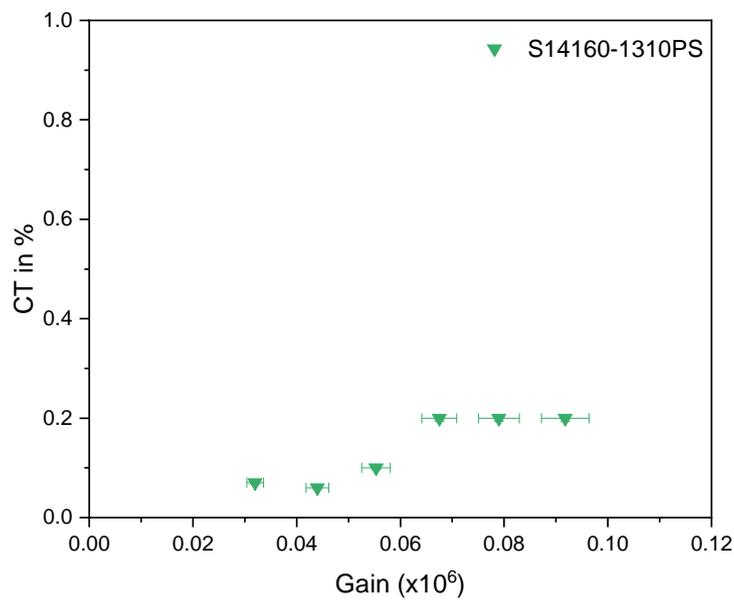
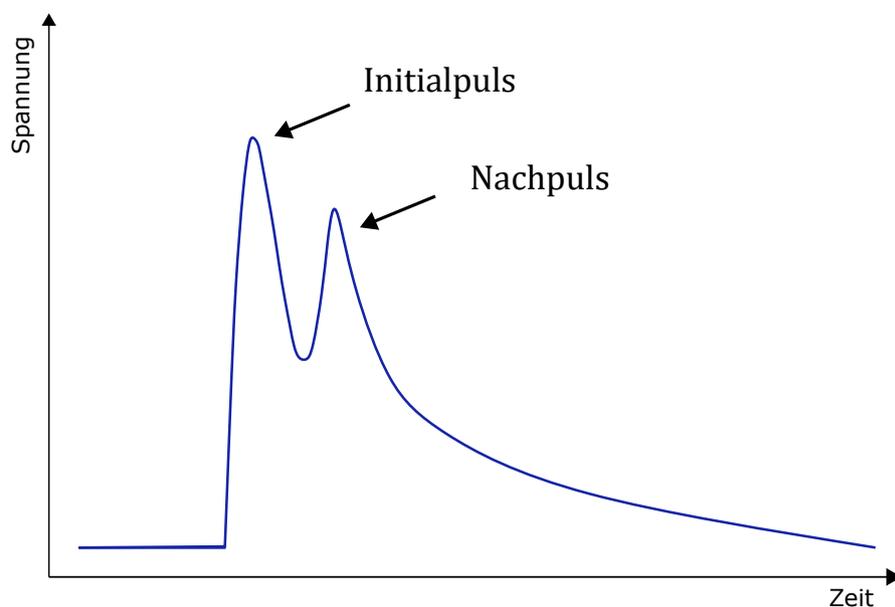


Abbildung 3.18. CT vs. Gain des SiPM S14160-1310PS

### 3.7. Korrelierte Dunkelpulse

In Mikrozellen besteht die Möglichkeit, dass während des Lawinenstromflusses Defekte im aktiven Volumen Ladungen einfangen können. Das spätere Freisetzen dieser eingefangenen Ladungen kann eine sekundäre Lawine auslösen. Dieser Effekt ist schematisch in Abbildung 3.14 (rechts) dargestellt. Im Unterschied zum D-CT verbleiben die Minoritätsladungsträger in der Zelle, in der sie generiert wurden, und breiten sich nicht auf benachbarte Zellen aus. Während der Wiederaufladephase kann ihre Diffusion in die Ursprungszelle eine weitere Lawinenreaktion hervorrufen. Dieser Vorgang wird als Nachpulsen bezeichnet. Abbildung 3.19 veranschaulicht das Nachpulsen, das durch die Elektronenlawine eines Initialpulses ausgelöst wird. Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten dieses Effekts wird durch die Nachpulsen-Wahrscheinlichkeit, (engl. *Afterpulsing Probability*, APP) quantifiziert [89].



**Abbildung 3.19.** Die Abbildung zeigt die Generierung eines Nachpulses: Eine durch den Initialpuls ausgelöste Elektronenlawine führt während der Wiederaufladephase zur erneuten Aktivierung der Zelle

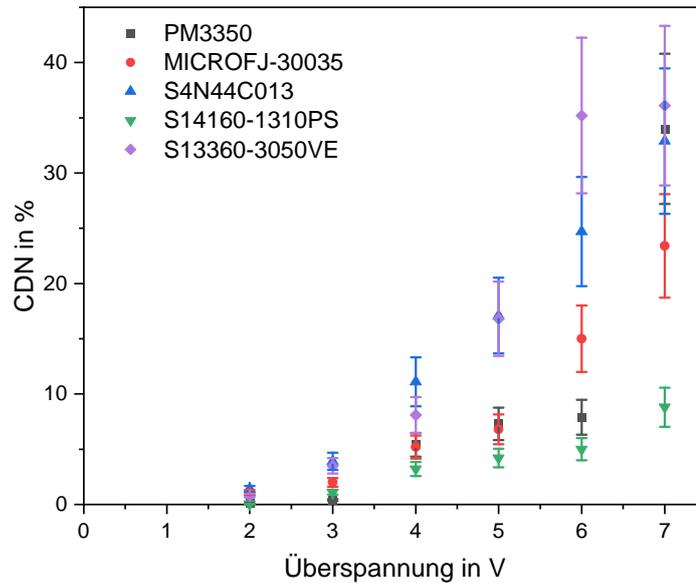
Um die APP zu minimieren, ist es wichtig, die Mikrozelle schnell zu deaktivieren und für eine definierte Zeitperiode unterhalb des Durchbruchpegels zu halten. Dies lässt sich durch den Einsatz einer geeigneten Quenching-Elektronik in Form eines IC erreichen [68]. Während der sogenannten Hold-off-Periode werden die gespeicherten Ladungen abgege-

ben, ohne eine erneute Lawinenbildung zu initiieren. Die Dauer dieser Hold-off-Zeit, die erforderlich ist, um die Ladungen vollständig zu entlassen, hängt von der jeweiligen Fertigungstechnologie der Mikrozele und der eingesetzten Quenching-Elektronik ab. Die Totzeit einer Mikrozele wird typischerweise als die Summe der Hold-off-Zeit und der Quenching- und Resetzeit der Elektronik definiert [44].

Nachpulsen in Mikrozellen sind intensiv untersucht worden [127]. Die zeitliche Verzögerung der Freisetzung der eingefangenen Ladungen korreliert mit der Lebensdauer der entsprechenden Fallen [128, 129]. Dies, in Kombination mit dem in Kapitel 3.6 diskutierten D-CT, ergibt die CDN. Es ist schwierig, D-CT und APP voneinander zu differenzieren, weshalb sie oft in einem gemeinsamen Diagramm dargestellt werden.

Die Messung der CDN ergibt sich analog zu dem in Kapitel 3.5 veranschaulichten CCDF-Verfahren. Nach der Detektion eines Primärpulses werden die zuvor aus der CCDF bestimmten Zeitintervalle verwendet, um Zeitfenster für die Aufnahme nachfolgender Ereignisse zu definieren. Diese Zeitfenster dienen dann als Grundlage für die statistische Auswertung der Häufigkeit, mit der CDN-Pulse auftreten. Abbildung 3.20 veranschaulicht die Messergebnisse des korrelierten Rauschens, welches bei kommerziellen SiPM häufig aufgrund von Nachpulsen auftritt. Bei sämtlichen SiPM lässt sich feststellen, dass die CDN mit steigender OV zunimmt. Da die Pulse während verschiedener Stadien der Wiederaufladungsphase in die Mikrozele eindringen können, variiert die dabei freigesetzte Ladungsmenge. Obwohl Pulse mithilfe von MWA- und MWD-Filtern bei einer festgelegten Schwellenwertspannung detektiert werden können, hängt die Anzahl der detektierten Pulse bei diesen Parametern in stärkerem Maße von der Schwellenspannung ab [119]. In dieser Messung wurde die Schwellenspannung auf 0,5 p.e. festgesetzt. Die Messunsicherheit der CDN ist aufgrund der Schwellenabhängigkeit und der Tatsache, dass sie sich aus zwei Effekten – der APP und der D-XT – zusammensetzt, größer. Sie wurde auf 10 % geschätzt.

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau



**Abbildung 3.20.** Korreliertes Rauschen, das im Fall kommerzieller SiPM häufig auf Nachpulsen zurückzuführen ist

### 3.8. Zeitliche Präzision bei der Einzelphotonendetektion

Die exakte Bestimmung der Ankunftszeit eines Photons ist eine wichtige Eigenschaft des Detektors [130]. Bei SiPM wird die Zeitreaktion auf absorbierte Einzelphotonen im Verarmungsbereich durch eine gaußförmige Verteilung des Timing-Jitters bestimmt [131]. Der Timing-Jitter wird dabei üblicherweise als Full Width at Half Maximum (FWHM) über mehrere Detektionsevents hinweg angegeben, so auch in dieser Arbeit. Besonders in Anwendungen wie der TOF-Messung beeinflusst der Timing-Jitter direkt die Messungsgenauigkeit der Entfernung. Eine Abweichung von 100 ps im Jitter entspricht beispielsweise einem Fehler von 1,5 cm [132].

Der Timing-Jitter in SPTR-Messungen resultiert aus einer Kombination von Faktoren, die sich sowohl dem Detektor bzw. dem SiPM als auch im Messaufbau wiederfinden. Die mathematische Relation, die diesen kombinierten Jitter beschreibt, ist in Formel 3.15 dargestellt [133]. Eine ausführliche Diskussion zu diesem Zusammenhang findet sich auch in der Arbeit von Ganka [134]:

### 3.8. Zeitliche Präzision bei der Einzelphotonendetektion

$$\sigma_{\text{SPTR-Gesamt}} = \sqrt{\sigma_{\text{SiPM}}^2 + \sigma_{\text{Aufbau}}^2} \quad (3.15)$$

Während  $\sigma_{\text{SPTR}}^2$  den Jitter des SiPM repräsentiert, stellt  $\sigma_{\text{Aufbau}}^2$  den durch den Messaufbau beigetragenen Jitter dar. Die SPTR des SiPM, repräsentiert durch  $\sigma_{\text{SiPM}}^2$ , wird durch Gleichung 3.15 beschrieben. Einer der Hauptbeiträge ist die intrinsische Zeitschwankung, die durch die Architektur jeder Mikrozele  $\sigma_{\text{Mikrozele}}^2$  bestimmt wird. Ein weiterer Faktor, der zur SPTR beiträgt, ist die räumliche Transitzeitdifferenz (engl. *spatiale transit time differences*, sTTD)  $\sigma_{\text{TTD}}^2$ . Die sTTD beschreibt die Unterschiede in den Transitzeiten zwischen den Zellen, die aus ihrer räumlichen Anordnung resultieren. Diese führen zu variierenden Signalverzögerungen, abhängig davon, wo innerhalb des SiPM ein Photon detektiert wird und wie lange dementsprechend die Wege des Stromsignals sind. Das Rauschen  $\sigma_{\text{Noise}}^2$  ist ein weiterer wichtiger Faktor, der die zeitliche Auflösung beeinflusst. Die kombinierte Wirkung dieser Faktoren, unter Annahme einer gaußförmigen Verteilung der ankommenden detektierten Photonen, ist in der folgenden Gleichung dargestellt [134]:

$$\sigma_{\text{SiPM}}^2 = \sigma_{\text{Mikrozele}}^2 + \sigma_{\text{TTD}}^2 + \sigma_{\text{Noise}}^2 \quad (3.16)$$

Sollten Ladungsträger außerhalb der Raumladungszone generiert werden, kann die SPTR durch Diffusionszeiten beschränkt sein, die in der Größenordnung von einigen Hundert Picosekunden liegen können [134].

Die Hauptquellen des Rauschens  $\sigma_{\text{Noise}}^2$ , die die Zeitauflösung beeinflussen, sind die DCR und das CDN. Beide Rauschquellen tragen zu Nulllinienfluktuation des Detektors bei und beeinflussen das Signal am Messpunkt, was wiederum zur zeitlichen Unsicherheit beiträgt. Der Beitrag der SPTR durch dieses Rauschen kann mit Gleichung 3.17 bestimmt werden [25]:

$$\sigma_{\text{Noise}} = \frac{\sigma_{\text{Voltage}}}{\frac{dv}{dt}} \quad (3.17)$$

In dieser Gleichung repräsentiert  $\sigma_{\text{Voltage}}$  die Spannungsunsicherheit und  $\frac{dv}{dt}$  die Anstiegsrate. Darüber hinaus können in der Praxis auch externe Rauschsignale, die in das Messsignal einkoppeln, die zu messende SPTR zusätzlich verschlechtern [25].

#### 3.8.1. Gegenüberstellung unterschiedlicher Messaufbauten

Wie aus dem obigen Zusammenhang ersichtlich stellt die genaue Erfassung der SPTR hohe Anforderungen an den Messaufbau. Im Rahmen dieser Dissertation kamen verschie-

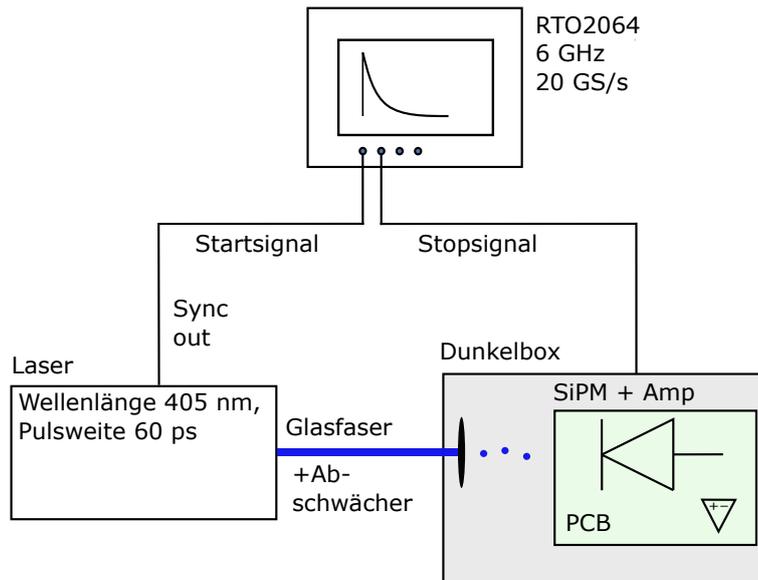
### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

dene Aufbauten zum Einsatz, welche im Folgenden vorgestellt und verglichen werden. Im Zentrum dieser Analyse steht die Untersuchung des Timing-Jitters des Detektors bei der Photonendetektion. Ein Teil der in dieser Arbeit gewonnenen Daten wurde bereits im Rahmen eines Vortrags bei einer Konferenz vorgestellt [135].

#### **Messaufbau 1**

Zur Bestimmung der SPTR der SiPM wurde zum einen der in Abbildung 3.21 gezeigte experimentelle Aufbau verwendet. Dieser Messaufbau wurde im Labor der Universität der Bundeswehr aufgebaut (siehe Kapitel 3.1). Als Lichtquelle kam ein PLP-10 Laser von Hamamatsu zum Einsatz, der bei einer Wellenlänge  $\lambda$  von 405 nm und einer Pulsdauer von 60 ps operiert [88]. Die Antwort des SiPM wurde mit dem RTO2064 Oszilloskop von Rhode & Schwarz analysiert, welches eine Bandbreite von 6 GHz und eine Abtastrate von 20 GS/s besitzt [136]. Zur Minimierung von einkoppelnden hochfrequenten Störsignalen wurde die Bandbreite des Oszilloskops während der Timing-Messungen durchweg auf 800 MHz begrenzt [35]. Eine Ausnahme hierzu stellen die SPTR-Messungen der kleineren SiPM-Arrays, vorgestellt in Kapitel 4, dar. In dieser Messreihe wurde die gesamte Bandbreite genutzt, um den steilen Anstiegen der Pulse gerecht zu werden, wobei das im Verhältnis gute Signal-Rausch-Verhältnis dies trotz der zusätzlichen Störsignale ermöglichte.

Innerhalb des Messaufbaus diente das Sync-Out-Signal des Lasers als Startsignal, während das SiPM-Puls-Signal als Stoppsignal fungierte. Der Jitter des Syncsignals wurde gemessen und beträgt 10 ps. Um eine Messung auf Einzelphotonen-Niveau zu gewährleisten, wurde der Laserstrahl mittels eines Absorbers abgeschwächt. Anzumerken ist weiterhin, dass das Oszilloskop (RTO2064 [136]) nicht Eigentum des Instituts für Physik ist, und nur für SPTR Messungen von zwei Tagen zur Verfügung stand [86].



**Abbildung 3.21.** Schema des Messaufbaus 1 zur SPTR-Erfassung

## Messaufbau 2

In den Laboren der Justus-Liebig-Universität in Gießen bestand die Möglichkeit, mithilfe eines experimentellen Aufbaus, welcher unter anderem einen Femtosekundenlaser einschließt, Messungen über einen Zeitraum von drei Tagen durchzuführen. Dieser Laser arbeitet mit einer Wiederholungsrate von 5 kHz und kombiniert einen TOPAS-TWINS optisch-parametrischen Verstärker (engl. *optical parametric amplifier*, OPA) mit einer NIRUVIS-Stufe, wobei “NIR” für “Near-Infrared” (nahes Infrarot) und “UVIS” für “Ultraviolet-Visible” (Ultraviolett-Sichtbar) steht. Der TOPAS OPA dient der Frequenzumwandlung, wohingegen die NIRUVIS-Stufe dazu beiträgt, die emittierte Wellenlänge zu verschieben. Der Laser weist eine Pulsdauer von 70 fs auf und wurde auf eine Wellenlänge von 400 nm kalibriert.

Wie aus den Abbildungen 3.22 ersichtlich wird, werden die Pulse des Solstice Ace Femtosekundenlasers über mehrere Reflektoren, welche auf einer optischen Bank positioniert sind, zu einem optischen Strahlteiler geführt. Dieser teilt die Pulse gleichmäßig in zwei Strahlwege auf. Der erste Strahlweg trifft mit voller Intensität auf den Referenz-SiPM, welcher als Startsignal dient und eine SPTR von 9,4 ps FWHM aufzeigt.

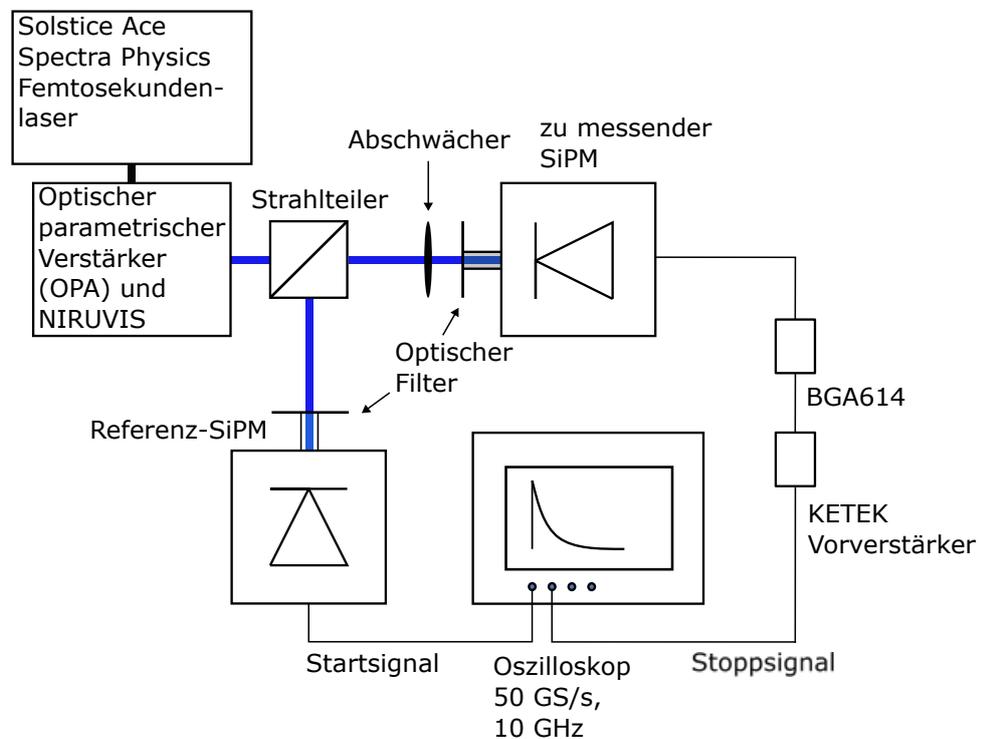
Der Laserpuls des zweiten Strahlwegs agiert als Stopp-Signal. Durch den Einsatz eines optischen Dämpfers wird dieser stark abgeschwächt, sodass im Mittel nur einzelne Photonen detektiert werden. Aus diesem Strahlweg können die Einzelphotonenpulse entweder

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

softwarebasiert oder direkt am Oszilloskop herausgefiltert werden. Beide Herangehensweisen wurden in dieser Arbeit evaluiert.

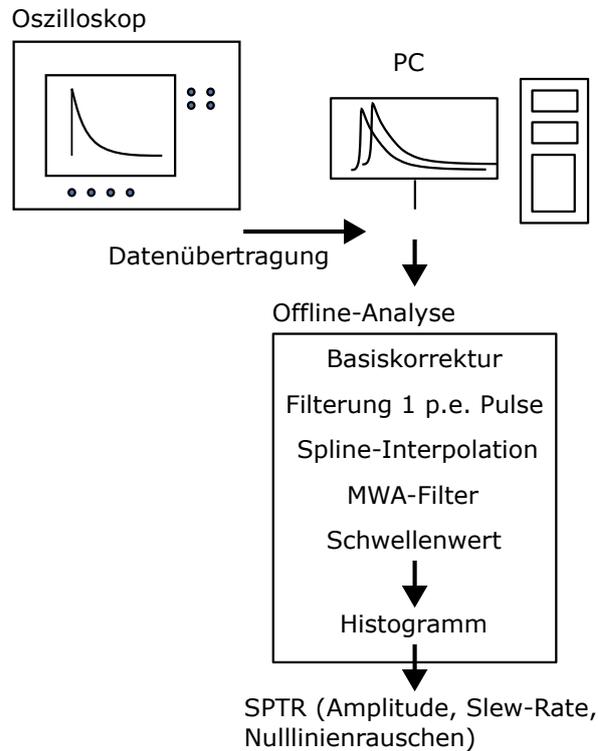
Zum Schutz gegen Streulicht befinden sich beide SiPM in abgedunkelten Kammern. Die Laserpulse gelangen durch ein optisches Rohr, welches mit Wellenlängenfiltern bestückt ist und nur Wellenlängen von 400 nm passieren lässt, in diese Kammern. Das SiPM-Signal wird mithilfe eines Tektronix Mixed-Signal-Oszilloskops (MSO) 6 mit einer Bandbreite von 10 GHz und einer Abtastrate von 50 GS/s erfasst und gespeichert [137].

Die Einzelphotonenpulse von SiPM, die über mehrere hundert bis tausend Mikrozellen verfügen, sind typischerweise klein, was den Einsatz eines Vorverstärkers erforderlich macht. Der in Messaufbau 2 verwendete erste Vorverstärker stammt von der Firma KETEK und weist eine Bandbreite von 1 GHz sowie einen Verstärkungsfaktor von 13 auf [72]. Ein weiterer Vorverstärker in dieser Kette ist der BGA 614 von Infineon, welcher eine Bandbreite von 2,4 GHz und eine typische Verstärkung von 19 dB aufweist [138].



**Abbildung 3.22.** Schematische Darstellung des Messaufbaus 2 zur Erfassung der SPTR

## 3.8.2. Software für Datenauswertung und -verarbeitung



**Abbildung 3.23.** Vereinfachtes Prinzip der Software-Analyse zur Ermittlung der SPTR

In Abbildung 3.23 wird das Arbeitsprinzip der durchgeführten Offline-Analysen dargestellt. Die Waveforms werden zuerst gespeichert und anschließend auf den Arbeits-PC übertragen. Eine Basislinienkorrektur zieht die Waveforms anschließend auf die Nullvoltlinie. Es folgt eine Filterung der Waveforms, wobei solche ohne oder mit mehr als einem 1 p.e. Puls ausgeschieden werden. Mit den verbleibenden Waveforms wird eine sogenannte Spline-Interpolation vorgenommen, wodurch die aufgezeichneten Abtastpunkte interpoliert werden. Dies ermöglicht eine genauere Bestimmung des Zeitstempels zur Erfassung des Ankunftszeitpunkts der Waveforms.

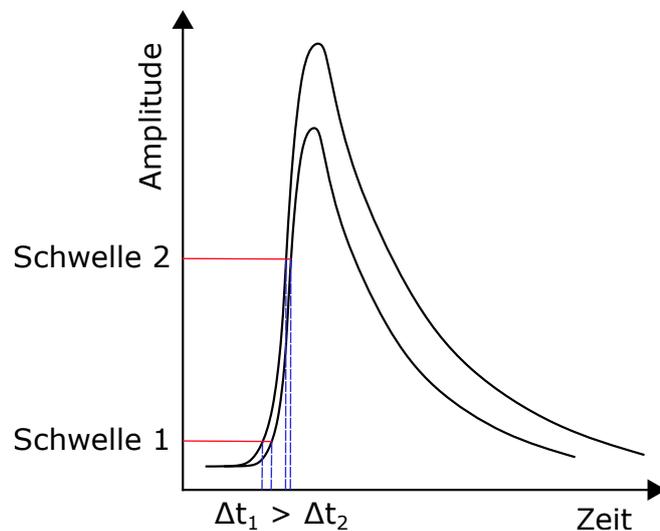
Wie bereits im Kapitel 3.1 beschrieben, kam die Technik des MWA zum Einsatz. Allerdings wurde sie in diesem Kontext besser auf das Messsignal abgestimmt als bei der Bestimmung anderer Charakteristika. Dabei wurde bei der Anwendung des MWA-Filters versucht, einen Kompromiss zwischen der Erhaltung der Schärfe der Anstiegsrate des Pulses und der Entfernung von zufälligem Rauschen zu finden. Untersuchungen unterschiedlicher Fensterbreiten führten zur Identifikation einer optimalen Breite von 20 Da-

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

tenpunkten, die das optimale Gleichgewicht für eine bestmögliche SPTR gewährleistete. Der MWD-Filter wurde in diesem Kontext nicht angewendet.

Für die Auswertung der Signale für die SPTR ist die Wahl eines optimalen Schwellenwerts entscheidend, wie in Abbildung 3.24 gezeigt wird. Dabei sind zwei Haupteffekte zu berücksichtigen, die bei unterschiedlichen Spannungssignalhöhen verschieden stark einwirken. Der erste Effekt, bekannt als Time-walk, beschreibt das Phänomen, dass Signale mit unterschiedlich schnellen Anstiegsflanken im Laufe der Zeit divergieren und damit bei einem möglichen Zeitstempel die SPTR verschlechtern. Der zweite Faktor ist die Flankensteilheit der Signale. Die SPTR erreicht hierbei ihr Minimum, wenn diese maximale Steilheit vorweisen.

Um die optimale SPTR präzise zu ermitteln, ist es wichtig, beide Effekte, die Flankensteilheit und den Time-walk, simultan zu berücksichtigen und einen geeigneten Kompromiss zwischen ihnen zu finden. Bei gängigen kommerziellen SiPM liegt dieser Kompromiss häufig bei einem Wert von etwa 40 % der Pulshöhe. Bei SiPM mit geringerer Größe kann dieser Schwellenwert jedoch niedriger sein. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei SiPM mit kleineren Mikrozellarrays die charakteristische Flankensteilheit in der Regel bereits in einem früheren Spannungsabschnitt erreicht wird. Zusätzlich zur SPTR ist es möglich, Parameter wie die Amplitudenmaxima, die Anstiegsrate sowie das Rauschen um die Nulllinie zu quantifizieren.



**Abbildung 3.24.** Darstellung zweier identischer, leicht versetzter Signalpulse, mit unterschiedlich angelegter Schwelle

### 3.8.3. Untersuchung des Timing Jitters elektronischer Komponenten

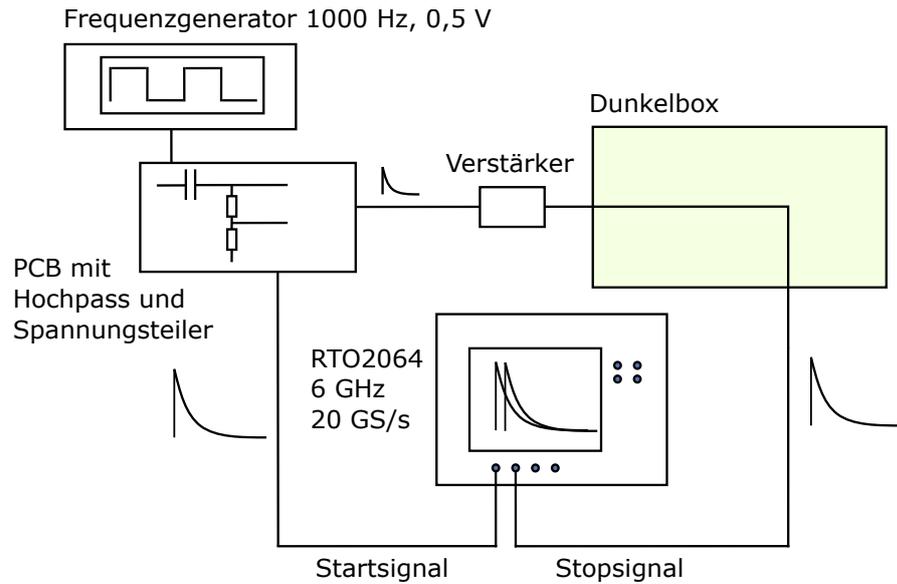
Die Zeitvarianz des Aufbaus  $\sigma_{\text{Aufbau}}^2$  setzt sich aus verschiedenen Faktoren zusammen, wie in Gleichung 3.18 dargestellt [25, 134]:

$$\sigma_{\text{Aufbau}}^2 = \sigma_{\text{Laser}}^2 + \sigma_{\text{EK}}^2 + \sigma_{\text{acq}}^2 \quad (3.18)$$

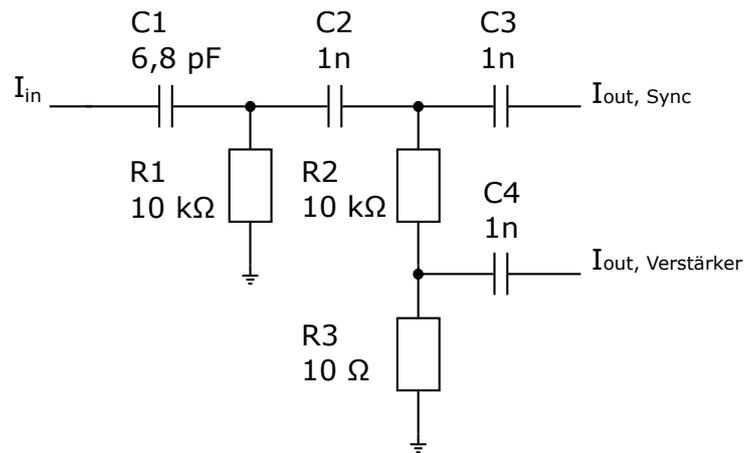
Der Term  $\sigma_{\text{Laser}}^2$  repräsentiert die Pulsbreite des Lasers. Diese Größe spiegelt die inhärente zeitliche Unsicherheit wider, die bei der Emission von Lichtpulsen durch einen Laser auftritt. Dieser Aspekt ist zu beachten, da bei jedem Laserpuls nur ein einzelnes Photon isoliert wird, und dieses Photon statistisch gesehen innerhalb der gesamten Pulsbreite auftreten kann.  $\sigma_{\text{EK}}^2$  beschreibt den Timing Jitter, der durch elektronische Komponenten im System eingeführt wird, wie beispielsweise Verzögerungen durch Kabel, Widerstände oder andere elektronische Bauteile.  $\sigma_{\text{acq}}^2$  repräsentiert den Jitter, der durch das Datenerfassungssystem, wie zum Beispiel ein Oszilloskop oder ein anderes Messgerät, hinzugefügt wird. Dieser Beitrag kann allerdings meist vernachlässigt werden [25].

Im Rahmen des Versuchs zur Quantifizierung der durch elektronische Komponenten induzierten Zeitvarianz  $\sigma_{\text{EK}}^2$  wurde ein Messaufbau verwendet, welcher in Abbildung 3.25 dargestellt ist. Der Messaufbau besteht aus dem Pulsgenerator (TG2511A [139]), der mit einem auf einem PCB integrierten Hochpass verbunden ist. Die Schaltung des Hochpasses ist in Abbildung 3.26 dargestellt. Sie besteht aus einer Kapazität  $C1 = 7 \text{ pF}$  und einem Widerstand  $R1 = 1 \text{ k}\Omega$ . Zusätzlich ist ein Spannungsteiler auf dem PCB implementiert, der durch die Widerstände  $R2 = 1 \text{ k}\Omega$  und  $R3 = 10 \Omega$  repräsentiert wird. Der Aufbau wurde optimiert, um Signale zu erzeugen, die denen eines kommerziellen 1 p.e. SiPM-Signals ähneln ([86], mit Erlaubnis, copyright © 2024, IEEE).

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau



**Abbildung 3.25.** Experimenteller Aufbau zur Quantifizierung des Jitters in elektronischen Bauelementen, charakterisiert durch  $\sigma_{EK}^2$



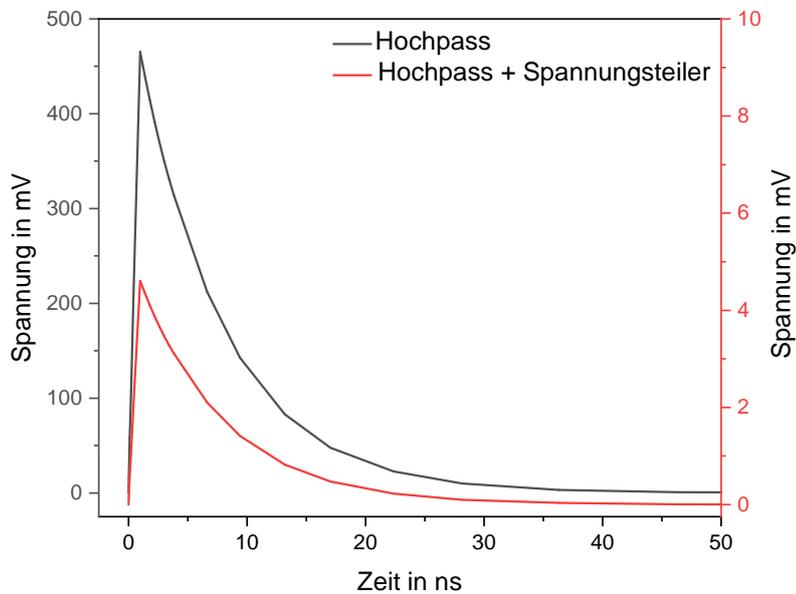
**Abbildung 3.26.** Schematik der Schaltung mit integriertem Hochpass und Spannungsteiler. Der Hochpass konvertiert Rechtecksignale in pulsartige Signale, während der Spannungsteiler die Signalamplitude verkleinert.

Das Ausgangssignal des Hochpasses wird direkt zum Oszilloskop (RTO2064) weitergeleitet, während ein sekundärer Ausgang über den Spannungsteiler zu den KETEK Vorverstärker führt, welche an eine Dunkelbox angeschlossen ist. Während des Experiments generiert der Signalgenerator ein Rechtecksignal (0,5 V, 1000 Hz), das nach Verarbeitung

### 3.8. Zeitliche Präzision bei der Einzelphotonendetektion

durch den Hochpass und den Spannungsteiler SiPM-ähnliche Pulse produziert. Dies wird in Abbildung 3.27 mittels einer LTSpice-Simulation veranschaulicht. Dort werden zwei Signale präsentiert. Das erste ergibt sich aus der Hochpassverarbeitung, das zweite, nach zusätzlicher Abschwächung durch den Spannungsteiler. Dieses entspricht in seiner Amplitude von 5 mV annähernd einem kommerziellen SiPM-Puls.

Durch die Analyse dieser Signale kann die Zeitvarianz, die durch die Verstärker und Kabel verursacht wird, bestimmt werden. Die experimentellen Ergebnisse weisen darauf hin, dass die Zeitvarianz, die durch elektronische Komponenten verursacht wird und durch  $\sigma_{EK}^2$  repräsentiert wird, in etwa  $(10 \pm 2)$  ps beträgt, unter der Voraussetzung, dass die Länge der verwendeten Kabel klein gehalten wird. Dieser Wert ist, vergleichsweise zur Laserpulsbreite des Halbleiterlasers in Messaufbau 1, gering und zeigt, dass der Beitrag von  $\sigma_{EK}^2$  zur Gesamtzeitvarianz des Systems nur eine untergeordnete Rolle spielt.



**Abbildung 3.27.** In LTSpice simulierte Signaldarstellung eines Rechtecksignals, das durch einen Hochpass und einen Spannungsteiler verarbeitet wurde. Die resultierenden Pulse weisen starke Ähnlichkeiten zu typischen SiPM-Signalen auf.

### 3.8.4. Gegenüberstellung von SPTR Messwerte

#### Gegenüberstellung von Messaufbau 1 und Messaufbau 2

Im Rahmen dieser Dissertation kamen sowohl Messaufbau 1 als auch Messaufbau 2 zum Einsatz. Ein direkter Vergleich der wesentlichen technischen Eigenschaften beider Messaufbauten wird in Tabelle 3.5 präsentiert.

**Tabelle 3.5.** Technischer Vergleich zwischen Messaufbau 1 und 2, hierbei steht “VV” für Vorverstärker, “Kab.” für Kabel und “Adpt.” für Adapter

| Eigenschaften            | Messaufbau 1    | Messaufbau 2      |
|--------------------------|-----------------|-------------------|
| Laserpulsbr. (ps)        | 60              | 0,07              |
| Samplingrate Osz. (GS/s) | 20              | 50                |
| Bandbr. Osz. (GHz)       | 6               | 10                |
| Adapter/Kabel            | 2 Adpt., 4 Kab. | 0 Adpt., 2 Kab.   |
| Verstärker               | VV KETEK        | VV KETEK + BGA614 |
| Ref.-signal              | Sync Kab. Laser | Strahlteiler      |

Der Vergleich zeigt, dass im Hinblick auf die Laserpulsbreite der Messaufbau 2 dem Messaufbau 1 überlegen ist. Ebenso stellt die bessere Samplingrate einen entscheidenden Faktor dar, wenn Zeitaufösungen unterhalb von 100 ps gemessen werden sollen.

Um die praktische Relevanz dieser Unterschiede zu evaluieren, wurde ein kommerzieller SiPM mit beiden Messaufbauten gemessen. Die SPTR-Messergebnisse sind in Tabelle 3.6 dargestellt. In Ergänzung zu den Spalten für Messaufbau 1 (in Tabelle M1) und Messaufbau 2 (in Tabelle M2) präsentiert die Tabelle zusätzlich die Daten des Messaufbau 1 (in Tabelle M1 -  $\sigma_{\text{Laser}}^2$ ), korrigiert um die Laserpulsbreite von 60 ps.

**Tabelle 3.6.** Vergleichsmessungen der Messplätze 1 und 2, die dritte Spalte gibt die Werte von Messaufbau 2 mit der subtrahierten Laserpulsbreite von 60 ps wieder

| SiPM                 | M1          | M2          | M1 - $\sigma_{\text{Laser}}^2$ |
|----------------------|-------------|-------------|--------------------------------|
| PM3350 (7 OV V) (ps) | $132 \pm 6$ | $104 \pm 6$ | $118 \pm 6$                    |

Die vorgestellten Ergebnisse zeigen eine deutliche Verbesserung der SPTR beim Einsatz von Messaufbau 2 im Vergleich zu Messaufbau 1. Für den Referenz-SiPM PM3350 ergibt Messaufbau 2 eine SPTR von  $(104 \pm 6)$  ps, während Messaufbau 1 eine SPTR

### 3.8. Zeitliche Präzision bei der Einzelphotonendetektion

von  $(132 \pm 6)$  ps liefert. Die kleinere SPTR bleibt auch nach Einbeziehung der Laserpulsbreite von 60 ps bestehen. Wird der Werte von Messaufbau 1 mit dem Wert aus Messaufbau 2 subtrahiert, kann eine erste potenzielle Jitter-Begrenzung von etwa 81 ps abgeschätzt werden. Die Messgrenze für Messaufbau 2 dürfte bei etwa 10 ps liegen, wobei diese hauptsächlich durch den Referenz-SiPM beeinträchtigt wird. Die erfasste Messunsicherheit von 6 ps resultiert aus einer Serie von zehn Messungen, die mit jeweils drei Proben durchgeführt wurden. Diese wurden inklusive einer Offline-Analyse bewertet.

#### **Vergleichende Analyse: Offline-Auswertung vs. Oszilloskop-basierte Online-Auswertung**

Zur weiteren Analyse der Messdatenauswertung wurde für Messaufbau 2 neben der in diesem Kapitel beschriebene Offline-Analysemethode auch die direkte Online-Analyse am Oszilloskop herangezogen. Ziel war es, die SPTR-Werte beider Auswertungsmethoden gegenüberzustellen. Dabei basiert die unmittelbare Auswertung am Oszilloskop auf der integrierten Histogrammfunktion des entsprechenden Geräts. Für diese Evaluierung wurden die kommerziellen SiPM mittels beider Messaufbauten getestet. Die resultierenden Daten sind in Tabelle 3.7 dargestellt. Die aus der Auswertung hervorgehenden Ergebnisse zeigen, dass die Offline-Analyse für alle untersuchten SiPM eine Steigerung der Zeitauflösung gegenüber der Oszilloskop-basierten Online-Analyse ermöglicht.

Die SPTR-Werte variieren in einem Bereich von  $(199 \pm 6)$  ps bis  $(114 \pm 6)$  ps. Hervorzuheben ist der KETEK PM3350 SiPM, welcher bei einem OV von 5 V bereits Werte nahe der 100 ps-Marke erreicht.

**Tabelle 3.7.** Übersicht der SPTR-Ergebnisse kommerzieller SiPM

| SiPM          | SPTR Osc. in ps | SPTR Ext. in ps |
|---------------|-----------------|-----------------|
| PM3350        | $256 \pm 6$     | $114 \pm 6$     |
| FJ30035       | $292 \pm 6$     | $179 \pm 6$     |
| S4N44C013     | $199 \pm 6$     | $148 \pm 6$     |
| S13360-3050VE | $246 \pm 6$     | $192 \pm 6$     |

#### **SPTR-Messwerte in Abhängigkeit verschiedener OV**

In Abbildung 3.28 werden die SPTR-Werte verschiedener SiPM in Relation zu den jeweiligen OV dargestellt. Für die SiPM wurden OV von 3 V, 5 V und 7 V verwendet,

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

während beim Broadcom-SiPM eine zusätzlich OV von 9 V angelegt wurde. Die gewählten Arbeitsbereiche resultierten aus den Limitationen der Evaluierungsmöglichkeiten. Ab einem Wert von 9 V verschlechtert sich bei vielen SiPM die SPTR, da Faktoren wie das CT, die APP und die DCR überhandnehmen. Auch andere Rauscheinflüsse, die das Nulllinienrauschen erhöhen, werden verstärkt. Es wird allerdings angenommen, dass durch den Einsatz verbesserter Elektronik oder Verstärker diese Rauscheinflüsse verringert werden können, sodass eine Auswertung bei höheren OV realisierbar wäre [25].

Die Ergebnisse weisen auf eine konsistente Korrelation hin, mit steigender OV zeigt die SPTR eine Abnahme. Diese Verbesserung ist auf eine erhöhte Signalsteigung zurückzuführen, welche den elektronischen Anteil an der SPTR reduziert. Außerdem wird die Lawinenbildung infolge intensivierter elektrischer Felder beschleunigt.

Eine deutliche Verbesserung der SPTR mit steigender OV zeigt der S4N44C013 SiPM. Bei einer OV von 3 V wurde eine SPTR von  $(232 \pm 6)$  ps ermittelt, während bei einer OV von 9 V eine SPTR von  $(106 \pm 6)$  ps gemessen wurde. Die SiPM des Typs FJ30035 und S13360-3050VE hingegen zeigen bei einer Erhöhung der OV eine geringere Optimierung der SPTR. Bei diesen Typen wirkt sich der beschriebene Effekt auf das Signal-Rausch-Verhältnis nur in geringem Maße positiv aus, da diese ein sehr geringes intrinsisches Nulllinienrauschen aufweisen. Weiterhin ist zu berücksichtigen, dass Rauscheffekte wie das DCR oder das CDN bei sehr hohen OV sprunghaft ansteigen können, was den positiven Effekt der höheren und steileren Amplitude zunichtemachen kann. Die Rauscheffekte führen zu einer Verschlechterung der SPTR (siehe Formel 3.16). Daher ist es entscheidend, dass ein SiPM auch bei hohen OV diese Effekte klein hält, um eine geringe SPTR zu gewährleisten.

Wie in Kapitel 3.8 dargelegt, beeinflusst die sTTD die SPTR des SiPM negativ. Ein kleinerer Einfluss der sTTD wird bei SiPM mit kleineren Arrays und weniger Mikrozellen erreicht, da hier die Signalwege kurz sind. Folglich ist die sTTD bei einer einzelnen Mikrozele minimal. Aus diesem Grund erreichen einzelne Mikrozele in der Literatur die besten SPTR-Werte [68, 140]. Umgekehrt zeigen die SPTR Ergebnisse großer SiPM Arrays, dass hier sich die sTTD negativ auf eine niedrige SPTR aufweist. Dementsprechend sind bei großen SiPM mit einer Größe von  $6 \times 6 \text{ mm}^2$  die SPTR-Werte hoch (siehe Anhang B.3).

Ein weiterer Faktor, wie in Formel 3.16 dargelegt, ist die intrinsische Zeitvariabilität der einzelnen Mikrozellen. Diese hängt davon ab, wie lange Minoritätsträger in den Mikrozellen diffundieren, was die intrinsische SPTR beeinflusst, und vor allem, wie schnell eine Ladungslawine ausgelöst werden kann. Obwohl eine höhere OV die Lawinenbildung

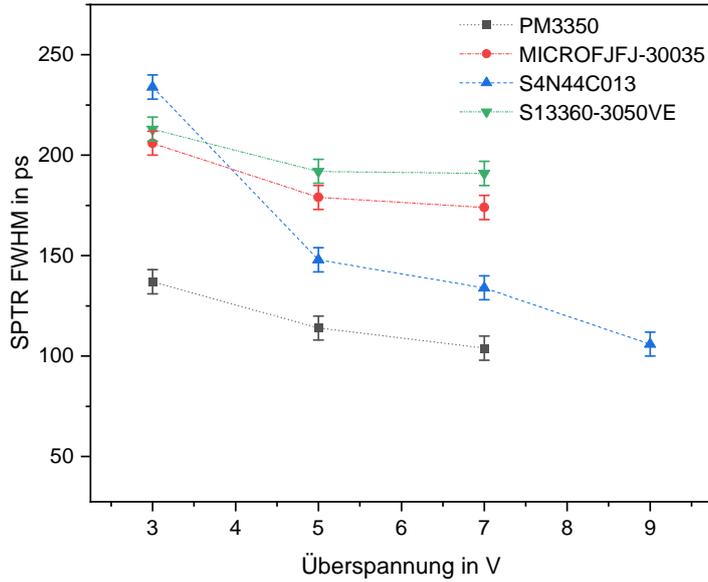


Abbildung 3.28. SPTR Messwerte kommerzieller SiPM mit Messaufbau 2

beschleunigen kann, ist dies primär vom internen Aufbau der Zelle abhängig. Generell erweisen sich größere Mikrozellen, die größere Ladungslawinen erzeugen können, als vorteilhafter. Sie erzielen bessere SPTR-Ergebnisse, bedingt durch höhere und steilere Signalamplituden (siehe Anhang B.3). Die Größen der SiPM-Arrays sowie die Mikrozellgrößen, dargestellt in Abbildung 3.28, variieren innerhalb eines vergleichbaren Bereichs. Dies legt nahe, dass die beobachteten Unterschiede in den Ergebnissen auf Faktoren wie Rauschen, parasitäre Effekte des SiPM-Arrays und die Geschwindigkeit der Ladungslawinen zurückzuführen sind, die wiederum von der internen Struktur der Mikrozellen im SiPM abhängen.

Bei den SiPM wurde trotz Anwendung von Softwarefilterung ein inhärentes Restrauschen festgestellt. Verschiedene Ansätze zur Extraktion der intrinsischen SPTR aus SPTR Messungen wurden in der Literatur vorgestellt, wobei dabei der Ansatz von Gundacker et al. [25] hervorzuheben ist, um die intrinsische SPTR jedes SiPM zu berechnen.

### 3.8.5. Diskussion

Die Untersuchungen zur SPTR mit den vorgestellten Messaufbauten zeigen die Relevanz des Aufbau-Jitters  $\sigma_{\text{Aufbau}}^2$  (siehe Gleichung 3.18). Für den PM3350 wurde die SPTR

### 3. Methodische Grundlagen und experimenteller Aufbau

von  $(132 \pm 6)$  ps auf  $(104 \pm 6)$  ps verbessert, was die Bedeutung des  $\sigma_{\text{Aufbau}}^2$  im Gesamt-Jitter  $\sigma_{\text{SPTR-Gesamt}}^2$  deutlich macht. Messaufbau 1 zeigt aus einer ersten Abschätzung eine Jitter-Grenze von etwa 81 ps (Tabelle 3.6). Für ein endgültiges Fazit ist es jedoch erforderlich, zusätzliche Messungen mit SiPM durchzuführen, die einen zeitlichen Jitter in dieser Größe oder darunter besitzen.

Für die bestehende Differenz der gemessenen Werte des PM3350 SiPM ist aber nicht der Laser der alleinige Verursacher. Die Analyse von  $\sigma_{\text{Laser}}^2$  in Tabelle 3.6 zeigt, dass selbst nach Berücksichtigung dieser Einflussgröße sich der Messaufbau 2 als genauer erweist. Die festgestellten Differenzen zwischen den beiden Messaufbauten können aber ebenfalls auch nicht allein durch Abweichungen in den verwendeten Kabeln und Adaptern begründet werden. Wie in Abschnitt 3.8.3 dargestellt, misst  $\sigma_{\text{EK}}^2$  lediglich einen Wert von annähernd  $(10 \pm 2)$  ps.

Ein weiterer möglicher Einflussfaktor auf die Messergebnisse könnte die höhere Abtastrate des Tektronix MSO6 Oszilloskops mit 50 GS/s im Vergleich zum RTO2064 von Rohde & Schwarz mit 20 GS/s sein. Diese Schlussfolgerung könnte gezogen werden, da die Bandbreite bei beiden Oszilloskopen auf 800 MHz limitiert wurde, wodurch in dieser Hinsicht kein Unterschied zwischen den beiden Geräten besteht.

Des Weiteren muss berücksichtigt werden, dass die vom Hersteller angegebene Pulsbreite des PLP-10 Lasers von 60 ps den optimalen Fall darstellt und tatsächlich höher liegen kann (bis zu 100 ps [88]). Diese Erhöhung könnte dazu führen, dass die effektive untere Messgrenze von Messaufbau 1 bedingt durch die Laserpulsbreite höher liegt, was die annähernde Messgrenze von 81 ps plausibel machen könnte. Des Weiteren könnte die Präzision der Synchronisation des elektrischen Signals mit der Laserpuls-Emission Auswirkungen auf die Messauflösung haben ([86], mit Erlaubnis, copyright © 2024, IEEE). Die in dieser Dissertation präsentierten SPTR-Messungen für SiPM korrelieren weitgehend mit bisherigen Studien [25, 26, 141, 142]. In besonderer Weise hebt sich die Arbeit von Gundacker et al. [25] bei der Messung von SPTR-Werten kommerzieller SiPM hervor, die in der folgenden Tabelle 3.8 mit den in dieser Arbeit gemessenen SiPM verglichen werden. Um einen aussagekräftigen Vergleich zu ermöglichen, wurde die Laserpulsbreite  $\sigma_{\text{Laser}}^2$  von 42 ps aus den gemessenen Werten bei Gundacker et al. [25] in einer dritten Spalte abgezogen.

Die Messergebnisse zeigen, dass, unter gleichen OV-Bedingungen, für den S4N44C013 eine niedrigere SPTR erzielt wurde. Die anderen Modelle wiesen höhere SPTR-Werte auf. Der Unterschied lässt sich auf die Front-End-Elektronik und dem Schutz des Messaufbaus vor äußeren Störeinflüssen erklären. Diese Maßnahmen reduzieren nicht nur die

### 3.8. Zeitliche Präzision bei der Einzelphotonendetektion

**Tabelle 3.8.** Vergleich der SPTR, die in dieser Arbeit gemessen worden sind, mit den aus Gundacker et al. [25]. Eine dritte Spalte berücksichtigt die Laserpulsbreite  $\sigma_{\text{Laser}}^2$  von 42 ps, die Gundacker et al. [25] verwendet hat.

| SiPM                     | Diese Arbeit<br>SPTR in ps | Gundacker<br>SPTR in ps | Gundacker - $\sigma_{\text{Laser}}^2$<br>SPTR in ps |
|--------------------------|----------------------------|-------------------------|---|
| PM3350 (OV = 7 V)        | $104 \pm 6$                | 105                     | 96  |
| MICROFJ-30035 (OV = 7 V) | $174 \pm 6$                | 135                     | 128   |
| S4N44C013 (OV = 9 V)     | $106 \pm 6$                | 125                     | 117   |
| S13360-3050VE (OV = 7 V) | $191 \pm 6$                | 150                     | 144   |

SPTR bei gleichbleibender OV, sondern ermöglichen auch die Auswertung der SPTR bei erhöhter OV, was zu einer weiteren Verbesserung der SPTR führt [25].

Die Bedeutung der Offline-Analyse für die Messung der SPTR bei SiPM wurde ebenfalls aufgezeigt. Dies geschieht vor allem durch die Eliminierung externer Rauschquellen und die Möglichkeit, den Schwellenwert nachträglich anzupassen, wodurch ein optimales Verhältnis zwischen maximaler Anstiegsrate und minimiertem Time-walk erreicht werden kann.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass Messaufbau 2 mit den führenden SPTR-Messaufbauten in der Literatur konkurrieren kann. Dies ermöglicht nicht nur fundierte Aussagen über die SPTR-Ergebnisse, sondern erlaubt auch Rückschlüsse auf die Einschränkungen von Messaufbau 1.

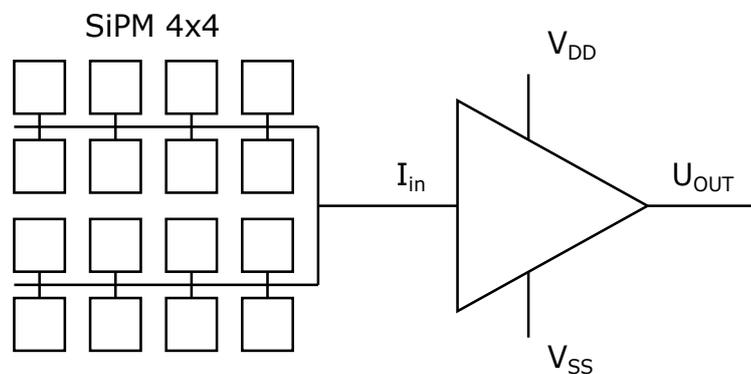


## 4. Analyse von CMOS Mikrozellen-Arrays mit und ohne monolithischen Verstärker

Dieser Abschnitt befasst sich mit der Untersuchung von CMOS SiPM, die in einer 4 x 4 Konfiguration mittels CMOS-Technologie realisiert wurden. Die SiPM wurden bei der X-FAB gefertigt, wobei ein Technologieknoten mit einer Strukturbreite von  $0,35\ \mu\text{m}$  zur Anwendung kam (genauere Informationen des Prozesses werden aufgrund der Geheimhaltungsvereinbarung nicht genannt). Jede Mikrozele innerhalb der SiPM hat dabei eine Größe von  $50\ \mu\text{m}$ .

Ein weiterer Fokus liegt auf der Untersuchung eines CMOS-integrierten Schaltkreises, der in Kombination mit einem SiPM arbeitet. Das Besondere an diesem Design ist die direkte Integration des SiPM auf dem gleichen Halbleiterchip, wodurch SiPM und Schaltkreis als Einheit fungieren.

Abbildung 4.1 zeigt eine schematische Darstellung des SiPM in Kombination mit diesem Verstärker. Es ist zu erkennen, dass der Strom der Mikrozellen direkt zum Eingang des Verstärkers fließt.



**Abbildung 4.1.** Konzeptionelle Darstellung eines SiPM in Kombination mit einer integrierten Ein-Chip-Schaltung

Das Ziel dieser Untersuchung ist die direkte Verstärkung des SiPM-Signals auf dem Chip, um parasitäre Kapazitäten zu verringern und dadurch die Signalsteilheit zu erhal-

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker

ten. Zusätzlich zielt der Einsatz des IC darauf ab, die Voraussetzung einer Segmentierung eines SiPM zu schaffen, um so auch bei größeren SiPM-Arrays ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis trotz der Zunahme parasitärer Kapazitäten zu gewährleisten. Die 16 Mikrozellen des SiPM würden dabei ein Segment eines größeren SiPM abbilden. Als Verstärker kamen Stromfolger zum Einsatz.

Die hier vorgestellten aktiven SiPM dienen als Teststrukturen, die die Machbarkeit und grundlegende Funktionsweise von SiPM mit integrierten Verstärkern aufzeigen. Die Layouts der SiPM, sowie des IC wurden bereits in einem Workshop von Popova et al. [84] präsentiert.

### 4.1. Architektur

Die im Rahmen dieses Kapitels betrachteten CMOS SiPM und ihre entsprechenden Bezeichnungen sind in Tabelle 4.1 dargestellt. Tabelle 4.2 liefert zusätzlich eine Übersicht über die Eigenschaften der verschiedenen SiPM-Typen. Die entsprechenden Querschnittsdarstellungen der einzelnen SPAD der in diesem Kapitel untersuchten CMOS SiPM sind in den Abbildungen 4.2, 4.3, 4.4 und 4.5 dargestellt [84].

**Tabelle 4.1.** Übersicht der SiPM-Namen und Abkürzungen

| SiPM | Typ                              | Abkürzung |
|------|----------------------------------|-----------|
| 1    | Single-Guarded CMOS-SPAD         | SG-SiPM   |
| 2    | Dual-Guarded CMOS-SPAD           | DG-SiPM   |
| 3    | Dual-Guarded-Implantat CMOS-SPAD | DGI-SiPM  |
| 4    | Konventioneller CMOS-SPAD        | Conv-SiPM |

**Tabelle 4.2.** Zusammenfassung der Kernmerkmale im Mikrozell-Design [84]

| SiPM | Typ       | Schutzring | Implantat | p-Wanne |
|------|-----------|------------|-----------|---------|
| 1    | SG-SiPM   | Single     | Dünn      | Tiefe   |
| 2    | DG-SiPM   | Dual       | Dünn      | Tiefe   |
| 3    | DGI-SiPM  | Dual       | Dual      | Tiefe   |
| 4    | Conv-SiPM | Single     | Dünn      | Normal  |

Der erste CMOS-SiPM (Typ 1) zeichnet sich durch SPAD aus, die mit einer einzelnen

n-Wanne (engl. *n-Well*, NW) als Schutzring und einem dünnen n-Implantat ausgestattet sind. Zusätzlich wird eine tiefe p-Wanne (engl. *deep p-Well*, DPW) verwendet [84].

Der Dual-Guardring CMOS-SiPM (Typ 2) verfügt über SPAD, die mit zwei n-dotierten Wannen ausgestattet sind, die als Schutzringe dienen. Diese bestehen aus einer normalen NW und einer tiefen n-Wanne (engl. *Deep N-Well*, DNW). Zusätzlich sind die Mikrozellen mit einer dünnen n-Implantation für die lichtempfindliche Oberfläche versehen, was eine erhöhte Robustheit gegenüber Randdurchbrüchen im Vergleich zum einfachen CMOS-SPAD bieten soll [84].

Der Dual-Implantat CMOS-SiPM (Typ 3) wird durch die Verwendung von SPAD charakterisiert, die zwei NW-Schutzringe und eine stark dotierte duale n+-Implantation besitzen, bestehend aus der dünnen n-Schicht und der n+-Kontaktwanne. Diese Anordnung wurde aus Sicherheitsgründen entwickelt, aus Gründen der unzureichenden Dotierungsinformationen im CMOS-Prozess. Diese Konfiguration soll sicherstellen, dass das n-Implantat nicht vollständig erschöpft wird [84, 86].

Der konventionelle CMOS-SiPM (Typ 4) setzt auf SPAD mit einem einzelnen NW-Schutzring und einem dünnen n-Implantat, wobei hier eine einfache p-Wanne (engl. *p-Well*, PW) zum Einsatz kommt [84].

Bei allen SiPM-Modellen wurde eine Anti-Reflexionsbeschichtung (ARC-Layer) angewendet, um Lichtreflexionen zu verringern. Darüber hinaus wurde ein Prozessmodul implementiert, um Dunkelströme zu reduzieren, was dazu beiträgt, die DCR und andere rauschbedingte Effekte zu minimieren (dieses Modul wird in dieser Arbeit als “Low-Leakage-Prozessoption” bezeichnet). Die CMOS-SiPM besitzen neben dem Standardausgang über den Quenchingwiderstand auch einen schnellen Ausgang (engl. *Fast Output*, FO), der kapazitiv ausgekoppelt wird. Wegen der geringen Anzahl von nur 16 Mikrozellen waren jedoch an den erzeugten Pulsen keine Unterschiede feststellbar, weshalb für nachfolgende Messungen ausschließlich der Standardausgang über den Quenchingwiderstand der SiPM herangezogen wurde [84].

4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker

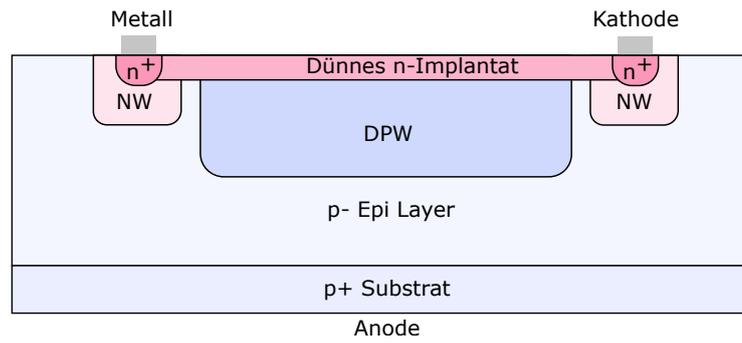


Abbildung 4.2. Querschnittsdarstellungen der SG-SPAD

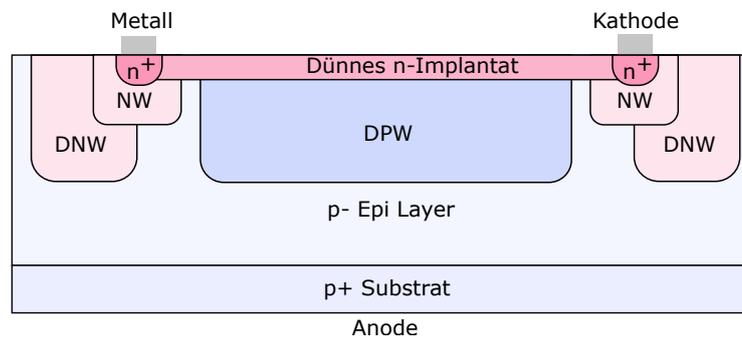


Abbildung 4.3. Querschnittsdarstellungen der SG-SPAD

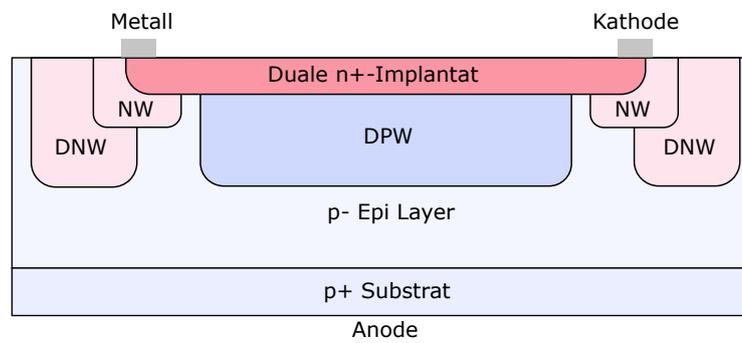


Abbildung 4.4. Querschnittsdarstellungen der DGI-SPAD

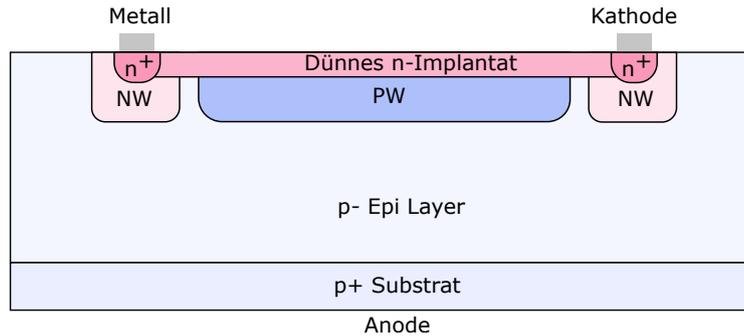


Abbildung 4.5. Querschnittsdarstellungen der Conv-SPAD

## 4.2. Vorbereitung der SiPM-Chips

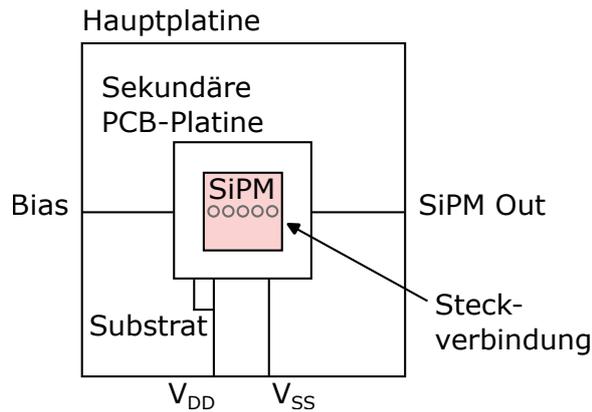
Für die Charakterisierung der SiPM-Chips wurden diese zunächst mit einer Säge separiert. Anschließend wurden sie analog zu den Prozeduren, die in Kapitel 3.2 vorgestellt worden sind, auf neu designten Ausleseplatinen angebracht. In Abbildung 4.6 wird der experimentelle Aufbau durch eine Schematik präsentiert.

Der experimentelle Aufbau nutzt eine PCB-Hauptplatine, die mit vier Anschlüssen konzipiert ist und in Abbildung 4.7 schematisch dargestellt ist. Zwei dieser Anschlüsse sind für den SiPM entworfen, nämlich für den Bias- und den Signalausgang. Die restlichen beiden Anschlüsse dienen der Spannungsversorgung des IC ( $V_{DD}$  als positive Versorgungsspannung und  $V_{SS}$  als negative Versorgungsspannung). Des Weiteren erfolgte auf der Hauptplatine eine Implementierung von Tiefpassfiltern und Stützkondensatoren, um ein störungsarmes Signal sicherzustellen. Um ein Spannungssignal auslesen können, wurde ein Shunt-Widerstand  $R_1$  eingesetzt.

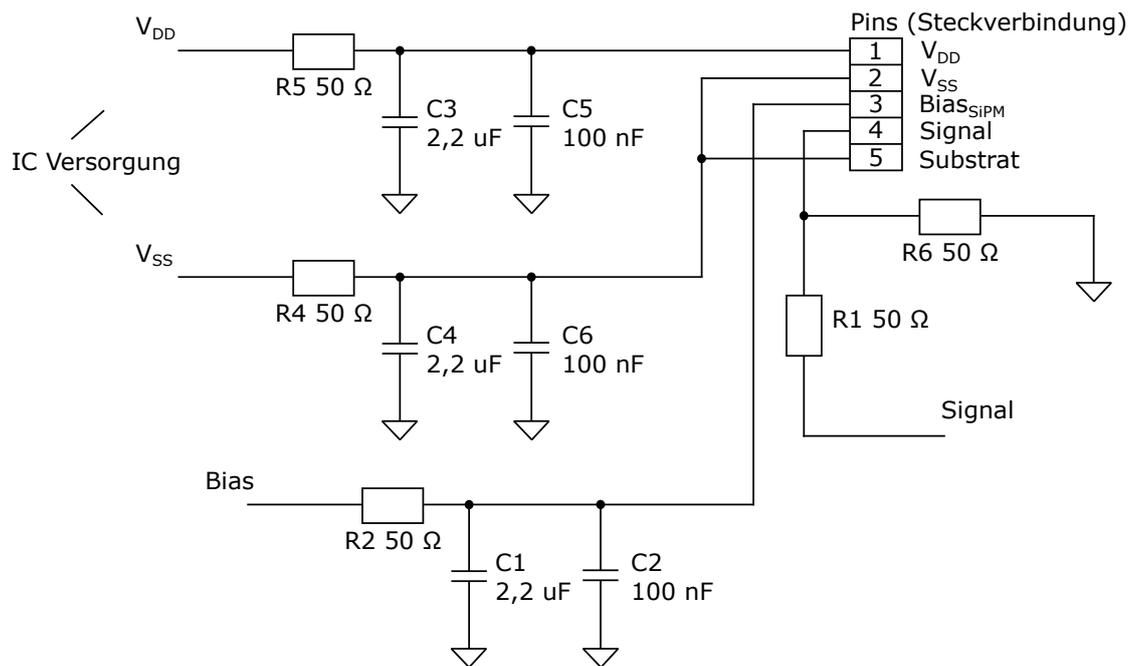
Ein weiteres Element des experimentellen Setups ist eine sekundäre PCB-Platine, konzipiert für die CMOS SiPM Typen 1 bis 4. Während des Montageprozesses wird der separierte SiPM-Chip mit einem Kleber auf dieser Platine fixiert. Daraufhin wird durch die Drahtbond-Technik eine elektrisch-mechanische Verbindung hergestellt.

Die miniaturisierten CMOS-Platinen wurden entwickelt, um eine Integration in das Interface der Hauptplatine zu ermöglichen. Sie verfügen über die bereits erwähnten vier Anschlüsse sowie einen zusätzlichen fünften Pin. Dieser Pin ist mit dem Substrat des Halbleiterchips verbunden und wird auf der Hauptplatine mit  $V_{SS}$  geerdet. Dieser Ansatz wird in dieser Arbeit PCB-Variante 1 genannt.

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker



**Abbildung 4.6.** Vereinfachtes Blockschaltbild der PCB-Konfiguration PCB-Variante 1 mit SiPM, Verstärker und Anschlüssen. Die Hauptplatine ermöglicht das Aufstecken kleinerer Boards. Auf diesen kleineren Boards wird der jeweilige CMOS SiPM mittels Drahtbond-Technik befestigt. Abhängig von der Wahl des Moduls - sei es ein konventionelles analoges oder aktives SiPM Modul - variiert die Anzahl und Art der zu bondenden Drähte.



**Abbildung 4.7.** Die Schematik des Hauptboards, welches mit mehreren Stützkondensatoren und einem Tiefpass ausgestattet ist

### 4.3. Bestimmung der Standardparameter

Der experimentelle Aufbau zur Ermittlung der Standardparameter der zuvor beschriebenen CMOS SiPM orientiert sich grundlegend an der zuvor erläuterten Methodik in Kapitel 3. Eine Ausnahme bildet hierbei die Erfassung der IV-Kennlinien. Vor der Integration der SiPM in endgültige Bauteile (PCB + Chip) wurden die Halbleiterchips mithilfe eines Wafer-Probers (Cascade Microtech Summit 11752-U [143]) untersucht. Diese Messungen wurden mithilfe eines Halbleiterparameter-Analysators (Hewlett Packard 4156 A [144]) durchgeführt, welcher die Spannung in Schritten von 0,1 V auf die SiPM anlegt und gleichzeitig den entsprechenden Strom misst.

Um eine bessere Kontextualisierung der Ergebnisse zu ermöglichen, wurde der PM3350 SiPM, der ebenfalls eine Mikrozellgröße von 50  $\mu\text{m}$  besitzt, in einigen Graphen als Vergleichsreferenz integriert.

#### 4.3.1. Strom-Spannungs-Charakteristik

Die IV-Kennlinien für die CMOS SiPM, die in diesem Kapitel behandelt werden, sind in Abbildung 4.8 zu sehen. Sie stellen die IV-Kennlinien der verschiedenen SiPM-Typen (Typen 1 bis 4) dar, welche ähnliche Verläufe aufzeigen. Es fällt jedoch auf, dass der SiPM des Typs Conv-SiPM eine niedrigere Durchbruchspannung  $V_{DB} = (16,7 \pm 0,1) \text{ V}$  aufweist, während der SiPM des Typs DGI-SiPM eine leicht höhere Durchbruchspannung  $V_{DB} = (27,2 \pm 0,1) \text{ V}$  besitzt.

Die beobachteten Unterschiede in den Durchbruchspannungen zwischen den CMOS SiPM lassen sich im Wesentlichen auf die Dotierstoffkonzentrationen an den pn-Übergängen dieser CMOS-SiPM zurückführen. Der Conv-SiPM besitzt dabei eine weniger tief verlaufende PW. Dies bedeutet, dass die Schicht, in der sich die p-Dotierung (positiv geladene Löcher) befindet, weniger tief in das Silizium eindringt. Eine geringere Eindringtiefe der PW führt zu einer kleineren Raumladungszone in Nähe des pn-Übergangs und erfordert dadurch eine geringere angelegte Spannung, um den Durchbruch des pn-Übergangs zu induzieren. Zusätzlich kann angenommen werden, dass die Dotierstoffkonzentration der PW größer ist als die der DPW, was den ca. 10 V großen Unterschied der Durchbruchspannung erklären würde (siehe Kapitel 3.3).

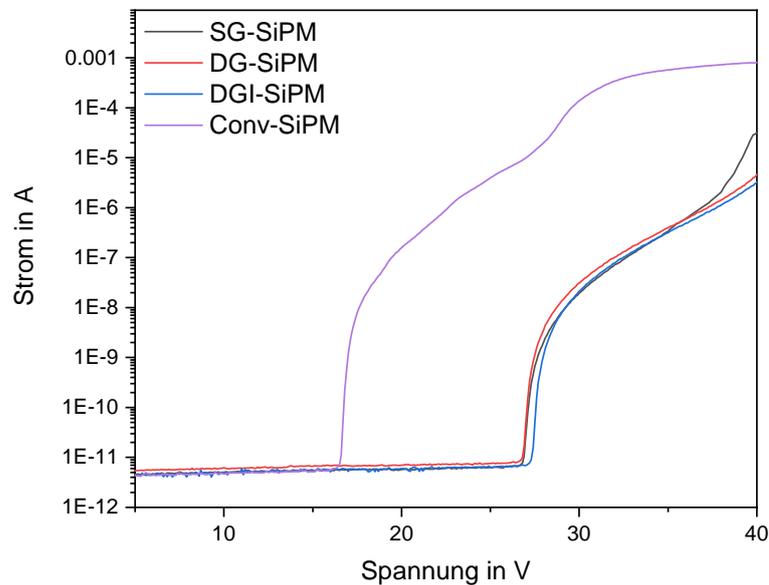
Im Vergleich dazu zeigt der DGI-SiPM eine etwas höhere Durchbruchspannung als der SG-SiPM und der DG-SiPM, obwohl alle drei mit einer DPW-Struktur aufgebaut sind. Dieser Unterschied lässt sich durch die zusätzliche n-Implantation im DGI-SiPM erklären, die wahrscheinlich zu einer breiteren n-Schicht führt. Eine breitere n-Schicht erhöht

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker

die Raumladungszone, was wiederum eine höhere Durchbruchspannung zur Folge hat. Die gemessenen Durchbruchspannungen werden in Tabelle 4.3 aufgelistet.

**Tabelle 4.3.** Ermittelte Durchbruchspannungen der verschiedenen SiPM-Typen

| SiPM      | Durchbruchspannung in $V_{DB}$ |
|-----------|--------------------------------|
| SG-SiPM   | $26,9 \pm 0,1$                 |
| DG-SiPM   | $27,0 \pm 0,1$                 |
| DGI-SiPM  | $27,2 \pm 0,1$                 |
| Conv-SiPM | $16,7 \pm 0,1$                 |

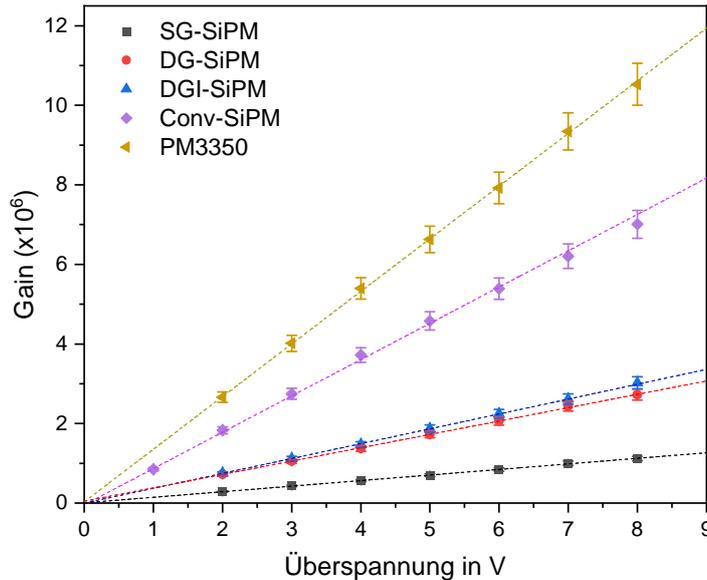


**Abbildung 4.8.** Strom-Spannungs-Kennlinien von verschiedenen SiPM in 0,35 µm CMOS-Technologie

#### 4.3.2. Verstärkung und Erholungszeit

In Abbildung 4.9 werden die Verstärkungswerte der untersuchten SiPM-Typen im Vergleich zum PM3350 dargestellt. Es fällt auf, dass die unterschiedlichen Strukturen der pn-Übergänge, insbesondere die Eigenschaften der Schutzringe, einen Einfluss auf den Verstärkungsfaktor haben. Die gemessenen Gain-Werte liegen in etwa im Bereich der kommerziellen SiPM-Typen, wenn berücksichtigt wird, dass der PM3350 den höchsten

Gain unter den in dieser Dissertation behandelten kommerziellen SiPM-Typen aufwies (siehe Kapitel 3). Ein Faktor, der zur geringeren Verstärkung der CMOS-SiPM im Vergleich zu kommerziellen SiPM beiträgt, ist der niedrigere Füllfaktor, der den Anteil der photosensitiven Fläche eines SiPM an der Gesamtfläche beschreibt. Diese Begrenzung resultiert aus der eingeschränkten Anpassungsmöglichkeit der Wannengrößen in Standard-CMOS-Fertigungsprozessen.



**Abbildung 4.9.** Gain der 4x4 CMOS SiPM, zum Vergleich wird der kommerzielle SiPM PM3350 von der Firma KETEK hinzugezogen

Die abgeschätzten Zellkapazitäten  $C_{\text{Zelle}}$  sind in Tabelle 4.4 aufgeführt. So variiert die Zellkapazität des SG-SiPM bei  $(23 \pm 1)$  fF und die des Conv-SiPM bei  $(146 \pm 7)$  fF. Die größere Kapazität des Conv-SiPM im Vergleich zu den anderen CMOS-SiPM lässt sich mit der stärkeren Dotierung seiner Wannen erklären (siehe Kapitel 4.1), was schmalere Raumladungszone und folglich eine größere Kapazität pro Fläche zur Folge hat. Die Zellkapazitäten des DG- und des DGI-SiPM liegen mit etwa 60 fF aufgrund ihrer fast identischen Strukturen erwartungsgemäß nahe beieinander. Die Differenz liegt dabei innerhalb der Fehlerabweichung. Die doppelte Schutzringstruktur hingegen vergrößert die Kapazität etwa auf das zweifache. Um diese Beobachtungen genauer zu quantifizieren, wäre eine TCAD-Simulation (Technology Computer Aided Design Simulation) des

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker

elektrischen Feldes vonnöten. Jedoch ist dies bei CMOS-Prozessen aufgrund der unbekannteten Strukturierung (Dotierung und Tiefe) der Wannan nicht exakt möglich.

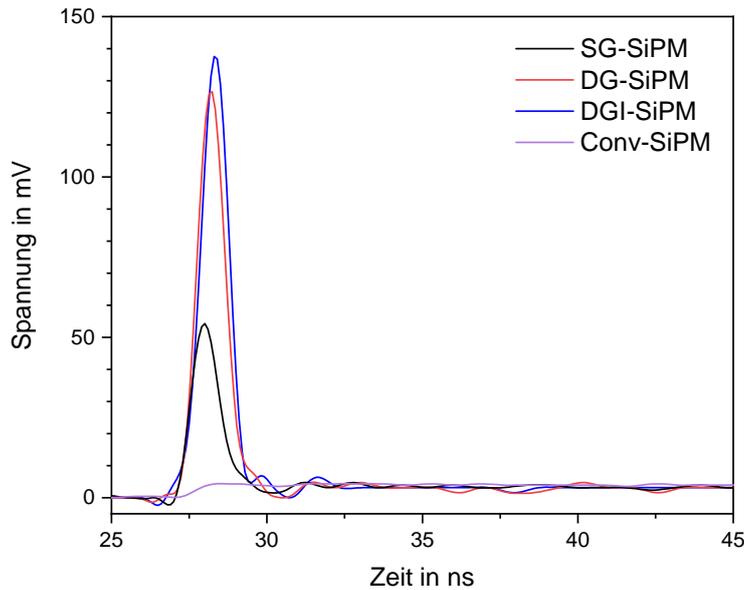
Im Vergleich dazu beträgt die Kapazität des kommerziellen PM3350 ( $213 \pm 11$ ) fF. Wird gleichzeitig berücksichtigt, dass der PM3350 eine ähnliche Durchbruchspannung von ( $25,0 \pm 0,1$ ) V im Vergleich zu den etwa 27 V der SiPM-Typen SG-SiPM, DG-SiPM und DGI-SiPM besitzt, zeigt sich, dass die photosensitive Fläche kommerzieller SiPM deutlich effizienter ausgenutzt werden kann als in Standard-CMOS-Prozessen.

**Tabelle 4.4.** Übersicht der RC-Zeiten  $\tau$  und Abschätzung der Kapazitäten  $C_{Zelle}$

| SiPM      | $C_{Zelle}$ in fF | $\tau$ in ns    |
|-----------|-------------------|-----------------|
| SG-SiPM   | $23 \pm 1$        | $0,33 \pm 0,02$ |
| DG-SiPM   | $58 \pm 3$        | $0,37 \pm 0,02$ |
| DGI-SiPM  | $60 \pm 3$        | $0,35 \pm 0,02$ |
| Conv-SiPM | $146 \pm 7$       | $141,2 \pm 7,1$ |
| PM3350    | $213 \pm 11$      | $163,4 \pm 8,2$ |

Die ermittelten RC-Zeiten  $\tau$  sind ebenfalls in Tabelle 4.4 aufgeführt. Sie zeigt, dass die RC-Zeiten für den SG-SiPM, den DG-SiPM und den DGI-SiPM sehr kurz sind und sich alle im Bereich von etwa einer Nanosekunde bewegen. Dies stellt eine Abweichung von den üblichen RC-Zeiten kommerzieller SiPM dar, die normalerweise im Bereich von zehn Nanosekunden bis zu über 100 Nanosekunden liegen (siehe Kapitel 3). Die kurzen RC-Zeiten dieser CMOS SiPM lassen sich größtenteils auf die geringen Gitter- und parasitären Kapazitäten, sowie der geringen Diodenkapazität zurückführen. Dies wiederum hängt mit der geringen Anzahl an Mikrozellen zusammen.

Abbildung 4.10 stellt die Einzelpulse der untersuchten CMOS SiPM, die ohne zusätzliche Verstärkung gemessen wurden, dar. Deutlich sichtbar ist eine Korrelation zwischen der Pulshöhe und dem ermittelten Gain, mit der Ausnahme des Conv-SiPM. Dieser verfügt zwar über einen hohen Gain, weist jedoch gleichzeitig eine große RC-Zeit auf, was sich in einer nahezu nicht messbaren Pulshöhe im Vergleich zu den anderen CMOS SiPM niederschlägt. Ein Grund hierfür liegt in der Strukturierung des pn-Übergangs und der damit verbundenen größeren Zellkapazität. Eine solche gesteigerte Kapazität, führt zu einem verlangsamt Ladungsabfluss, was wiederum die beobachtete Verlängerung der RC-Zeit erklärt.



**Abbildung 4.10.** 1 p.e. Pulse des SG-SiPM, DG-SiPM, DGI-SiPM und des Conv-SiPM bei einer OV von 5 V

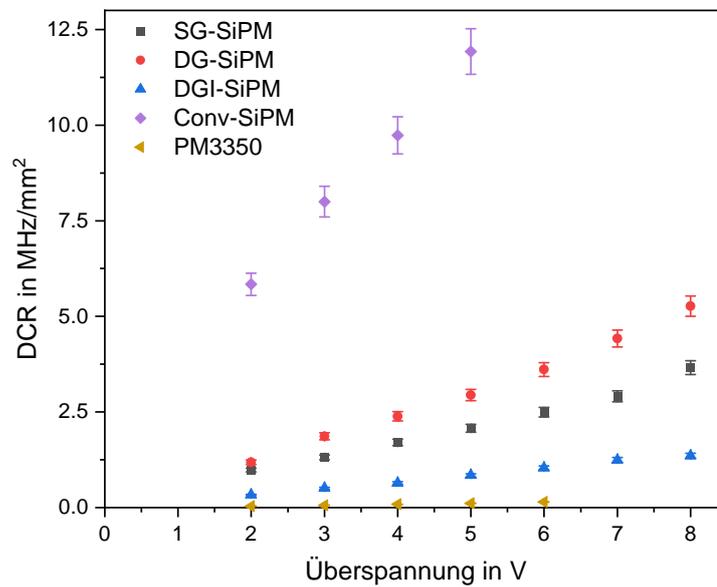
### 4.3.3. Dunkelzählrate

In Abbildung 4.11 wird die DCR verschiedener CMOS SiPM quantitativ dargestellt, wobei die Darstellung in der Einheit  $\text{kHz pro mm}^2$  erfolgt. Bei der Analyse der Daten ist es wichtig, die inhärente Variabilität von CMOS SiPM zu berücksichtigen. Verschiedene Faktoren, darunter der spezifische Halbleiterfertigungstechnologieknoten und die Reinheitsgrade der jeweiligen Fertigungsstätten, in welchen die Module hergestellt werden, können maßgeblich zu der inhärenten Variabilität der DCR beitragen [145, 146, 147, 148, 149, 150, 140].

Die erfassten DCR-Werte der CMOS SiPM variieren zwischen  $(844 \pm 42) \frac{\text{kHz}}{\text{mm}^2}$  und  $(11\,927 \pm 596) \frac{\text{kHz}}{\text{mm}^2}$ . Hervorzuheben ist hierbei der DGI-SiPM, welcher den geringsten erfassten Wert aufzeigt. Allerdings besitzt der kommerzielle SiPM des Typs PM3350 eine DCR von  $(113 \pm 6) \frac{\text{kHz}}{\text{mm}^2}$ , welcher unter den ermittelten Werten der betrachteten CMOS SiPM liegt. Die erhöhte DCR bei CMOS-basierten SiPM resultiert daraus, dass die Dotierungswannen nicht speziell für SiPM-Anwendungen entworfen wurden, was eine Anpassung des Potenzialprofils zur Reduktion der Defektdichte in der aktiven Region mit einschließt.

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker

Die Messergebnisse zeigen außerdem, dass die Kombination aus PW und dem n-Implantat dazu neigt, eine erhöhte Defektdichte im aktiven Bereich zu verursachen. Die geringere Tiefe der Dotierungswanne an den Rändern könnte eine weniger effektive Unterbindung der Diffusion von Majoritätsladungsträgern aus dem p-Typ-Substrat in die Multiplikationsregion zur Folge haben. Im Kontrast dazu resultiert das duale n-Implantat in eine geringere Defektdichte, was auf eine verbesserte Unterbindung der Ladungsträgerdiffusion hinweist. Um präzisere Aussagen treffen zu können, wäre es allerdings notwendig, die Dotierungsprofile zu kennen und deren spezifischen Einfluss auf die Defektdichte genauer zu analysieren.



**Abbildung 4.11.** Vergleich der DCR Werte pro Flächeneinheit der CMOS SiPM-Typen 1 bis 4 mit dem kommerziellen SiPM PM3350

#### 4.3.4. Optisches Übersprechen

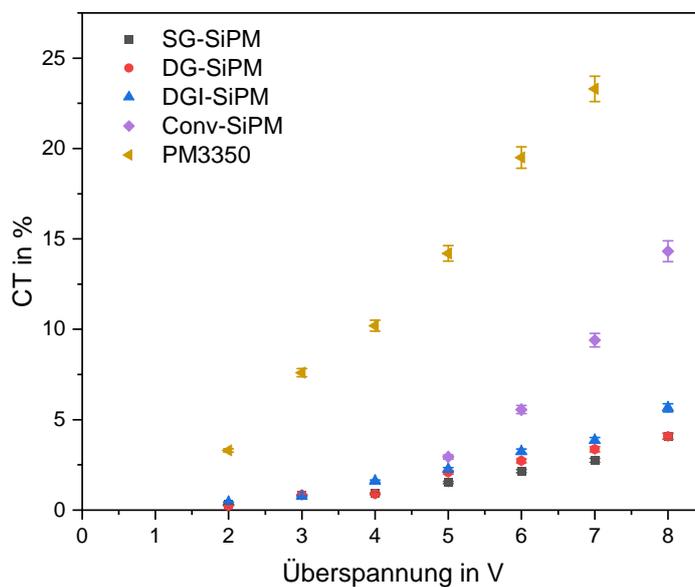
Im folgenden Abschnitt erfolgt die Analyse der erfassten CT-Resultate der CMOS SiPM. Die in Abbildung 4.12 dargestellten Werte zeigen, dass die CT-Werte der SiPM-Typen SG-SiPM, DG-SiPM und DGI-SiPM ähnlich sind. Besonders bei niedrigen OV bewegen sich die Werte innerhalb der Messunsicherheiten. Trotz dieser Ähnlichkeiten ist zu bemerken, dass der SG-SiPM den geringsten CT-Wert aufweist.

### 4.3. Bestimmung der Standardparameter

Die generell niedrigere CT kann durch das geometrische Design der Mikrozellen der CMOS SiPM erklärt werden. Im Vergleich zu kommerziellen SiPM sind bei CMOS SiPM die photosensitiven Bereiche der einzelnen Mikrozellen weniger dicht angeordnet. Dies ist beispielsweise auf die technologiebedingten breiten Schutzringe um die SiPM zurückzuführen. Folglich müssen Sekundärphotonen eine größere Distanz überwinden, um eine benachbarte Zelle zu erreichen, was die Wahrscheinlichkeit für CT mit zunehmendem Abstand verringert.

Darüber hinaus besitzen die CMOS SiPM kein Glasgehäuse, welche bei kommerziellen SiPM standardmäßig gebraucht werden. Dieses Glasgehäuse schützt den SiPM vor äußeren mechanischen Einflüssen, führt aber auch dazu, dass Photonen reflektieren werden und zusätzliches CT auslösen.

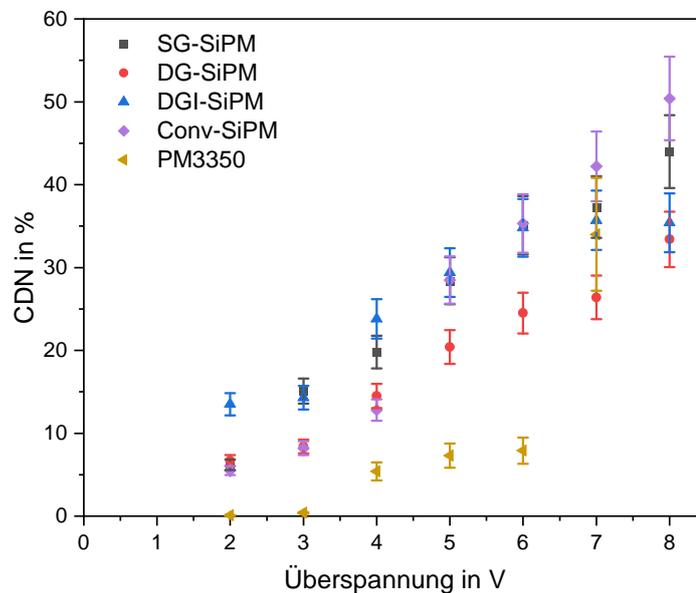
CMOS SiPM weisen keine Gräben zur Isolierung der Zellen gegen Sekundärphotonen auf, wie sie in SiPM von KETEK zur Reduktion des CT eingesetzt werden [124]. Dies erschwert den direkten Vergleich zwischen CMOS-basierten und kommerziellen SiPM, da ihre konstruktiven Unterschiede das Übersprechen auf verschiedene Weise beeinflussen. Die relativen Unsicherheiten betragen 4% und werden durch Fehlerbalken in Abbildung 4.12 dargestellt.



**Abbildung 4.12.** CT der CMOS SiPM-Typen 1 bis 4 im Vergleich zum kommerziellen SiPM PM3350

### 4.3.5. Korrelierte Dunkelpulse

In Abbildung 4.13 sind die CDN-Werte für die SiPM-Typen 1 bis 4 dargestellt. Die Analyse der Pulshöhen legt nahe, dass D-CT den vorherrschenden Mechanismus darstellt. D-CT-Pulse erreichen ihre volle Amplitudenhöhe, wohingegen Pulse, die durch APP verursacht werden, oft niedrigere Amplituden zeigen, die mit der Zeit nach dem Ausgangspuls zunehmen. Der Grund dafür liegt in der variablen Ladungsmenge bei einem APP-Puls, die davon abhängt, inwieweit die Mikrozele, in der der Puls entsteht, bereits wieder aufgeladen wurde. Im Gegensatz dazu wird bei einem D-CT-Puls eine benachbarte Zelle aus dem Ruhezustand aktiviert. Diese unterschiedlichen Ladungsdynamiken können genutzt werden, um zwischen D-CT und APP zu differenzieren. Eine genaue Quantifizierung ist aber in der Praxis dennoch schwierig.



**Abbildung 4.13.** Korrelierte Dunkelpulse der CMOS SiPM

Die Erklärung für das häufige Auftreten von CDN kann auf die Prozesstechnologie des Standard-CMOS zurückgeführt werden, die keine spezialisierten Strukturen zur Unterdrückung dieses Effekts in der Tiefe der Mikrozele zulässt. Bei kommerziellen SiPM ist es möglich unter dem pn-Übergang noch eine weitere Schicht für dieses Absaugen der Elektronen zu implementieren, sodass diese nicht nach längerem diffundieren in Nach-

barzellen einen erneuten Durchbruch auslösen. Die spezifischen Designdetails in Bezug auf diese Beobachtung werden von den SiPM-Herstellern vertraulich behandelt.

Zusammengefasst sind die CDN-Werte im Allgemeinen erhöht und übertreffen die des kommerziellen PM3350 SiPM. Die relative Unsicherheit beträgt 10 % und ist in Form von Fehlerbalken in Abbildung 4.13 für jeden Messpunkt aufgetragen.

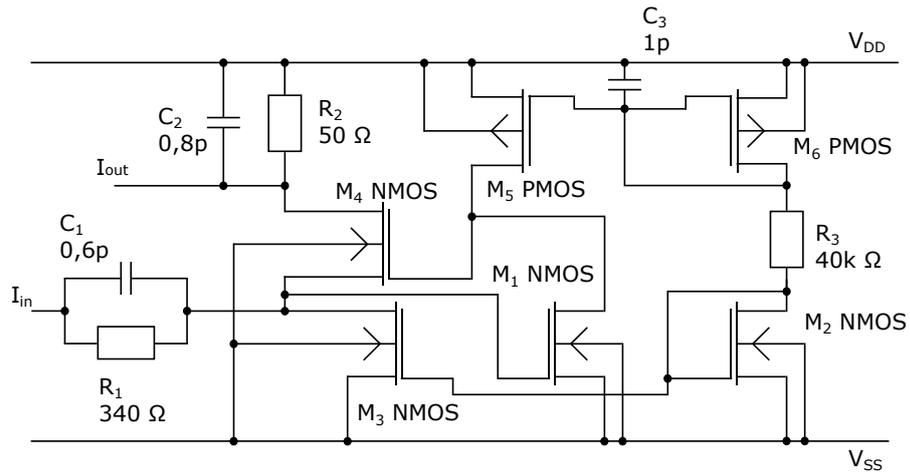
#### 4.4. Untersuchung eines CMOS-integrierten Schaltkreises

Wie zu Beginn dieses Kapitels erwähnt, wurde der DGI-SiPM mit einem integrierten Verstärker über den schnellen kapazitiven Ausgang zu einem SoC kombiniert [151]. Die Schematik des Verstärkers wird in Abbildung 4.14 dargestellt. Sie stellt eine spezifische Konfiguration dar, die in der Literatur als “Regulated Common-Gate“ (RCG) Stufe bezeichnet wird. Diese Konfiguration agiert als Stromfolger. Ziel dieses Ansatzes ist es, einerseits das Signal des SiPM direkt auf dem Chip zu verstärken und andererseits die Möglichkeit einer Segmentierung für zukünftige, größere SiPM-Arrays zu schaffen. In einem solchen Szenario würden mehrere Stromfolger verwendet, um einen segmentierten großen SiPM zu betreiben. Bei den hier diskutierten Teststrukturen werden zunächst die in diesem Kapitel untersuchten kleinere SiPM mit 16 Mikrozellen verwendet, die jeweils mit einem einzigen Stromfolger verbunden sind, um die grundlegende Funktionsweise zu überprüfen [84].

Die Eingangsimpedanz des Transistors M4 beträgt bei Strömen zwischen  $50\ \mu\text{A}$  und  $80\ \mu\text{A}$  ungefähr einen Kiloohm. Um die Eingangsimpedanz weiter zu reduzieren, kommt eine zusätzliche Verstärkungsstufe, bestehend aus den Transistoren NMOS M1 und PMOS M5, zum Einsatz. Diese Konfiguration senkt die Impedanz auf der Source-Seite des Transistors M4, ohne die Ausgangskapazität an dessen Drain-Seite zu beeinträchtigen. Die Transistoren M2 und M6 fungieren als Dioden und legen den Arbeitspunkt der Transistoren M5 und M3 fest.

In der vorliegenden Schaltung dienen R2 und C2 dem Schutz vor elektrostatischer Entladung (ESD). R2 begrenzt den ESD-Strom und verteilt die Entladungsenergie sicher auf die Versorgungsspannung  $V_{CC}$ , um Schäden an den Schaltungskomponenten zu vermeiden. C2 fungiert als Energiespeicher und puffert Spannungsspitzen ab, die während einer ESD auftreten können. Zusammen bilden sie ein verteiltes Dioden-Design, das den Spannungsabfall über das Halbleitervolumen optimiert und die Durchlassspannung an den p-n-Übergängen stabilisiert.

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker



**Abbildung 4.14.** Schematische Darstellung des integrierten IC mit NMOS- und PMOS-Transistoren

In Abbildung 4.15 wird das Layout der Schaltung dargestellt, wobei nur die essenziellen Layer gezeigt werden. Das in Grün dargestellte Polysilizium veranschaulicht die Widerstände, Kapazitäten und die Gate-Strukturen der MOSFET. Es ist zu erkennen, dass die NMOS- und PMOS-Transistoren in dieser Schaltung abgerundete Gate-Strukturen aufweisen. Diese Strukturen bieten generell den Vorteil einer erhöhten Strahlenresistenz [152, 153]. Dieser Aspekt kann relevant sein, wenn der aktive SiPM in der Hochenergiephysik eingesetzt wird. Darüber hinaus wird eine reduzierte Drain-to-Gate-Kapazität erreicht, was besonders bei niedrigen Drain-Strömen zu einer höheren Grenzfrequenz des Spannungsverstärkungsfaktors führt. Außerdem kann der Einsatz von abgerundeten Strukturen in den MOSFET eine effizientere Raumausnutzung unterstützen [154], [155]. Die Maße des IC betragen  $30\ \mu\text{m} \times 28\ \mu\text{m}$ .

#### 4.4. Untersuchung eines CMOS-integrierten Schaltkreises

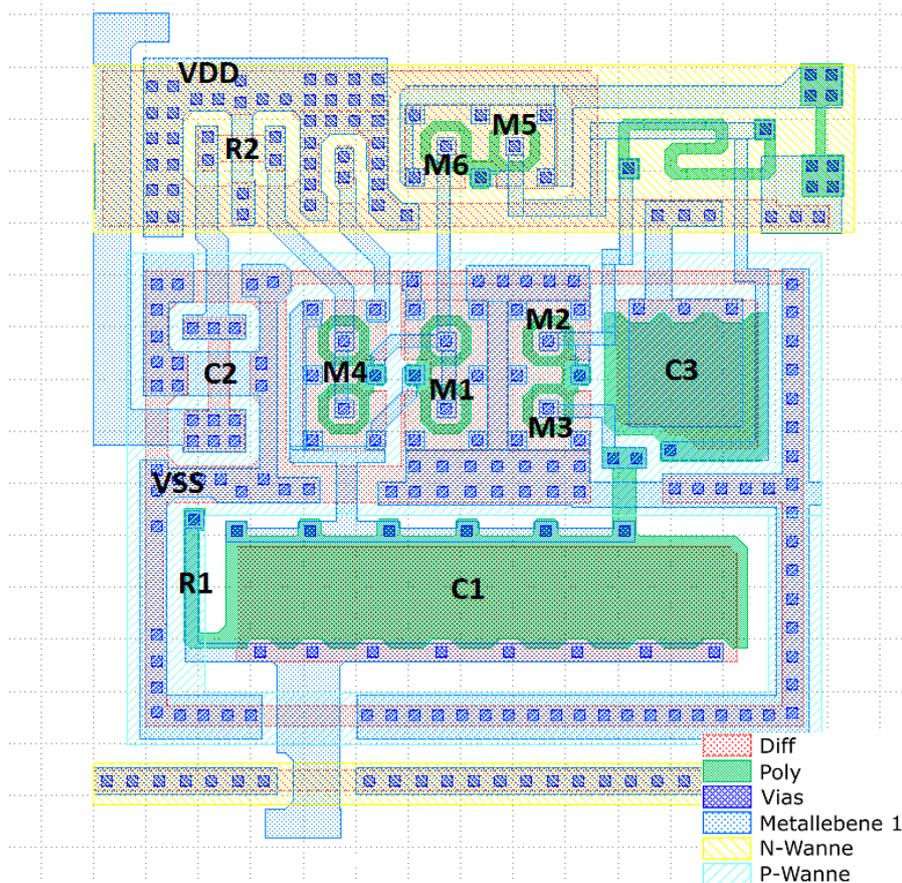


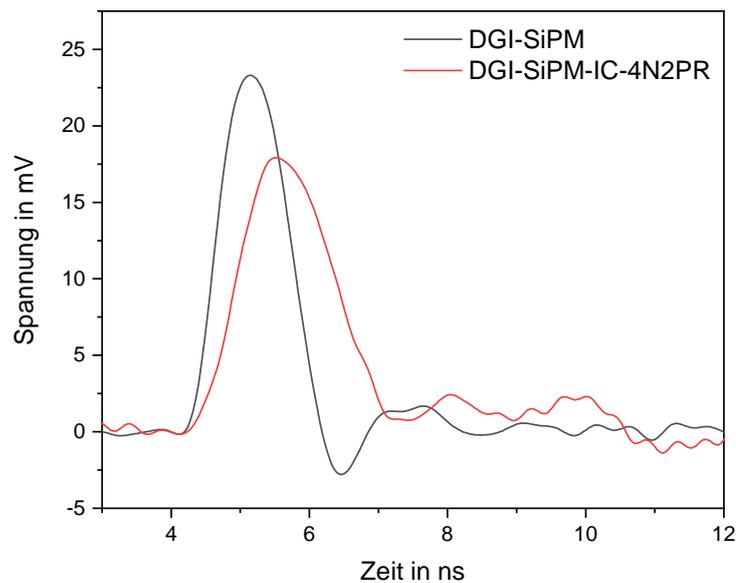
Abbildung 4.15. Layout der Schaltung mit hervorgehobenen Hauptlayern

Während der Evaluierung des integrierten Stromfolgers wurde eine Analyse des DGI-SiPM-Ausgangssignals sowohl in Verbindung mit dem besagten IC als auch isoliert durchgeführt. Für diese Messung kam Messaufbau 2 zum Einsatz. Allerdings wurde kein zusätzlicher externer Verstärker verwendet. Die resultierenden Signalkomponenten bei einer OV von 4V können in Abbildung 4.16 eingesehen werden.

Die Ergebnisse zeigen die erfolgreiche Integration des DGI-SiPM mit dem integrierten Verstärker in einem SoC, zumindest insofern, dass der Verstärker das SiPM-Signal verarbeitet. Es wird jedoch beobachtet, dass die Bandbreite des DGI-SiPM durch den IC eingeschränkt wird, was sich in einer reduzierten Anstiegsrate von  $19 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  im Vergleich zu  $31 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  ohne den IC zeigt. Weiterhin zeigt sich eine Abschwächung der Ausgangssignalamplitude um etwas mehr als 10%, was einen Verstärkungsfaktor von  $<1$  bedeutet. Ein Vorteil des aktiven SiPM ist das Unterbinden des Überschwingens, was bei SiPM mit einer erhöhten Anzahl von Mikrozellen zu einer stabileren Nulllinie führt. Der IC zeigt

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker

über die gesamten 16 Mikrozellen eine gleichbleibende Linearität der Pulse auf. Die langsameren Anstiegsflanken des aktiven SiPM lassen sich auf ein suboptimales Verhältnis von MOSFET-Transkonduktanz zu Schaltungskapazität zurückführen, was wiederum durch den niedrigeren Betriebsstrom der MOSFET bedingt ist. Eine Erhöhung der Transkonduktanz ist durch den Einsatz stromintensiveren MOSFET möglich, jedoch ist dabei sowohl der gesteigerte Energieverbrauch als auch die damit einhergehende Wärmeentwicklung zu berücksichtigen.



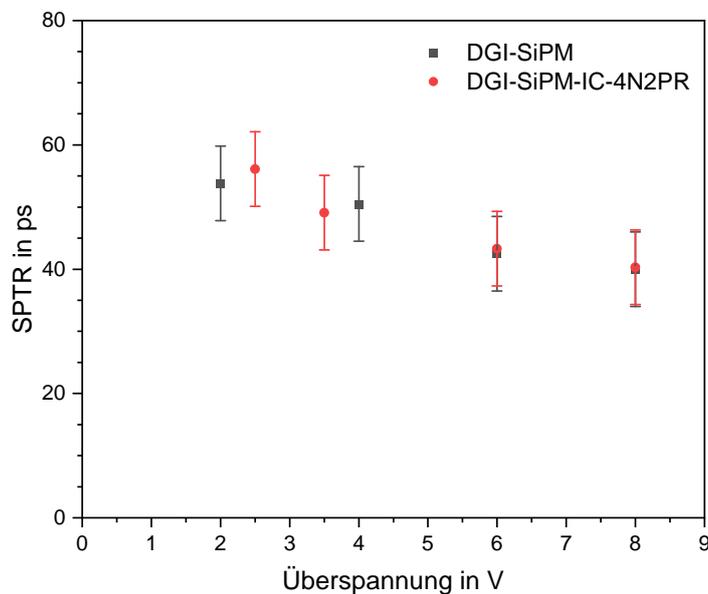
**Abbildung 4.16.** Vergleichende Analyse der Pulsantwort des DGI-SiPM in Präsenz und Abwesenheit des IC

#### 4.5. SPTR Vergleich

Die SPTR-Werte des DGI-SiPM wurden unter Verwendung des Messaufbaus 2 ermittelt (siehe Kapitel 3.8.4). Hierbei kam die volle Bandbreite von 10 GHz zum Einsatz. Dies war aufgrund der geringen Anzahl an Mikrozellen möglich. Damit spielen Rauscheffekte, wie die absolute Anzahl an Dunkelpulse, nur eine sehr kleine Rolle. Zudem war der Anschluss eines externen Verstärkers nicht erforderlich, da damit das Signal-Rauschverhältnis zur klaren Detektion von Pulsen ausreichend ist. Der optimale Schwellwert für beide SiPM ist bei einer Amplitudenhöhe von  $< 10\%$ , sodass der Time-walk Effekt bei der SPTR

nahezu keine Rolle spielte.

Die resultierenden Daten sind in Abbildung 4.17 dargestellt. Bei der Bewertung der SPTR-Werte, sowohl in der Konfiguration mit dem IC als auch in seiner Abwesenheit, liegen die beobachteten Differenzen innerhalb der angegebenen Messunsicherheiten und schwanken im Bereich von 56,2 ps bis 40,0 ps. Die Messergebnisse belegen, dass der IC die SPTR des SiPM nicht negativ beeinflusst. Dies lässt sich durch das ausreichend gute Signal-zu-Rausch-Verhältnis sowie die niedrige Schwelle bei der SPTR-Messung erklären, welche dazu führen, dass die langsamere Anstiegsrate und die reduzierte Amplitude des aktiven SiPM die SPTR-Ergebnisse nicht merklich beeinträchtigen. Die Begrenzung der SPTR ist daher hauptsächlich auf intrinsische Faktoren des SiPM zurückzuführen, wie beispielsweise die Diffusion von Ladungsträgern. Folglich sollte der Jitter des IC kleiner als 10 ps sein.

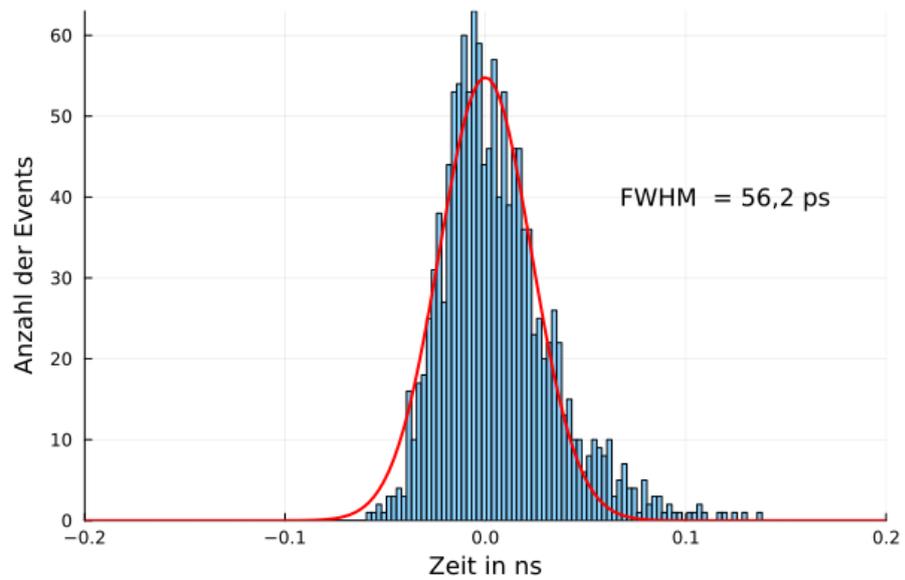


**Abbildung 4.17.** Darstellung der SPTR des DGI-SiPM sowohl in Kombination mit dem IC als auch analog

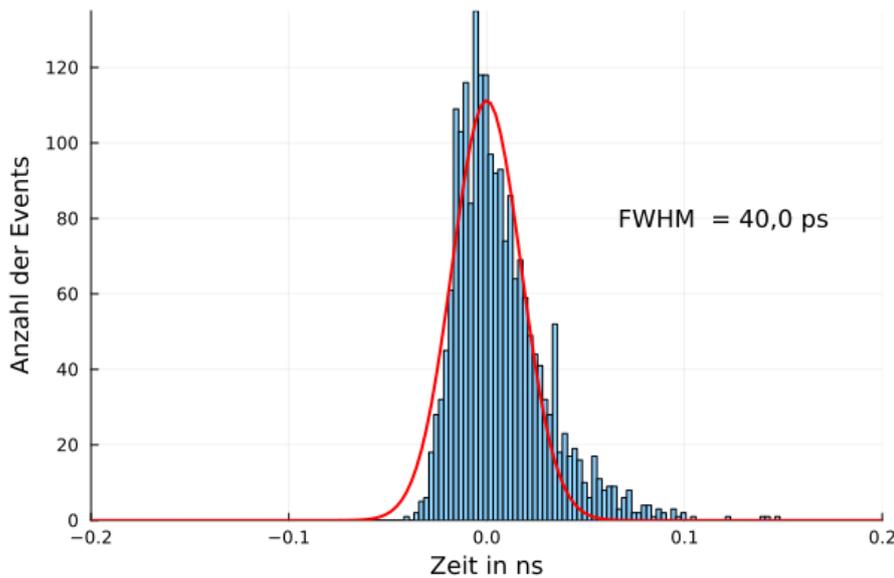
Aufgrund der im Vergleich zu kommerziellen SiPM generell niedrigeren SPTR-Werte (siehe Kapitel 3.8.4) wurden die Histogramme des aktiven SiPM noch einmal genauer analysiert. Hierbei wurde die OV des Anfangswerts von 2 V und des Endwerts von 8 V betrachtet. Die entsprechenden Histogramme sind in Abbildung 4.18 für OV 2 V und in

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker

Abbildung 4.19 für OV 8 V dargestellt. Der Vergleich der Histogramme zeigt, dass mit abnehmender SPTR eine zunehmende Asymmetrie auftritt. Die verzögert detektierten Signale könnten auf die Diffusion von Elektronen innerhalb der SiPM-Struktur hindeuten, welche wiederum die SPTR des Detektors begrenzen könnte. Folglich sollten die gemessene SPTR-Werte nahezu die intrinsische SPTR des SiPM repräsentieren.



**Abbildung 4.18.** Histogramm des DGI-SiPM bei einer OV von 2 V



**Abbildung 4.19.** Histogramm des DGI-SiPM bei einer OV von 8 V

## 4.6. Diskussion

Die Analyse der kompakten CMOS SiPM zeigte die Unterschiede zwischen den verschiedenen Typen. Dabei stellte der Conv-SiPM in der Gesamtbetrachtung eine besonders suboptimale Performance dar. Ursächlich hierfür ist sein pn-Übergang, welcher nicht durch die Verwendung einer DPW prozessiert wurde, wie in Tabelle 4.2 dargestellt. Die PW-Wanne besitzt, abgeleitet aus der höheren Zellkapazität von  $(146 \pm 7)$  fF und der niedrigeren Durchbruchspannung von  $(16,7 \pm 0,1)$  V im Vergleich zu den anderen CMOS SiPM SG, DG und DGI, eine höhere Dotierung als die DPW-Wanne. Dies erwies sich allerdings als ungünstig für die Form der Pulse, da sie eine langsamere Anstiegszeit aufweisen und durch die hohe Kapazität längere RC-Zeiten und niedrigere Amplitudenhöhen besitzen. Darüber hinaus führte dies im aktiven Bereich zu einer hohen Defektdichte, welche die DCR des Conv-SiPM erhöhte

Im Gegensatz dazu überzeugte der DGI-SiPM durch seine relativ positiven Leistungsmerkmale im Vergleich zu den anderen CMOS SiPM. Dies gilt vor allem für seine niedrige DCR, seinen großen Gain und seine niedrige CT. Diese kumulativen Vorteile positionieren den DGI-SiPM als Modell für zukünftige Entwicklungsarbeiten innerhalb der untersuchten SiPM-Gruppe. Dennoch sind die Charakteristika eines Standard-CMOS-SiPM im Vergleich zu einem SiPM mit kundenspezifischer Prozessierung unterlegen, wie der

#### 4. Analyse von CMOS SiPM mit und ohne Verstärker

Vergleich mit dem PM3350 zeigt.

Die Integration des DGI-SiPM mit einem IC zu einem SoC war ein experimenteller Ansatz, um die Machbarkeit und Eignung dieser Kombination zu evaluieren [84]. Das Ergebnis zeigt, dass die SPTR des DGI-SiPM-IC-4N2PR gegenüber des DGI-SiPM nicht verbessert werden konnte, was zu erwarten war. Dieser Sachverhalt resultiert aus den inhärenten Merkmalen kleiner SiPM. Diese zeichnen sich, vor allem bei einer geringen Anzahl oder sogar nur einer einzigen Mikrozele, durch hohe Amplituden und steile Anstiegsflanken aus. Darüber hinaus konnten so auch zusätzliche Verstärkerketten ausgespart werden.

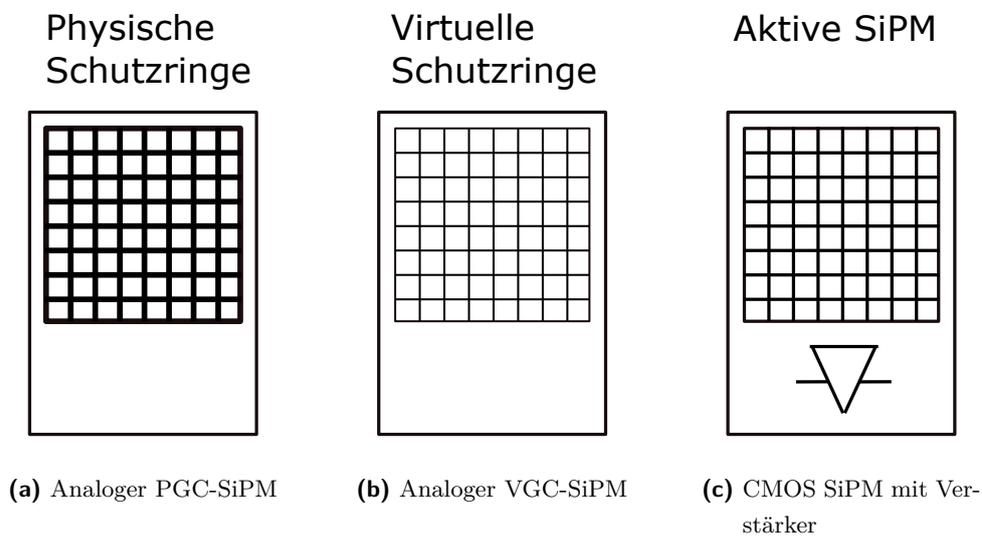
Ein weiterer intrinsischer Vorteil solcher SiPM ist das reduzierte Rauschen, welches durch die geringe Anzahl an implementierten Mikrozele begründet ist. Dabei wird die Basislinie durch Rauscheffekte wie die DCR kaum beeinflusst. Dies führt konsequenterweise zu einer geringen SPTR des SiPM.

Der IC ist allerdings explizit für großflächige SiPM konzipiert, welche aus mehreren Segmenten besteht. Das Ziel dieser Konzeption ist die Minimierung der parasitären Kapazitäten, um trotz der größeren Fläche eine ausgeprägte und steile Anstiegsflanke zu bewahren [84]. Insofern kann die Bewahrung der SPTR von 40 ps als Erfolg bewertet werden. Angesichts dieser Umstände lässt sich darüber hinaus folgern, dass der Jitter des IC deutlich unter 10 ps liegen muss und dass die SPTR nahezu ausschließlich auf den SiPM zurückzuführen ist. Diese Beobachtungen stehen im Einklang mit weiteren Messergebnissen in der Literatur [68].

Die Analyse des vorgestellten Designs zeigt damit Potenzial für weiterführende Projekte. So besteht die Möglichkeit, größere SiPM-Arrays mit einer Zellenanzahl von etwa 250, 500 oder 5000 in kapazitiv getrennte Segmente zu gliedern. Die Segmente können auf einem Chip mit individuellen Stromfolgerschaltungen ausgestattet werden, wobei die niedrig kapazitiven Ausgänge dieser Schaltungen miteinander verbunden werden. Ein solcher Ansatz würde die Erhaltung der SPTR der einzelnen kleinen Segmente ermöglichen und somit die gesamte SPTR des SiPM-Arrays verbessern [84]. Es wäre zudem sinnvoll zu prüfen, ob durch eine Erhöhung der MOSFET-Transkonduktanz eine intensivere Verstärkung auf Kosten eines höheren Betriebsstroms erzielt werden kann.

Die in diesem Kapitel erarbeiteten Erkenntnisse bilden den Startpunkt für die Weiterentwicklung, der in den nachfolgenden Kapiteln 5 und 6 behandelten SiPM.

## 5. Entwicklung und Simulation von aktiven SiPM in Standard-CMOS mit virtuellen und realen Schutzringen



**Abbildung 5.1.** Darstellung der CMOS-SiPM-Designs, (a) der PGC-SiPM mit Mikrozellen, die physische Schutzringe besitzen, (b) der VGC-SiPM, dessen Mikrozele mit virtuellen Schutzringen ausgestattet sind

In diesem Kapitel erfolgt die Darstellung des Entwicklungsprozesses zweier Typen analoger SiPM sowie der Konzeption mehrerer aktiver SiPM-Module, illustriert in Abbildung 5.1. Der erste Typ analoger SiPM basiert auf Mikrozellen mit physischen Schutzringen, bekannt als 'physical guarded cells' (PGC-SiPM). Der zweite Typ verwendet Mikrozellen mit virtuellen Schutzringen, bezeichnet als 'virtual guarded cells' (VGC-SiPM). Zusätzlich werden für die aktiven SiPM-Modelle zwei IC entwickelt. Diese IC werden in verschiedenen Konfigurationen mit PGC- und VGC-SiPM kombiniert, um eine Reihe un-

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

terschiedlicher aktiver SiPM-Module zu designen. Aus diesem Ansatz ergeben sich neben den zwei analogen SiPM, vier verschiedene aktive SiPM-Konfigurationen. Die Entwicklung nutzt den 0,35  $\mu\text{m}$  CMOS-Standardprozess der X-FAB [156].

Der Schwerpunkt liegt hierbei auf den initialen theoretischen Überlegungen, dem Design und der Designmethodik sowohl der SiPM als auch der IC. Des Weiteren werden die Kalkulation der PDE und die Simulation der IC thematisiert, sowie Modelle vorgestellt, die das Ausgangssignal von SiPM und IC im Zusammenspiel simulieren. Während die Entwicklung der Chips an der Universität der Bundeswehr München stattfand, erfolgte die Prozessierung durch den Halbleiterhersteller X-FAB. Es ist anzumerken, dass einige der im nächsten Abschnitt dargelegten Ergebnisse bereits in früheren Publikationen veröffentlicht wurden [86, 156, 157] (mit Erlaubnis, copyright © 2024, IEEE und mit Erlaubnis, copyright © 2023, Wiley-VCH GmbH).

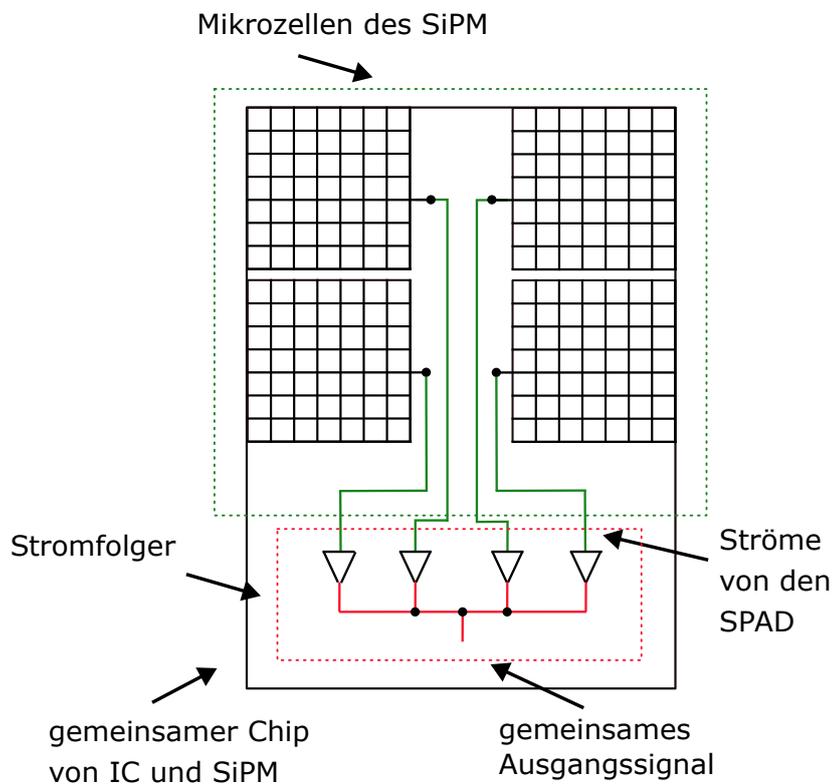
### 5.1. Konzeption aktiver SiPM

Die Konzeption zur Verbesserung der SPTR durch den Einsatz aktiver SiPM, welche die Integration mehrerer Stromfolger direkt auf demselben Chip wie der SiPM vorsieht, wurde bereits im Abschnitt zum Stand der Technik (1.3) in Grundzügen beschrieben. In diesem Abschnitt soll dieser Ansatz noch einmal spezifisch für die SiPM dieser Arbeit genauer dargelegt werden. Das Ziel dabei ist es, parasitäre Kapazitäten zu reduzieren und das Signal mit möglichst geringen Stromverbrauch zu verstärken, um das Signal-Rausch-Verhältnis zu verbessern und die Anstiegszeit des Signals zu reduzieren.

Das zugrunde liegende Prinzip wird in Abbildung 5.2 schematisch dargestellt. Der dargestellte Chip präsentiert einen SiPM, der in vier Segmente gegliedert ist. Jedes dieser Segmente ist an einen eigenen Stromfolger angeschlossen und wird individuell verstärkt. Durch die Verwendung von Stromfolgern können die Ausgänge der vier IC zu einem einheitlichen Ausgangssignal zusammengeführt werden. Anschließend wird dieses Signal durch eine externe Lastimpedanz in ein Spannungssignal  $V_{out}$  umgewandelt [84, 86].

Der Ansatz adressiert zwei Hauptprobleme großflächiger SiPM, die Reduktion der Signalamplitude und die Verlangsamung der Anstiegszeiten, die mit einer zunehmenden Anzahl von Mikrozellen im SiPM-Array verbunden sind. Diese Probleme entstehen durch parasitäre Kapazitäten, die mit der Vergrößerung des SiPM-Arrays zunehmen. Durch die Aufteilung eines großen SiPM-Arrays in kleinere, isolierte Bereiche, wobei jeder Bereich an einen spezifischen Stromfolger angeschlossen ist, wird eine kapazitive Entkopplung der Segmente erreicht [86].

Bei der Detektion eines Einzelphotonenpulses beeinflussen nun ausschließlich die passiven Mikrozellen des jeweiligen Segments und die Ausgänge der passiven IC das Signal parasitär, wobei die Ausgangskapazität der IC deutlich niedriger ist als die der Mikrozellen des entsprechenden Segments. Dadurch verringert sich die parasitäre Kapazität, die auf das Einzelsignal wirkt, im Gegensatz zu einem Szenario, in dem die parasitären Kapazitäten aller Mikrozellen des gesamten SiPM Einfluss auf das Signal nehmen [86]. Diese Anordnung erlaubt außerdem die direkte Verstärkung des Stromsignals der aktiven Mikrozele auf demselben Chip, wodurch der Bedarf an langen Kabel- und Adapterkombinationen, die typischerweise für externe Verstärkungen benötigt werden und parasitär auf das Signal einwirken, eliminiert wird [86].



**Abbildung 5.2.** Schematische Darstellung der aktiven SiPM

Wie bereits in der Einleitung unter “Stand der Technik” (Kapitel 1.3) hervorgehoben, ist ein geringer Stromverbrauch der Stromfolger entscheidend, um die Chiptemperatur und damit das Rauschen niedrig zu halten. Zusätzlich ist es wichtig, dass die Stromfolger möglichst geringe Eingangswiderstände besitzen, um den Strom der einzelnen Segmente schnell aufnehmen zu können. Zur Verbesserung des zeitlichen Verhaltens im Vergleich

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

zu analogen SiPM sind außerdem eine hohe Bandbreite und geringer Jitter der Schaltung erforderlich [86].

Um den beschriebenen Ansatz demonstrieren zu können, soll die Anzahl der Mikrozellen im Vergleich zu den CMOS SiPM aus Kapitel 4 erweitert werden. Eine Zunahme der Mikrozellenanzahl führt zu erhöhten parasitären Kapazitäten, wodurch die Auswirkungen auf Anteigszeit und Amplitudenhöhe im Vergleich zu einem analogen SiPM gezeigt werden kann. Die verfügbare Chipfläche stellt dabei die Obergrenze dar, die sich aus budgetären Faktoren ergibt, sowie aus dem Vorhaben, mindestens sechs verschiedene SiPM zu fertigen (mindestens vier aktive und zwei passive SiPM). Zudem müssen die Designregeln der Fertigungsstätte beachtet werden. Daraus resultiert eine verfügbare Chipfläche für jeden SiPM von  $1100\ \mu\text{m}$  mal  $950\ \mu\text{m}$  [86].

Auf der zur Verfügung stehenden Chipfläche müssen neben dem SiPM und der Schaltung auch fünf Kontaktpads für die Spannungsversorgung des SiPM und des IC sowie für den Substratanschluss integriert werden. Ein Kontaktpad sollte dabei mindestens die Abmessungen von  $120\ \mu\text{m} \times 120\ \mu\text{m}$  aufweisen, um das Drahtbonden an der Universität der Bundeswehr zu gewährleisten. Unter Berücksichtigung dieser Anforderungen verbleibt Platz für insgesamt 254 Mikrozellen.

Im Rahmen dieses Chipdesigns lassen sich etwa vier IC zwischen den Kontaktpads positionieren, ohne die Mikrozellenanzahl zu reduzieren. Daher wird die Verwendung von vier IC bevorzugt, um die Gesamtzahl von 254 Mikrozellen des SiPM zu erhalten. Bei einer Aufteilung in vier Segmente würde jedes Segment in der Praxis 64 bzw. 63 Mikrozellen umfassen. Die Diskrepanz einer Mikrozelle ist ebenfalls auf Designvorgaben der X-FAB zurückzuführen [86].

### 5.2. Konstruktion von CMOS-SiPM: Eine Untersuchung virtueller und physischer Schutzringe

In diesem Abschnitt wird das Design des PGC-SiPM und des VGC-SiPM analysiert, welche für die aktiven SiPM eingesetzt werden. Das Design der SiPM basiert auf den Erkenntnissen, die im Kapitel 4 gewonnen wurden.

Die Mikrozellgröße wurde im Unterschied zu den SiPM in Kapitel 4 für beide SiPM von  $50\ \mu\text{m}$  auf  $54\ \mu\text{m}$  erhöht, um eine höhere photosensitive Fläche des gesamten SiPM zu erreichen und damit die PDE zu erhöhen [156].

Die Nutzung der Low-Leakage-Prozessoption war in diesem Durchgang nicht anwendbar, da ihre Anwendung voraussetzt, dass ganze Wafer geordert werden. Allerdings musste

## 5.2. Konstruktion von CMOS-SiPM: Eine Untersuchung virtueller und physischer Schutzringe

aus Kostengründen auf eine Bestellung kompletter Wafer verzichtet werden, was den Einsatz dieser Prozessoption ausschloss. Als Konsequenz resultierten daraus erhöhte Dunkelströme und eine gesteigerte Defektdichte, welche das Rauschniveau des SiPM erhöhen.

### 5.2.1. Vorüberlegungen

#### CMOS SiPM mit physischen Schutzringen

Bei der Entwicklung des PGC-SiPM wurden im Vergleich zum DGI-SiPM nur leichte Modifikationen durchgeführt, um die Eigenschaften in Bezug auf die geringe SPTR zu erhalten und die grundlegende Funktionalität sicherzustellen. Diese Modifikationen konzentrierten sich auf die Schutzring-Struktur der einzelnen Mikrozellen, wobei das Ziel darin bestand, die photosensitive Fläche und somit die PDE zu vergrößern. Dies wurde erreicht in dem die doppelte Schutzring-Struktur in der Breite von  $4,8\ \mu\text{m}$  auf  $4,0\ \mu\text{m}$  reduziert wurde. Bei diesen Anpassungen markieren die Designrichtlinien der X-FAB als Grenzen der möglichen Anpassung [156].

#### CMOS SiPM mit virtuellen Schutzringen

Die Anwendung virtueller Schutzringe dient dazu, die aktive Region sowie die photosensitive Fläche jeder Mikrozelle zu vergrößern, was eine Steigerung der PDE des SiPM bewirkt [158] [159]. Dieser Effekt wird durch den Verzicht auf physische Schutzringe erreicht, wodurch zusätzlicher Platz für die aktive Zone gewonnen wird [156].

Während die Implementierung von virtuellen Schutzringen in kundenspezifischen Prozessen breite Anwendung findet [89], bleibt ihre erfolgreiche Realisierung in der Standard-CMOS-Technologie eine Herausforderung, da Modifikationen der Dotierungsprofile nicht vorgenommen werden können. Darüber hinaus sind die spezifischen Dotierungsprofile der verfügbaren Wannan der verwendeten  $0,35\ \mu\text{m}$  Technologie der X-FAB nicht explizit bekannt, da die entsprechenden Informationen nicht bereitgestellt werden. Diese Einschränkungen beeinträchtigen die Fähigkeit, die Felder am und um den pn-Übergang, besonders an dessen Rändern, zuverlässig zu modellieren. Dies wiederum erschwert die Einschätzung, ob die Feldintensitäten entlang der Kanten niedrig genug ist, um Durchbrüche auszuschließen [156].

Um trotzdem virtuelle Schutzringe unter Anwendung der Standard-CMOS-Technologie zu implementieren, erfolgte eine Abschätzung der Dotierungsniveaus auf Basis der verfügbaren Prozessdaten. Bei der Entwicklung dieser Schutzringe liegt der Fokus darauf,

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

Randdurchbrüche nur unter der Bedingung zuzulassen, dass die angelegte OV die Durchbruchspannung in der Multiplikationszone der Mikrozelle um mehrere Volt überschreitet [156].

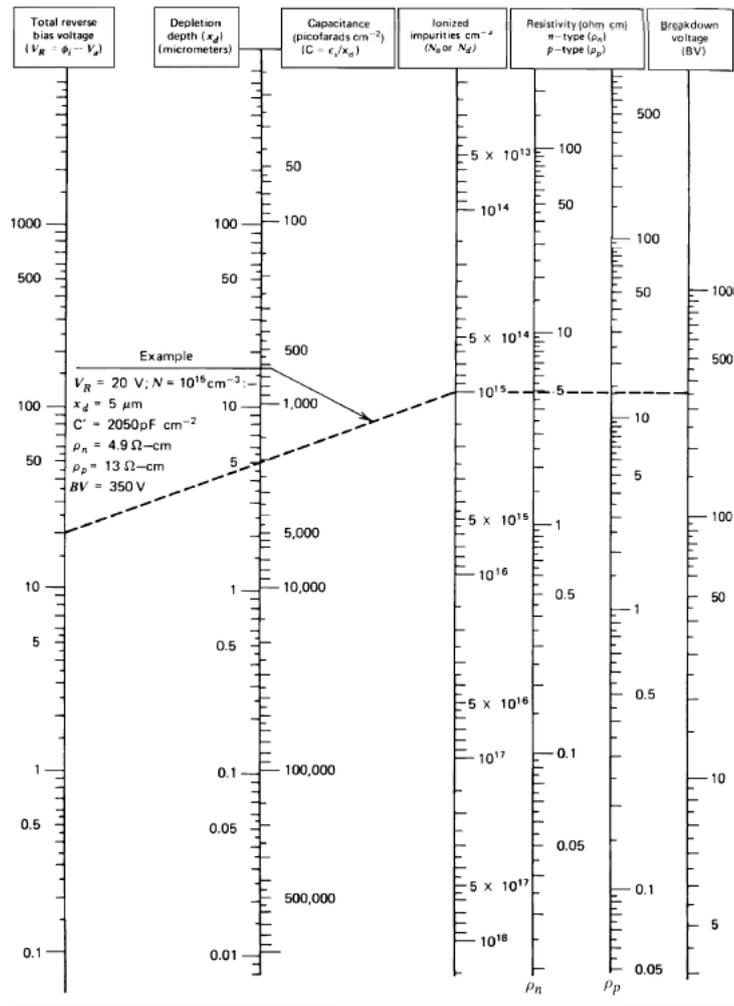
Um dies zu erreichen, muss zunächst festgehalten werden, dass die SPAD des VGC-SiPM, ähnlich wie die SPAD des SG-SiPM und SPAD des DG-SiPM, ausschließlich ein dünnes n-Implantat und eine DPW für den pn-Übergang verwendet. Dies trägt dazu bei, eine größere Absorptionsschicht als bei der PGC-SPAD zu erreichen. Der Grund dafür ist, dass das dünne n-Implantat eine etwas niedrigere Dotierung aufweist als das n+-Implantat, welches zusätzlich bei der DGI-SPAD und der PGC-SPAD für das duale Implantat eingesetzt wird. Die erweiterte Absorptionsschicht erhöht die Wahrscheinlichkeit, dass Photonen eingefangen werden, was wiederum die PDE verbessert. Wie auch bei der SG-SPAD und DG-SPAD wird der n+-Kontakt für die Kathode verwendet [156]. Die Mindeststabilität der Ränder abzuschätzen, sind zunächst einmal die Durchbruchspannungen  $V_{DB}$  für SG- und DG-SiPM, da diese dieselben Wannens für den pn-Übergang verwenden, zu betrachten. Diese betragen  $(26,9 \pm 0,1)$  V bzw.  $(27,0 \pm 0,1)$  V. Folglich ist es notwendig, dass die Ränder eine Stabilität bei angelegten Spannungen von über 27 V aufweisen, um die Funktion des VGC-SiPM zu gewährleisten. Das angestrebte Ziel sollte dabei mindestens eine OV im Bereich von 2 V bis 3 V sein, was einer erforderlichen Ränder Stabilität von 29 V bis 30 V entspricht.

Im zweiten Schritt erfolgt die Einschätzung dieser Durchbruchspannung an den Rändern der n+-Verbindung im Verhältnis zur darunterliegenden Epi-Schicht. Dabei hängt die Stabilität der Ränder von der Konzentration des Epi-Layers unter dem n+-Kontakt und dem Radius der Wanne an deren Enden ab.

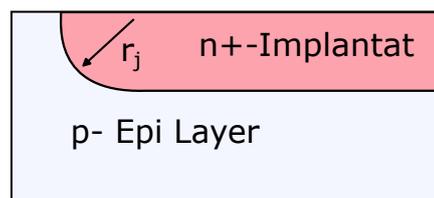
Die Konzentration der Epi-Schicht lässt sich anhand der Prozessbeschreibung der X-FAB abschätzen (aufgrund der Geheimhaltungsvereinbarung mit X-FAB können spezifische Details nicht offengelegt werden). Es wird angegeben, dass das Substrat aus einer p-dotierten Epi-Schicht besteht, die einen charakteristischen Volumenwiderstand von  $(8,0 \pm 1,2) \Omega \cdot \text{cm}$  aufweist. Aus dem Nomogramm in Abbildung 5.3 lässt sich ableiten, dass dieser Volumenwiderstand einer Dotierungskonzentration zwischen  $1,5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  und  $2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  entspricht [160].

Weiterhin lässt sich aus dem Nomogramm eine ideale Durchbruchspannung von 200 V für planare Flächen abschätzen. Allerdings verringert sich dieser Wert deutlich an den Enden der Wannens [161]. Der Übergangsradius  $r_j$ , der diese Kantenbeschaffenheit quantifiziert, ist in Abbildung 5.4 schematisch dargestellt. Von den Dimensionen dieses Radius hängt die Durchbruchspannung an den Rändern ab.

## 5.2. Konstruktion von CMOS-SiPM: Eine Untersuchung virtueller und physischer Schutzringe



**Abbildung 5.3.** Nomogramm für gleichmäßig dotierte, einseitige Silizium-Stufenübergänge bei 300 K. entnommen aus [160], mit Erlaubnis, copyright © 2002, John Wiley and Sons



**Abbildung 5.4.** Übergangsradius  $r_j$  eines n+-Implantats

Tabelle 5.1 zeigt die von Sze und Gibbons berechneten theoretischen Durchbruchspannungen für Silizium pn-Übergänge, abhängig von der Dotierung und den unterschiedli-

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

chen Übergangsradien  $r_j$ . Diese Ergebnisse wurden von Lepsele für  $r_j = 1 \mu\text{m}$  durch experimentelle Arbeiten bestätigt [161, 162]. Dabei wird angenommen, dass die Dotierungskonzentration in der dünnen Schicht des Implantats sehr hoch ist. Die Berechnung gilt sowohl für p+- als auch für n+-Implantate.

**Tabelle 5.1.** Theoretische Durchbruchspannungen von Silizium pn-Übergängen in Abhängigkeit der Epikonzentration von  $2 \cdot 10^{15} \text{cm}^{-3}$  für unterschiedliche Übergangsradien [161, 162].

| Übergangsradius $r_j$ in $\mu\text{m}$ | Durchbruchspannung in V |
|--|-------------------------|
| 0,1                                    | 21                      |
| 0,5                                    | 48                      |
| 1,0                                    | 67                      |

Aus den Kurven von Sze und Gibbons lässt sich interpolieren, dass um eine Durchbruchspannung von mindestens 29 V bis 30 V zu gewährleisten, bezogen auf eine Epikonzentration von maximal  $2 \cdot 10^{15} \text{cm}^{-3}$ , der Radius  $r_j$  des n+-Kontakts mindestens zwischen  $0,25 \mu\text{m}$  und  $0,3 \mu\text{m}$  liegen muss.

Um den prozessierten Radius  $r_j$  des n+-Kontakts abzuschätzen, kann zunächst aus den Daten der X-FAB entnommen werden, dass der n+-Kontakt in Kombination mit der PW-Dotierung eine Tiefe von  $0,17 \mu\text{m}$  erreicht. Aufgrund der geringeren Dotierung des Epi-Layers im Vergleich zur PW ist zu erwarten, dass diese Tiefe tatsächlich etwas größer ist. Zusätzlich lässt sich aus den X-FAB Daten entnehmen, dass die LOCOS-Strukturen eine Tiefe von  $0,33 \mu\text{m}$  besitzen. Da die Tiefe des n+-Kontakts geringer ist als die der LOCOS-Struktur, resultiert dies in einer Mesa-Struktur am n+-Kontakt. Die Geometrie des elektrischen Feldes um den LOCOS-Rand sollte damit sanfter sein als im Fall einer reinen Diffusionskante. Der Effekt glättet die Kanten und erhöht indirekt den Radius  $r_j$  des n+-Kontakts [163, 164].

Aufgrund dieser Angaben sollte der Radius  $r_j$  der n+-Kontaktwanne mindestens  $0,25 \mu\text{m}$  betragen. Folglich sollte die Durchbruchspannung an den Rändern der Mikrozele nicht unter dem Wert von 29 V liegen. Angesichts einer Durchbruchspannung von 27 V im planaren Bereich ergibt sich ein Überspannungsbereich von ungefähr 2 V bis 3 V, was die notwendigen Voraussetzungen für den Betrieb eines effektiven SiPM erfüllt.

### 5.2.2. Architektur

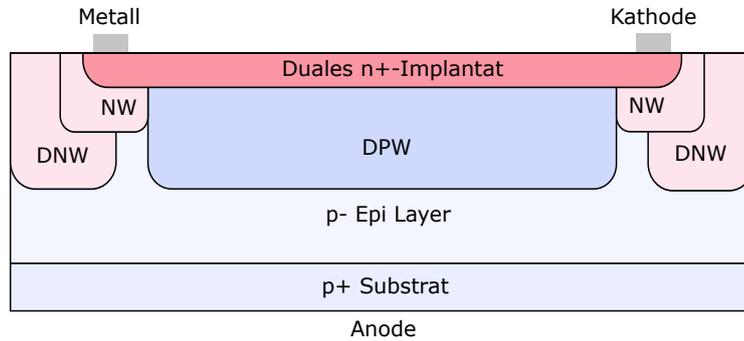


Abbildung 5.5. Querschnittansicht einer PGC-SPAD

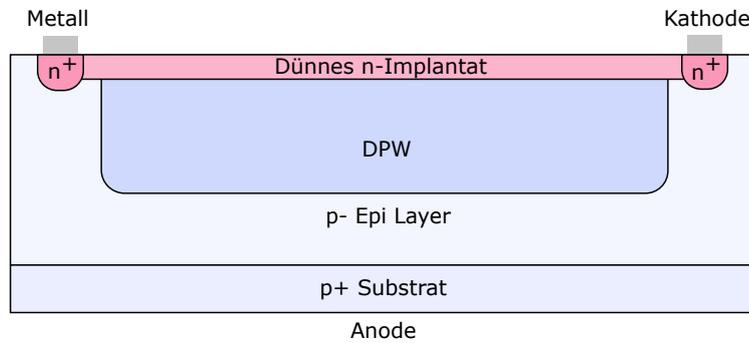


Abbildung 5.6. Querschnittansicht einer VGC-SPAD

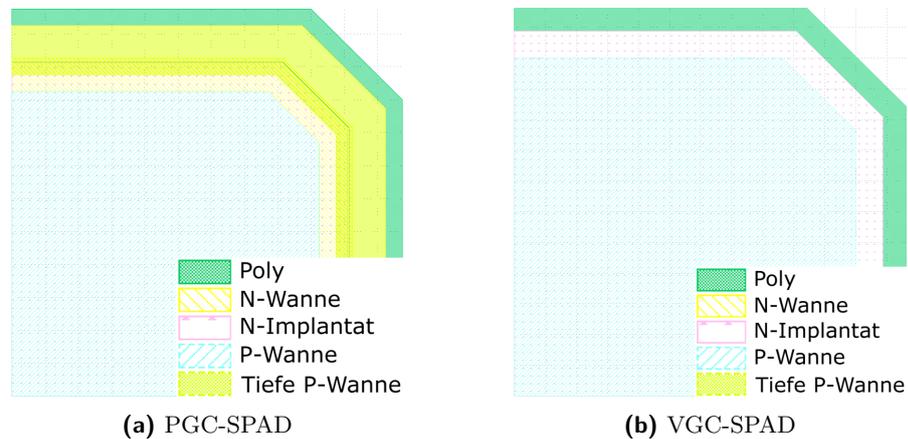
Die Querschnittansichten beider SPAD, die für die Realisierung des PGC- und des VGC-SiPM eingesetzt werden, sind in Abbildung 5.5 und 5.6 dargestellt. Wie bereits erwähnt besitzt jede Mikrozeile der beiden Detektoren eine Größe von  $54\ \mu\text{m}$ . Die PGC-SPAD besteht aus einer pn-Übergangsschicht, die aus einem tiefen DPW und einer stark dotierten dualen n+-Implantation besteht. Um Randdurchbrüche zu vermeiden, wurde ein doppelter Schutzring implementiert, der aus einem NW und einem tiefen DNW besteht [89]. Die Einführung der DNW wurde gewählt, um das Eindringen an den Rändern zusätzlich zu unterbinden und die Zuverlässigkeit der SiPM-Funktion sicherzustellen. Der lichtempfindliche Bereich wird durch diesen Ansatz aber nicht beeinträchtigt. Die Fläche des pn-Übergangs der PGC-SPAD beträgt  $36\ \mu\text{m} \times 36\ \mu\text{m}$  (Füllfaktor der Mikrozeile 0,45) [86, 156].

Die VGC-SPAD integriert eine dünnere, weniger stark dotierte n-Schicht, die mit einer n+-Schicht überlappt und mit der Kathode verbunden ist. Durch die Eliminierung der

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

Notwendigkeit von physikalischen Schutzringen erweitert die VGC-SPAD die lichtempfindliche Region zwischen der dünnen n-Region und dem DPW um 44 %, was die PDE des SiPM verbessert. Die Anode ist mit der p+-Schicht auf der Rückseite der SPAD verbunden. Die Fläche des pn-Übergangs in der Version mit virtuellem Schutzring beträgt  $43 \mu\text{m} \times 43 \mu\text{m}$  (Füllfaktor der Mikrozelle 0,63). Beide, sowohl der VGC-SPAD als auch der PGC-SPAD, wurden mit einem Quenchingwiderstand mit einem Wert von  $R_q = 430 \text{ k}\Omega$  ausgestattet [156].

Die SiPM sind mit zwei Ausgängen ausgestattet, von denen einer als schneller Ausgang fungiert und kapazitiv gekoppelt ist, während der andere Ausgang über den Quenchingwiderstand  $R_q$  verläuft und dieser Arbeit als langsamer Ausgang bezeichnet wird. Diese Konfiguration orientiert sich an einem Patent von SensL [151]. Die integrierten Verstärker sind mit dem schnellen kapazitiven Ausgang verbunden [86, 156].



**Abbildung 5.7.** Ein Vergleich der SPAD-Designs PGC und VGC wird aus einem Ausschnitt des KLayout-Layouts dargestellt

In Abbildung 5.7 (a) und 5.7 (b) wird die Draufsicht beider SPAD-Typen aus einem Ausschnitt in KLayout gezeigt, wobei der Fokus auf der Schutzring-Struktur liegt. Es ist erkennbar, dass sich beide Schutzring-Strukturen um  $1 \mu\text{m}$  überlappen, wobei der DNW um weitere  $2 \mu\text{m}$  über die NW hinausragt. Im Fall der VGC-SPAD in Abbildung 5.7 (b) ist zu erkennen, wie durch das Einsparen der Schutzringe der pn-Übergang vergrößert wurde, konkret um  $3,5 \mu\text{m}$ , wodurch die lichtempfindliche Fläche erhöht wurde. An dieser Stelle sollte noch einmal darauf hingewiesen werden, dass das Design von Schutzringen in Standard-CMOS-Prozessen durch die Einschränkungen durch die Fertigungseinrichtung

und die Designregeln in den Abmessungen begrenzt ist.

### 5.2.3. Kalkulation der PDE

Die PDE von SiPM ist stark von den jeweiligen Herstellungstechniken abhängig. Bei CMOS-basierten SiPM liegt die PDE typischerweise unter der von SiPM, die mittels kundenspezifischer Fertigungsprozesse hergestellt werden. Die Hauptgründe hierfür sind die Reflexion und Absorption von Photonen durch eine dicke Passivierungsschicht, interne dielektrische Oxidationsschichten und eine schmale Verarmungszone [165]. Zusätzlich gestaltet sich die Berechnung der PDE bei CMOS SiPM oft als schwierig, da die Dotierungskonzentrationen der Wannens, wie bereits erwähnt, meist unbekannt sind. Trotz dieser Schwierigkeiten wird in dieser Arbeit ein vereinfachter Ansatz vorgestellt, der es ermöglicht, die PDE der CMOS SiPM abzuschätzen [156].

Für die Kalkulation der PDE der SiPM kann mithilfe der Formel 2.5 und dem Zusammenhang der Photonendetektionswahrscheinlichkeit (PDP) für eine Mikrozelle [166, 167]:

$$PDP = IQE \cdot P_{trig} \quad (5.1)$$

zunächst folgender Zusammenhang für die PDE eines SiPM festgehalten werden:

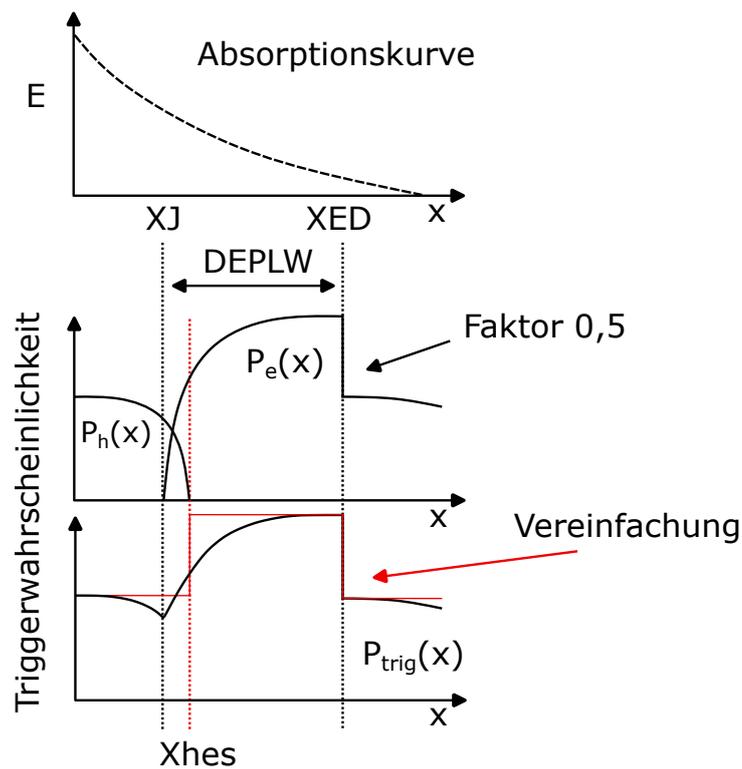
$$PDE = PDP \cdot \epsilon \cdot T \quad (5.2)$$

Hierbei repräsentiert die geometrische Effizienz  $\epsilon$  die aktive Fläche für die Photonen-detektion unter Ausschluss der Fläche der Kontaktpads. Die PDP lässt sich ebenfalls durch das Produkt zweier Funktionen bestimmen [168]. Die erste Funktion beschreibt die Abnahme der Lichtintensität  $I(x)$  in Abhängigkeit der Tiefe  $x$ , wobei  $I(0)$  die Lichtintensität an der Oberfläche angibt. Diese Beziehung wird durch Gleichung 5.3 beschrieben [156]:

$$I(x) = I(0) \exp\left(\frac{-x}{A_\lambda}\right) \quad (5.3)$$

Die zweite relevante Funktion bestimmt die Auslösewahrscheinlichkeit  $P_{trig}(x)$  in Abhängigkeit der Tiefe  $x$  eines Photoelektrons. Für die Kalkulation von  $P_{trig}$  wird in dieser Arbeit ein iteratives Approximationsverfahren angewendet, dessen Verfahren und die angewandten Vereinfachungen in Abbildung 5.8 dargestellt sind [156].

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM



**Abbildung 5.8.** Schematische Darstellung der Triggerwahrscheinlichkeit  $P_{trig}(x)$ : In Rot sind die Vereinfachungen markiert.

Im obersten Graph der Abbildung wird zunächst schematisch die Absorptionskurve präsentiert, während im mittleren Graphen die Triggerwahrscheinlichkeiten für Elektronen  $P_e(x)$  und Löcher  $P_h(x)$  illustriert sind. Der unterste Graph zeigt die kombinierte Triggerwahrscheinlichkeit  $P_{trig}(x)$  auf [169].

Dabei wird  $X_J$  als die Tiefe der dünnen n-Implantation definiert,  $DEPLW$  beschreibt die Breite der Raumladungszone und  $X_{ED}$  dient als Schätzwert für die untere Grenze der entleerten (depletierten) Zone. Dieser Wert ergibt sich aus der Addition von  $X_J$  und  $DEPLW$ . Die in Schwarz markierten Funktionen veranschaulichen den Übergang von durch Löcher induzierten zu durch Elektronen induzierten Lawinenvorgängen an der Stelle, wo Elektron-Loch-Paare generiert werden [156].

In dieser Berechnung wird eine vereinfachte diskrete Schrittfunktion eingesetzt, die einen abrupten Wechsel von durch Löcher induzierten zu durch Elektronen induzierten Lawinenvorgängen markiert, anstatt eines kontinuierlichen Übergangs für die gesamte Triggerwahrscheinlichkeit  $P_{trig}(x)$  zu verwenden. Diese Vereinfachung des abrupten Wechsels

## 5.2. Konstruktion von CMOS-SiPM: Eine Untersuchung virtueller und physischer Schutzringe

ist im untersten Graphen durch eine rote Kennzeichnung hervorgehoben.

Die Approximation unterteilt den n-zu-p-Übergang in drei Bereiche auf: Erstens einen Bereich, in dem ausschließlich Löcher als Auslöser für Lawinenvorgänge dienen, welcher bis zur Tiefe  $X_{hes}$  reicht. Zweitens einen Bereich innerhalb der aktiven Zone, in dem nur Elektronen Lawinen initiieren. Drittens einen Bereich nach der Raumladungszone, wo ebenfalls nur Elektronen als Auslöser für Lawinen fungieren, die Triggerwahrscheinlichkeit hier aber um den Faktor 2 jedoch reduziert ist [156].

Dies kommt daher, dass nicht alle durch Photonen erzeugten Elektronen, die im neutralen Bereich unterhalb der entleerten Schicht absorbiert werden, die Möglichkeit haben, in die entleerte Region zu gelangen und somit Lawinen zu initiieren. Ohne ein extern angelegtes elektrisches Feld bewegen sich diese Elektronen zufällig und können letztlich zwei gleich wahrscheinliche Pfade wählen: entweder in Richtung der entleerten Zone oder in Richtung des Substrats. Aus diesem Grund wird ein Koeffizient von 0,5 für die Triggerwahrscheinlichkeit in diesem Bereich eingeführt. Zudem benötigen diese Elektronen eine längere Transitzeit, um die Zwischenregion zu durchqueren und die Multiplikationszone zu erreichen, was die zeitliche Auflösung verschlechtert [156].

Wie in Abbildung 5.8 schematisch dargestellt, unterscheiden sich die Triggerwahrscheinlichkeiten für Elektronen  $P_e(x)$  und Löcher  $P_h(x)$ . Zusätzlich sind beide von der OV abhängig. Antognetti [170] hat experimentelle Ergebnisse für Triggerwahrscheinlichkeiten für Elektronen  $P_e(W)$  und Löcher  $P_h(0)$  bei verschiedenen OV-Werten geliefert, welche in Abbildung 5.9 abgebildet sind. Diese Ergebnisse werden in der PDE-Berechnung genutzt, da die dort gemessenen Strukturen eine vergleichbare Bauweise aufweisen. Dabei werden die Wahrscheinlichkeiten für Elektronen  $P_e(W)$  und Löcher  $P_h(0)$  mit den Bezeichnungen  $TPE_{OV}$  bzw.  $TPH_{OV}$  für die Berechnungen verwendet [156].

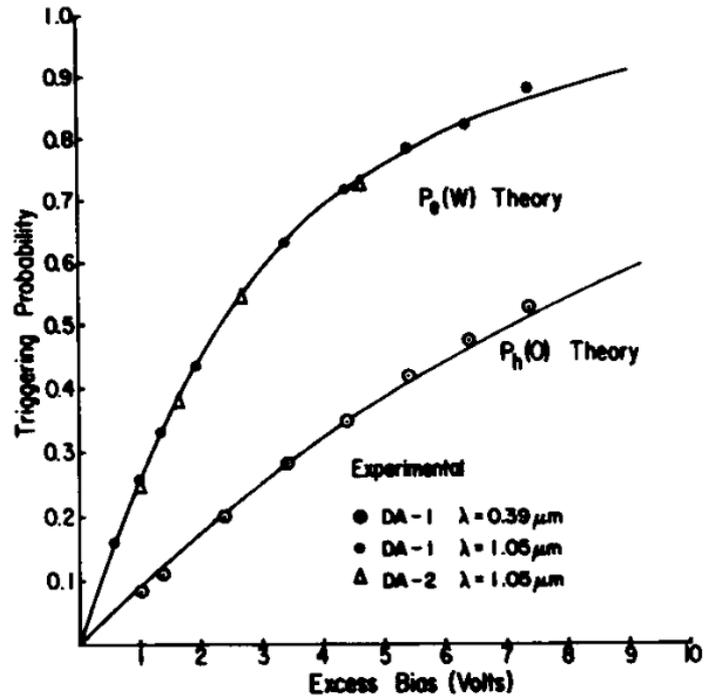
Durch die Nutzung der vereinfachten Funktion für die Triggerwahrscheinlichkeit  $P_{trig}(x)$ , der Werte für die Triggerwahrscheinlichkeiten für Elektronen  $P_e(W)$  und Löcher  $P_h(0)$ , die von Antognetti [170] bereitgestellt wurden, sowie der Gleichung 5.3, lässt sich die PDP von CMOS SiPM kalkulieren:

$$\begin{aligned}
 PDP_{\lambda,OV} &= (1 - e^{-\frac{X_{hes}}{A\lambda}}) \cdot TPH_{OV} \\
 &+ (e^{-\frac{X_{hes}}{A\lambda}} - e^{-\frac{XED}{A\lambda}}) \cdot TPE_{OV} \\
 &+ e^{-\frac{XED}{A\lambda}} \cdot TPE_{OV} \cdot 0,5
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Die drei Bestandteile der Formel repräsentieren die Wahrscheinlichkeiten, dass ein Photon an verschiedenen Tiefen  $x$  eine Lawine initiiert. Zusammen ergeben sie die Ge-

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

samtwahrscheinlichkeit, dass ein auf die photosensitive Fläche treffendes Photon eine Lawinenreaktion im SiPM verursacht [156].



**Abbildung 5.9.** Triggerwahrscheinlichkeiten von Elektronen  $P_e(W)$  und Löchern  $P_h(0)$ , entnommen aus [170], mit Erlaubnis, Copyright © 1969, American Institute of Mining, Metallurgical, and Petroleum Engineers, Inc

Unter Verwendung der Gleichung 5.2 lässt sich die Formel 5.4 erweitern, um daraus die PDE zu berechnen [156]:

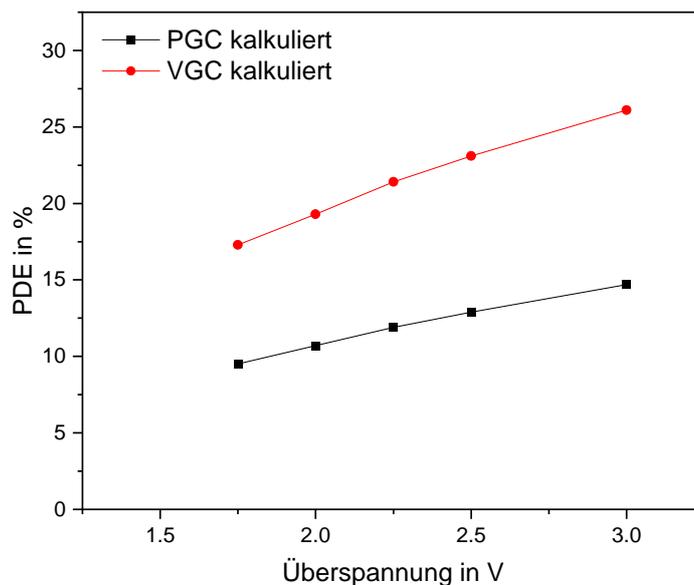
$$\begin{aligned}
 PDE_{\lambda,OV} = & \left( \left( 1 - e^{-\frac{Xhes}{A\lambda}} \right) \cdot TPH_{OV} \right. \\
 & + \left( e^{-\frac{Xhes}{A\lambda}} - e^{-\frac{XED}{A\lambda}} \right) \cdot TPE_{OV} \\
 & \left. + e^{-\frac{XED}{A\lambda}} \cdot TPE_{OV} \cdot 0,5 \right) \cdot \epsilon \cdot T
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

In dieser Formel wird das Symbol  $\lambda$  zur Darstellung der Wellenlänge des einfallenden Lichts verwendet, während der Koeffizient  $A_\lambda$  den wellenlängenspezifischen Absorptionskoeffizienten repräsentiert, der die Lichtabsorptionseigenschaften des betrachteten Materials charakterisiert. Die spezifischen Werte für die Lichtabsorptionseigenschaften

## 5.2. Konstruktion von CMOS-SiPM: Eine Untersuchung virtueller und physischer Schutzringe

basieren auf online verfügbaren Datenquellen [156, 171].

Die PDE-Berechnungen wurden zunächst über verschiedene OV-Werte von 1,75 V, 2 V, 2,25 V, 2,5 V und 3 V durchgeführt, wobei eine konstante Wellenlänge  $\lambda$  von 460 nm beibehalten wurde. Die Werte für die Übergangstiefe  $XJ$  wurden basierend auf den X-FAB-Daten auf 0,2  $\mu\text{m}$  für PGC-SiPM und 0,1  $\mu\text{m}$  für VGC-SiPM festgelegt. Für die Bestimmung von  $XED$  wurde ein Wert für  $DEPLW$  von 1,2  $\mu\text{m}$  zugrunde gelegt, basierend auf Simulationen ähnlicher CMOS SiPM im gleichen Technologieknoten [172]. Es wurde ebenfalls weiterhin angenommen, dass  $X_{hes}$ , die effektive Tiefe der n-Implantation, annähernd der Tiefe  $XJ$  gleichkommt, jedoch angepasst durch einen Faktor von 1,9 der den instantanen Übergang zwischen Lawinenprozessen von Löchern und Elektronen korrigiert. Die Transmission des optischen Fensters ( $T$ ) wurde auf Basis der Schichtkomposition im Herstellungsprozess und der Literatur approximiert, was zu einem geschätzten Wert von 0,96 führte [171, 173]. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.10 dargestellt [156].



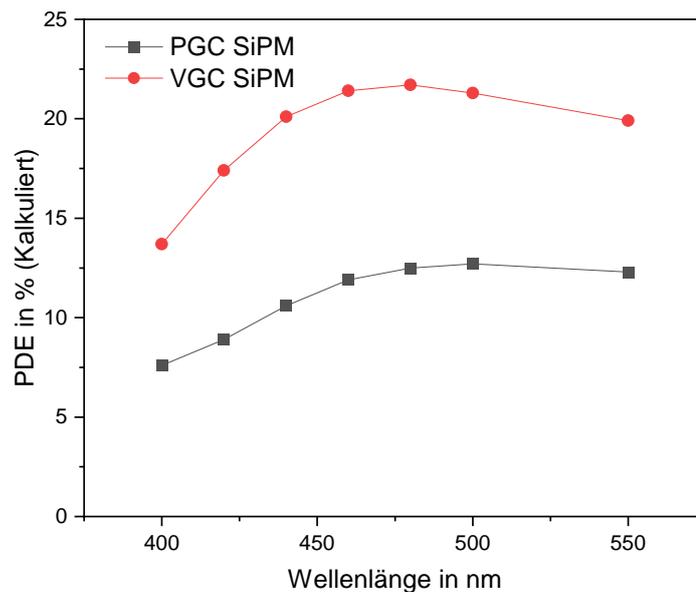
**Abbildung 5.10.** Berechnete und gemessene PDE für PGC- und VGC-SiPM bei verschiedenen OV-Werten. Für die Berechnung wurde eine Wellenlänge von  $\lambda = 460$  nm verwendet, für die Messungen eine Wellenlänge von  $\lambda = 463$  nm.

Die durchgeführten Berechnungen zeigen, dass der PGC-SiPM bei 2,25 V eine berechnete PDE von 11,9% aufweist, während die VGC-Konfiguration eine PDE von 21,4%

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

ergibt. Die kalkulierten PDE-Werte steigen beinahe proportional mit der angelegten OV an. Dies ist auf die planare n-on-p-Struktur für kurze Wellenlängen (420 nm - 460 nm) zurückzuführen, bei der die meisten Lichtquanten direkt in der stark dotierten n-Schicht absorbiert werden, ohne die Multiplikationsregion zu erreichen. Infolgedessen nimmt die Wahrscheinlichkeit einer Lawinenbildung mit der OV nahezu linear zu, was den fast linearen Anstieg der PDE mit der OV begründet [156].

Zusätzlich erfolgten PDE-Berechnungen über ein Wellenlängenspektrum durchgeführt, das den Einsatzbereich planarer SiPM abdeckt, von  $\lambda = 400$  nm bis  $\lambda = 550$  nm, unter Berücksichtigung einer OV von 2,25 V. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.11 grafisch dargestellt. Es ist zu bemerken, dass aufgrund der unterschiedlichen Übergangstiefen der SiPM geringfügige Unterschiede in Bezug auf die Wellenlänge auftreten, bei denen das PDE-Maximum erreicht wird. Die PGC erreicht ihren PDE-Höhepunkt bei  $\lambda = 500$  nm, während der VGC-SiPM seinen PDE-Höhepunkt bei  $\lambda = 480$  nm aufweist. Für Wellenlängen über  $\lambda = 550$  nm ist bei planaren SiPM eine signifikante Abnahme der PDE zu erwarten [156, 174].



**Abbildung 5.11.** Berechnete PDE für PGC- und VGC-SiPM bei verschiedenen Wellenlängen und bei einer OV von 2,25 V

## 5.3. Design und Simulation von integrierten Schaltungen

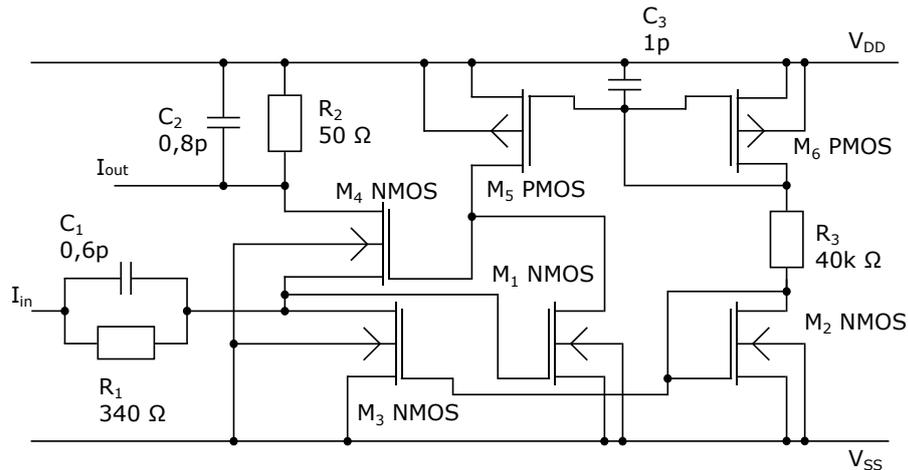
Im nächsten Abschnitt wird das Design zweier Stromfolgerschaltungen erörtert und simuliert, die speziell für die Integration mit aktiven SiPM entwickelt werden. Die erste Schaltung gleicht der im vorherigen Kapitel (4.4) dargestellten Konfiguration, setzt allerdings anstelle der runden MOSFET Standard-MOSFET von der X-FAB ein. Die Funktion der Schaltung bleibt damit unverändert. Jedoch wird sie in diesem Teil der Arbeit in der ursprünglich vorgesehenen Konfiguration eingesetzt, nämlich für die Segmentierung eines größeren SiPM in mehrere kleinere Segmente, wobei der IC für ein Array von 16 Mikrozellen konfiguriert worden ist (siehe Kapitel 4.4). Dies ist anzumerken, da, wie in der Konzeption aktiver SiPM erörtert, angestrebt wird jedes Segment mit bis zu 64 Zellen auszustatten. Daher besteht das Risiko einer Übersättigung des IC. Dennoch wird er für einen aktiven SiPM für PGC- und VGC-SiPM eingesetzt, da er für die Verarbeitung einzelner Impulse geeignet ist und seine Funktionalität mit einem SiPM durch erfolgreiche Tests bereits gezeigt wurde.

Die zweite Schaltung baut auf den Erkenntnissen der ersten Schaltung auf, die in Kapitel 4.4 diskutiert wurden. Sie zeichnet sich durch eine kompaktere Bauweise und einer höheren Verstärkung aus und verwendet lediglich zwei runde NMOS-Transistoren. Darüber hinaus wurde die Bandbreite erweitert und der Eingangswiderstand verringert, was jedoch auch einen höheren Stromverbrauch zur Folge hatte.

### 5.3.1. Simulation der Schaltungen

Die erste Schaltung ist schematisch in Abbildung 5.12 dargestellt und basiert auf der in Kapitel 4.4 vorgestellten Konfiguration. Wie bereits erwähnt, beschränken sich die Unterschiede auf die geometrische Form der MOSFET. Dies führt dazu, dass die Funktion der Schaltung und die Kenngrößen, wie die Weite oder die Drain- und Source-Diffusionsflächen, nahezu unverändert bleiben. Aus diesem Grund wird hier darauf verzichtet, diese Aspekte erneut zu erläutern. Allerdings sei angemerkt, dass sich durch die Verwendung der Standard-MOSFET die Fläche der Schaltung um etwa 17% erhöht. Die genauen Parameter der eingesetzten MOSFET sind in Tabelle 5.2 aufgelistet. Die Schaltung wird in dieser Arbeit als IC-4N2P (Integrierter Schaltkreis mit 4 NMOS und 2 PMOS) bezeichnet.

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM



**Abbildung 5.12.** Schematische Darstellung des IC-4N2P

**Tabelle 5.2.** Übersicht der Kennwerte der eingesetzten NMOS- und PMOS-Transistoren M1 - M6 im IC-4N2P. Hierbei steht "AD" für Drain-Diffusionsfläche, "AS" für Source-Diffusionsfläche, "PD" für Drain-Perimeter und "PS" für Source-Perimeter.

| Parameter | W in $\mu\text{m}$ | AD in $\mu\text{m}^2$ | AS in $\mu\text{m}^2$ | PD in $\mu\text{m}$ | PS in $\mu\text{m}$ |
|-----------|--------------------|-----------------------|-----------------------|---------------------|---------------------|
| NMOS M1   | 5                  | 2,5                   | 4,3                   | 2                   | 8,4                 |
| NMOS M2   | 12                 | 6                     | 7,4                   | 6                   | 11,4                |
| NMOS M3   | 4                  | 2                     | 3,4                   | 2                   | 7,4                 |
| NMOS M4   | 10,4               | 5,2                   | 7                     | 4                   | 10,6                |
| PMOS M5   | 4                  | 2                     | 3,4                   | 2                   | 7,4                 |
| PMOS M6   | 5                  | 2,5                   | 4,3                   | 2                   | 8,4                 |

Für die zweite Verstärkerschaltung wird eine Erhöhung der Verstärkung angestrebt. Außerdem soll der aktive SiPM in vier Segmente unterteilt werden, was einer Anzahl von 64 Mikrozellen pro Segment entspricht. Der IC muss daher so gestaltet werden, dass er die erforderliche Geschwindigkeit (hohe Bandbreite) und eine Linearität für bis zu 64 gleichzeitig aktive Mikrozellen gewährleistet. Um diese Ziele zu erreichen, ist eine Anpassung der Transistoren M4 und M3 erforderlich. Dies umfasst eine Vergrößerung der Weite W als auch eine Erhöhung des Ruhestroms.

Dabei müssen jedoch zwei wesentliche Aspekte beachtet werden. Erstens bedeuten größere Transistoren eine flächenmäßig umfangreicheren Schaltung. Der verfügbare Platz auf dem vorgesehenen Chip ist jedoch begrenzt und es sollen keine weiteren Mikrozellen

len ausgespart werden, weshalb die Schaltung den hierfür vorgesehen Platzbedarf nicht übersteigen sollte.

Darum wurden in einem ersten Schritt, um den zweiten Verstärker zu realisieren, eine Testschaltung IC-T1 entwickelt, die die MOSFET M1 und M5 durch angepasste Widerstände ersetzt. Außerdem werden die MOSFET M2 und M6 sowie der Widerstand R3 weggelassen. Der Nachteil dieser Maßnahme ist, dass der Ruhestrom der betroffenen Leitungen nicht mehr gezielt eingestellt werden kann, da in diesem Fall der Ruhestrom gemäß dem Ohm'schen Gesetz bestimmt wird. Für den Anwendungsbereich der Schaltung ist dies jedoch nicht von entscheidender Bedeutung. Zudem wird Fläche eingespart, indem die Kapazität C2 und der Widerstand R2 durch eine integrierte Diode ersetzt werden. Außerdem kommen runde MOSFET zum Einsatz, die in den hier vorgestellten IC weniger Fläche beanspruchen. Im Zuge dessen wird ebenfalls der Pole-Zero-Filter angepasst, mit einer Kapazität C1 von 650 fF und einem Widerstand R1 von 150  $\Omega$ .

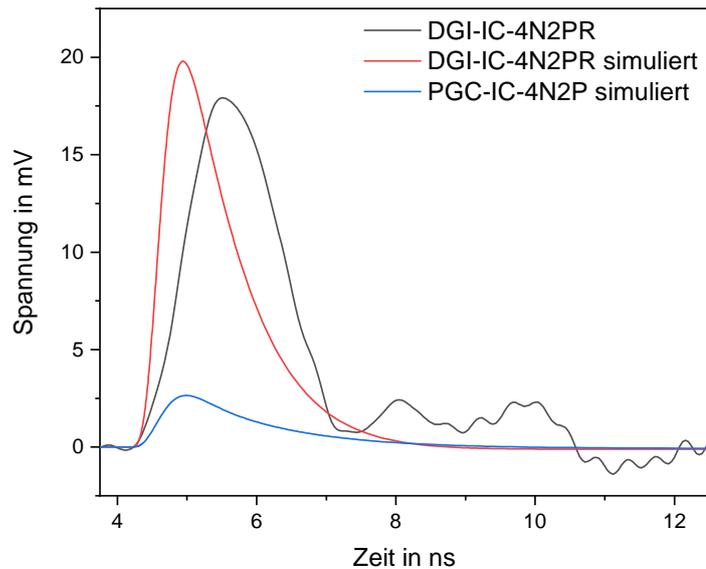
Der zweite Aspekt ist der Energieverbrauch. Wie in der Einleitung erwähnt, liegt der thermische Widerstand eines 1 mm x 1 mm großen Chips in einem CSP bei etwa 400 K/W [70]. Gleichzeitig ist die DCR stark temperaturabhängig. Bei einem Temperaturanstieg von 2 K bis 3 K erhöhte sich die DCR eines KETEK SiPM um etwa 100 kHz [71]. Aus diesem Grund wurde darauf geachtet, die Temperatur nicht über die Werte von 2 K bis 3 K ansteigen zu lassen. Bezogen auf die reale Chipfläche von 1,1 mm x 0,95 mm entspricht dies einem maximalen Energieverbrauch von 5 mW bis 7,5 mW. Damit sollte der Stromverbrauch der zweiten Verstärkerschaltung, bzw. der gesamten Elektronik auf dem Chip, im Kontext einer angelegten Versorgungsspannung von ca. 3,3 V bis 3,5 V nicht mehr als 2 mA betragen. Auf diesen Gesamt ruhestrom wurden auch die MOSFET des IC-T1 eingestellt [86].

Für die Simulation der Schaltungen wurde zunächst ein SPICE-Modell entwickelt. Eine Beschreibung des erstellten Simulationsskriptes befindet sich in Anhang B.2. Im ersten Schritt wurde ein Modell des DGI-SiPM entworfen, welcher 16 Mikrozellen besitzt. Dieser wurde mit dem IC-4N2PR verbunden und mit der Pulsmessung verglichen. Das Modell des DGI-SiPM wurde anhand des bereits gemessenen Pulses und des Layouts abgeschätzt. Die OV betrug in Simulation und Messung 4 OV. Die Umgebungstemperatur wurde auf 25 °C und die Versorgungsspannung des IC auf 3,3 V eingestellt.

Im zweiten Schritt wurde dieselbe Schaltung an den PGC-SiPM angeschlossen. Dabei wurden die Kapazitäten in den simulierten Mikrozellen erhöht und die Anzahl der Segmente, an die der SiPM angeschlossen ist, auf 64 erweitert. Zusätzlich wurde, genauso wie

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

beim realen PGC-SiPM, angenommen, dass drei weitere Segmente derselben Arraygröße existieren, die ebenfalls an einen IC angeschlossen sind. Statt den runden MOSFET der IC-4N2PR wurden Standard-MOSFET angenommen, wobei sich hier kaum Unterschiede zum IC-4N2PR ergeben. Die insgesamt vier IC wurden dann als Ausgangssignal für den PGC-IC-4N2P simuliert. Die Ergebnisse der Simulationen dieser Pulse sind in Abbildung 5.13 dargestellt.



**Abbildung 5.13.** Modellbildung des aktiven DGI-SiPM und des PGC-SiPM bei einer OV von 4 V.

Der DGI-IC-4N2PR weist in der Simulation eine schnellere Anstiegsrate und eine höhere Amplitude auf. Die Erklärung dafür ist, dass in der Simulation weder das Ausleseboard PCB-Variante 1, noch die Signalübertragung zum Oszilloskop berücksichtigt wurden. Das PGC-Modell zeigt aufgrund der durch die hinzugekommenen Kapazitäten der passiven Zellen eine deutliche Degradation des Ausgangssignals. In der Realität dürfte diese Degradation aufgrund der genannten Auslesemethodik des Signals sogar noch ausgeprägter sein.

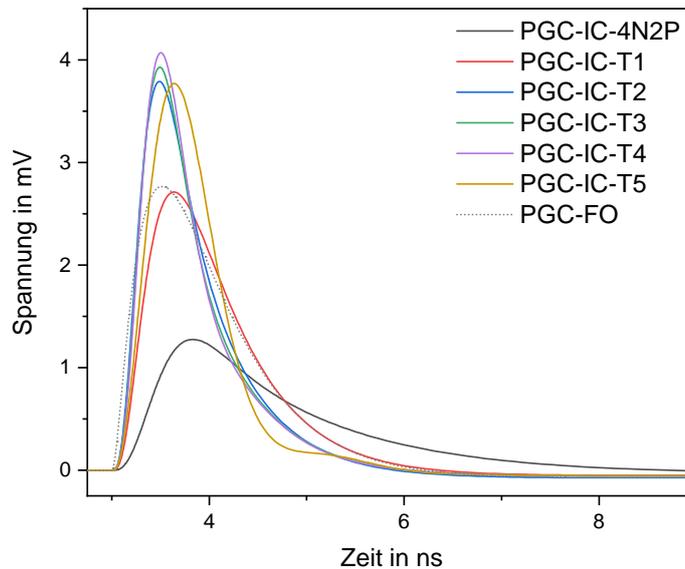
In Abbildung 5.14 wird ein Vergleich zwischen dem PGC-IC-4N2P und dem Test-SiPM PGC-IC-T1 angestellt. Außerdem wird die Weite der MOSFET M3 und M4 des PGC-IC-T1 schrittweise erhöht. Dies führt zu weiteren Testkonfigurationen als PGC-IC-T2 bis PGC-IC-T5 bezeichnet werden. Die Transistorparameter sind in Tabelle 5.3 aufgeführt.

### 5.3. Design und Simulation von integrierten Schaltungen

Für diese Testschaltungen bleibt der Ruhestromverbrauch durchgängig bei etwas unter 2 mA. In gepunkteten Linien ist der schnelle Ausgang PGC-FO ohne IC zum Vergleich dargestellt. In den Simulationen wurde die OV des SiPM auf 2 V festgelegt.

**Tabelle 5.3.** Schrittweise Erhöhung der Weite für die MOSFET M4 und M3

| Transistor | Weite M3 in $\mu\text{m}$ | Weite M4 in $\mu\text{m}$ |
|------------|---------------------------|---------------------------|
| PGC-IC-T1  | 4                         | 10                        |
| PGC-IC-T2  | 20                        | 20                        |
| PGC-IC-T3  | 40                        | 40                        |
| PGC-IC-T4  | 80                        | 80                        |
| PGC-IC-T5  | 120                       | 120                       |



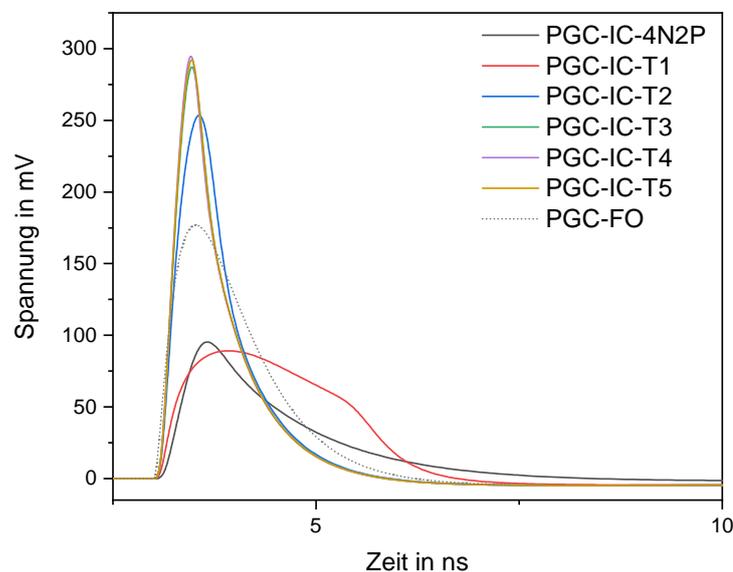
**Abbildung 5.14.** Pulsvergleich des IC-4N2P mit modifizierten Testschaltungen

Die Simulation zeigt, dass das Pulssignal des IC-T1 ebenso mit Widerständen und ohne die N- und PMOS M1, M2, M5 und M6 funktioniert wie der IC-4N2P. Bei einem höheren Ruhestrom und einem besseren einstellen der Kapazitäten und Widerstände in Bezug auf die Verstärkung kann sogar ein deutlich höherer Puls erreicht werden. Allerdings wird das Pulssignal des schnellen Ausganges unter diesen Bedingungen nicht weiter

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

verstärkt. Mit einer Vergrößerung der Weite  $W$  der MOSFET M3 und M4 steigt die Höhe des Ausgangssignals weiter an und erreicht Verstärkungsfaktoren von etwa 1,5 im Vergleich zum passiven Signal, bevor ein Sättigungspunkt erreicht wird. Folglich nimmt die Amplitude des PGC-IC-T5 im Vergleich zu den Testschaltungen T3 und T4 wieder ab. Die Anstiegsrate beginnt jedoch bereits bei PGC-IC-T4 zu degradieren und ist etwas langsamer als bei PGC-IC-T2 und PGC-IC-T3. Um schnelle Signale mit derartigen MOSFET zu ermöglichen, müsste ihr Ruhestrom über den Grenzwert von 2 mA hinaus erhöht werden.

Um die Linearität der IC zu überprüfen, wurde als nächster Schritt angenommen, dass 64 SiPM eines Segments aktive sind. Die Ergebnisse dieser Simulation sind in Abbildung 5.15 dargestellt.



**Abbildung 5.15.** Signalpulse bei 64 aktiven Mikrozellen in einem einzigen Segment

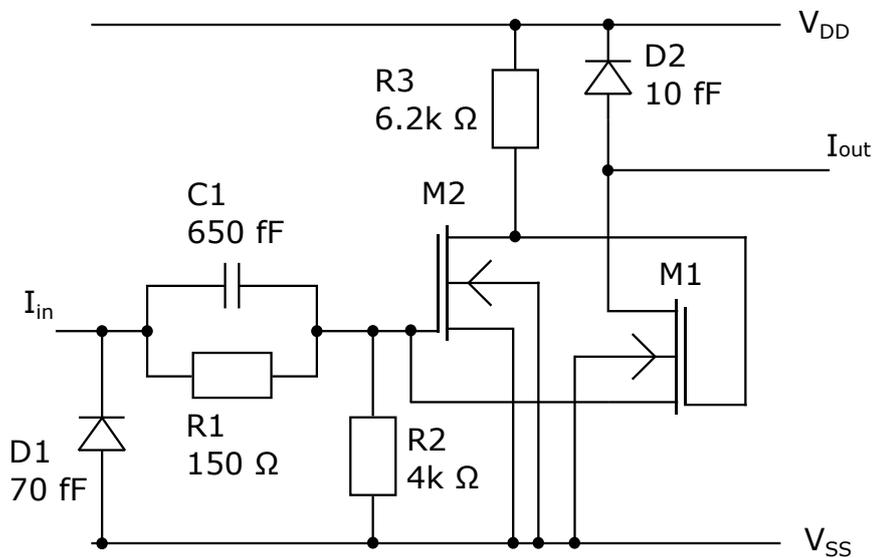
Aus der Simulation geht hervor, dass die Signale der PGC-Module IC-T1 und IC-T2 in Sättigung geraten, während die Verstärkung des IC-4N2P, wie bereits in vorherigen Simulationen gezeigt, sehr gering bleibt. Dies führt zu der Schlussfolgerung, dass für die Sicherstellung der Linearität des gesamten Segments eine Weite von etwa  $40 \mu\text{m}$  erforderlich ist.

Bei größeren Weiten, wie bei den PGC-IC-T4 und PGC-IC-T5, wird nicht nur eine gerin-

gere Anstiegsrate (und beim PGC-IC-T5 zusätzlich eine kleinere Signalhöhe festgestellt), sondern auch ein erhöhter Flächenverbrauch. Während ein runder MOSFET mit einer Weite von  $40\ \mu\text{m}$  ca. eine Fläche von  $11,1\ \mu\text{m} \times 6,1\ \mu\text{m}$  benötigt, erfordert ein MOSFET mit einer Weite von  $80\ \mu\text{m}$  bereits eine Fläche von  $11,1\ \mu\text{m} \times 12,2\ \mu\text{m}$ . Dies muss im Hinblick auf die angestrebte Schaltungsfläche von etwa  $30\ \mu\text{m} \times 30\ \mu\text{m}$  berücksichtigt werden.

Im Kontext der Verstärkung, des Flächenverbrauchs und der Linearität bietet der PGC-IC-T3 den besten Kompromiss und ist für den in dieser Arbeit zweiten prozessierten Verstärker am besten geeignet.

Abbildung 5.16 stellt schematisch den finalisierten IC-T3 dar, der als IC-2NR (IC mit zwei runden NMOS) prozessiert werden soll. Die Weite  $W$  beider MOSFET entspricht  $38\ \mu\text{m}$ . Dies ergibt sich aus den technologischen Gegebenheiten unter realen Bedingungen sowie den zugrunde liegenden Designregeln [86].



**Abbildung 5.16.** Schematische Darstellung des IC mit NMOS- und PMOS-Transistoren [86], mit Erlaubnis, copyright © 2024, IEEE

Um die ESD-Immunität der Schaltung zu verbessern und gleichzeitig den Flächenverbrauch niedrig zu halten, wurde am Ausgang eine Diode  $D2$  integriert. Diese ist Teil des Ausgangsnetzwerks, das mit einem Bond-Pad verbunden wurde.  $D1$  hingegen ist Teil des MOS-Kondensators  $C1$  und fungiert zugleich als Schutzmechanismus gegen zu hohe Spannungen über dem entsprechenden Kondensator. Dies ist besonders im Hinblick auf

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

potenzielle Kurzschlussvorfälle bei IC wichtig [86].

Der Gesamtstromverbrauch des IC liegt bei einer Betriebsspannung von 3,3 V im Bereich von 1,9 mA, was zu einem vergleichsweise niedrigen Energieverbrauch von 6,3 mW führt. Im Vergleich dazu liegt der Stromverbrauch des PGC-IC-4N2P bei einer Betriebsspannung von 3,3 V im Bereich von 0,8 mA, was einem Energieverbrauch von 2,6 mW entspricht [86].

Zusätzlich besitzt die Verstärkerschaltung IC-2NR, ähnlich wie der vorherige IC-4N2P, eine Pole-Zero-Kompensation. Diese wird implementiert, um Nulllinienschwankungen nach Pulsereignissen zu verringern. Die Minimierung wird durch die Kapazität C1, den Widerstand R1 und die in jeder Zelle integrierten Gleichstromblockkondensatoren (engl. *DC-blocking capacitors*) erreicht, die eine Wechselstromkopplung zwischen den Zellen ermöglicht und gleichzeitig den schnellen Ausgang für den Stromfolger bereitstellen [175]. Eine Wechselstromkopplung führt typischerweise zu "langsamen" Unterschwingungen nach jedem Puls. Um dies zu unterbinden, wird die zweiteilige Signalform eines SiPM genutzt, die durch eine schnelle Komponente und eine langsamere Komponente gekennzeichnet ist. Durch das Abstimmen der Schaltungsparameter in der Simulation kann die langsame Komponente verringert und somit die Unterschwingungen reduziert werden [86].

Die Abmessungen der runden NMOS-Transistoren sind in Tabelle 5.4 aufgeführt.

**Tabelle 5.4.** Übersicht der Werte der verwendeten NMOS Transistoren M1 und M2. Hierbei steht wiederum "AD" für Drain-Diffusionsfläche, "AS" für Source-Diffusionsfläche, "PD" für Drain-Perimeter und "PS" für Source-Perimeter.

| Parameter | W in $\mu\text{m}$ | AD in $\mu\text{m}^2$ | AS in $\mu\text{m}^2$ | PD in $\mu\text{m}$ | PS in $\mu\text{m}$ |
|-----------|--------------------|-----------------------|-----------------------|---------------------|---------------------|
| NMOS M1   | 38                 | 10,5                  | 25                    | 0                   | 33                  |
| NMOS M2   | 38                 | 10,5                  | 25                    | 0                   | 33                  |

### 5.3.2. Architektur

Die Architektur des IC-4N2P ist in Abbildung 5.17 dargestellt. Es sind die Standard-X-FAB-Transistoren ersichtlich, welche in dieser Schaltung als Ersatz für die früher verwendeten runden Modelle dienen. Trotz der Änderungen in der Form der Transistoren bleiben die Abmessungen der MOSFET gleich. Auch die geometrische Anordnung der Transistoren wurde größtenteils unverändert gelassen.

Durch die Anpassung und den Wegfall der runden Transistoren ergibt sich nun für die

Schaltung eine Dimension von  $36 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$ . Das entspricht einer Flächenzunahme von 17% im Vergleich zur ursprünglichen Konfiguration. Die in der Schaltung verwendeten Kondensatoren und Widerstände entsprechen denen, die im Kapitel 4.4 beschrieben wurden.

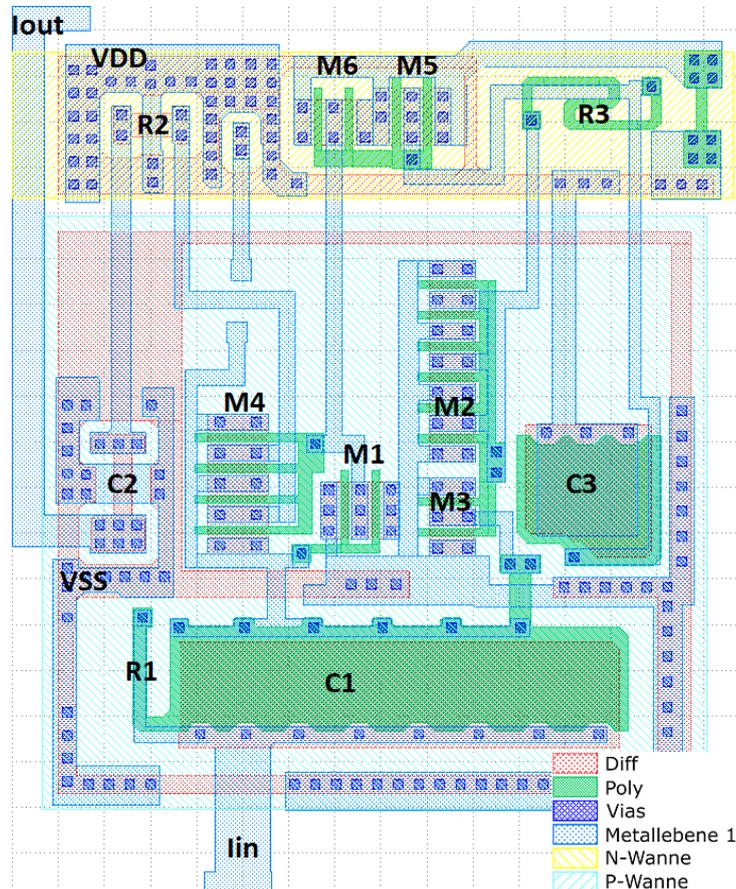


Abbildung 5.17. Layout der Schaltung IC-4N2P mit hervorgehobenen Hauptlayern

Abbildung 5.18 präsentiert das Layout des IC-2NR. Der Eingang des IC ist im unteren Bereich des Layouts auf der linken Seite positioniert und dient gleichzeitig als Ausgang für die Mikrozell-Arrays. Die mittleren und oberen Bereiche des Layouts zeigen die Anschlüsse für die Versorgungsspannungen VDD und VSS sowie die NMOS M1 und M2. Das runde NMOS-Design zeichnet sich durch einen zentralen Drain aus, der durch einen Metallkontakt markiert ist und von einem Polyring umgeben ist, welcher das Gate repräsentiert. Diese Anordnung ist von der Source umgeben, die zusammen mit dem Drain auf der ersten Metallebene implementiert ist. Die Widerstände R1, R2 und R3 sind aus Polysilizium hergestellt. Die Schaltung nimmt insgesamt eine Fläche von  $32,5 \mu\text{m}$  mal

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

28  $\mu\text{m}$  ein, was unter der halben Fläche eines einzelnen SiPM-Pixels liegt [86].

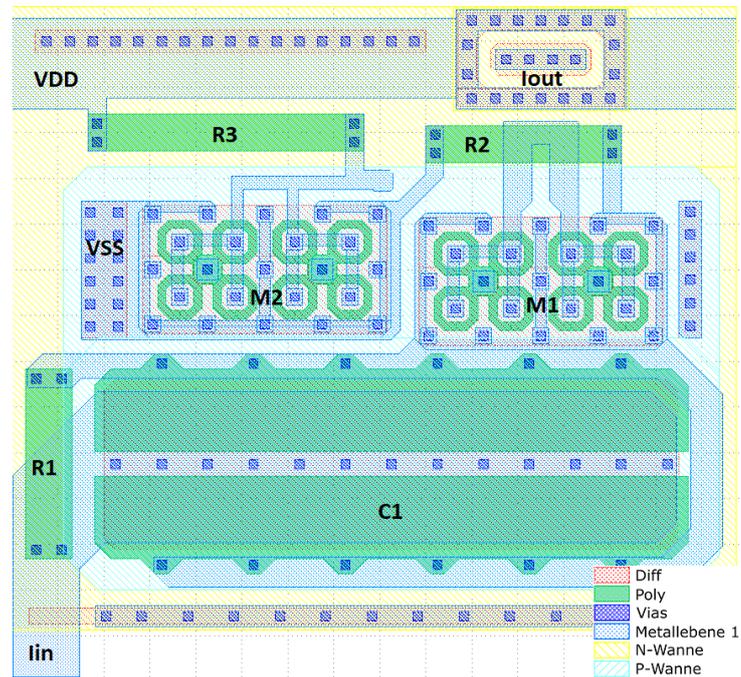


Abbildung 5.18. Layout der Schaltung IC-2NR mit hervorgehobenen Hauptlayern.

### 5.4. Modellbildung aktiver SiPM-Module

Nach der individuellen Analyse der IC behandelt der folgende Unterabschnitt das Design des SoC. Hierbei steht vor allem die Anzahl der Segmente und die damit verbundenen Ausgangssignale im Vordergrund. Zu diesem Zweck wird das SPICE-Modell verwendet, welches schon in Kapitel 5.3.1 zum Einsatz kam. Um den Ansatz des aktiven SiPM zu demonstrieren, wird vor allem der PGC-IC-2NR verwendet.

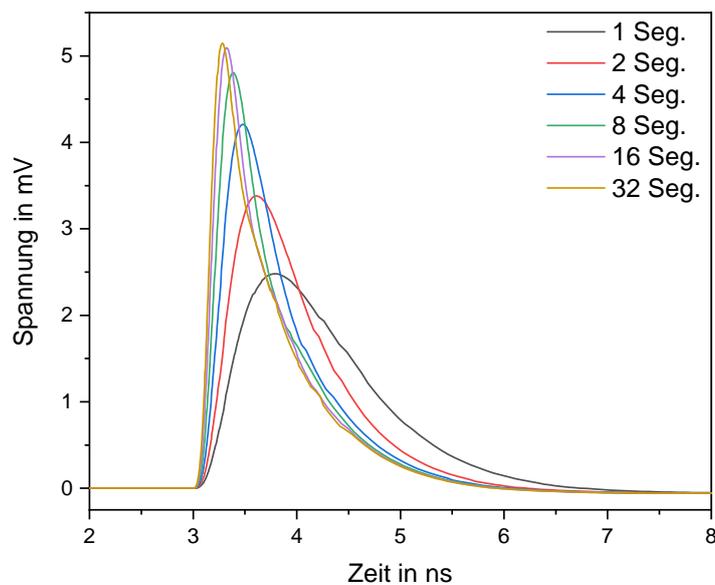
Für die Simulation wird wiederum der PGC-SiPM mit 254 Mikrozellen benutzt. Die OV wurde auf 2 V eingestellt. Die Simulationen erfolgten bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C, wobei die Versorgungsspannung des IC auf 3,3 V eingestellt wurde.

Zunächst wird untersucht, wie sich die Segmentierung des PGC-SiPM in vier Teile auf das Ausgangssignal auswirkt. Darüber hinaus wird die Aufteilung in ein, zwei, vier, acht, 16 und 32 Segmente simuliert. Die Ergebnisse dieser Segmentierungen sowie die entsprechenden Simulationsergebnisse sind in Abbildung 5.19 dargestellt. Es zeigt sich, dass bei den ersten Segmentierungen sowohl die Anstiegsflanke des Pulses als auch die Amplitude

deutlich zunehmen.

Die genauen Werte der Amplituden, Anstiegsraten und deren relativen Verbesserungen sind in Tabelle 5.5 aufgeführt. Dies bedeutet konkret, dass die Verbesserung, die durch die Implementierung der zweiten Segmentierung erzielt wird, im Vergleich zur ersten bewertet wird, die vierte Segmentierung im Vergleich zur zweiten analysiert wird und dieses Verfahren entsprechend fortgesetzt wird. Es wird deutlich, dass die Verbesserungen einem Sättigungspunkt zusteuern, besonders bei den Amplituden, wo der Anstieg von der Segmentierung von 16 auf 32 lediglich 0,6% beträgt. Auch die Verbesserungen bei den Anstiegszeiten nehmen ab, wobei eine höhere Segmentierung dennoch Vorteile bietet.

Die geringfügigen Schwingungen in der Abklingphase der Signale, resultierend aus der Interaktion zwischen IC und SiPM, sind marginal und würden in realen Anwendungsszenarien vermutlich durch Rauschen überdeckt werden. Folglich beeinträchtigen sie die grundlegende Funktionsfähigkeit der Schaltung nicht.



**Abbildung 5.19.** Simulation der Signalamplituden des PGC-SiPM mit 254 Mikrozellen unter Berücksichtigung verschiedener Segmentierungen und Einsatz des Verstärkers IC-2NR. “Seg.” steht dabei für Segmentierung.

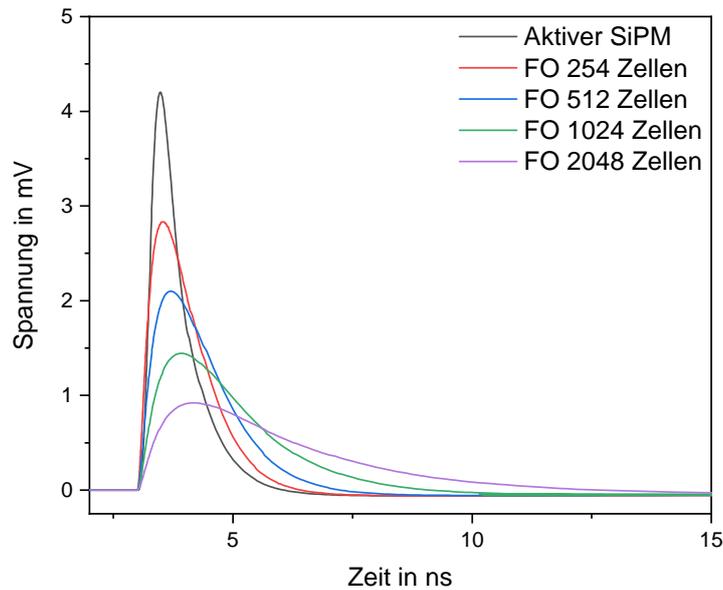
## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

**Tabelle 5.5.** Entwicklung der Amplitudenhöhen und der Anstiegsraten in Abhängigkeit unterschiedlich starker Segmentierung. Hierbei steht “Seg.” für Segmentierung, “Rel.” für relativ, “Amp.” für Amplitude, “Anst.” für Anstiegszeit und “Verb.” für Verbesserungen.

| Seg. | Amplitude in mV<br>in mV | Rel. Amp. Verb.<br>in % | Anstiegsrate<br>in mV/ns | Rel. Anst. Verb.<br>in % |
|------|--------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|
| 1    | 2,47                     | -                       | 4,7                      | -                        |
| 2    | 3,37                     | 36,4                    | 8,7                      | 85,1                     |
| 4    | 4,20                     | 24,6                    | 14,0                     | 60,9                     |
| 8    | 4,79                     | 14,0                    | 20,2                     | 44,3                     |
| 16   | 5,09                     | 6,3                     | 24,8                     | 22,8                     |
| 32   | 5,12                     | 0,6                     | 29,3                     | 18,1                     |

Das Ergebnis der Simulation legt eine Segmentierung von vier oder acht Segmenten nahe. Aus den bereits zuvor besprochenen Gründen wurde jedoch die Anzahl der Segmente im Chipdesign dieser Arbeit auf vier festgelegt, wobei jedes Segment 64 Mikrozellen besitzt. In der folgenden Untersuchung wurde der Einfluss der festen Segmentgröße von 64 Mikrozellen auf SiPM mit umfangreicheren Mikrozellen-Arrays von 512, 1024 oder 2048 Mikrozellen simuliert. Die Segmentierung wurde unter Verwendung der IC-2NR Schaltung realisiert. Hierbei blieb die Größe der einzelnen Segmente konstant, während sich lediglich die Anzahl der Segmente variierte. Die Simulation fokussierte sich auf die Analyse der schnellen Ausgänge der modellierten analogen SiPM.

Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.20 dargestellt. Für den aktiven SiPM wurde nur ein Signal aufgezeichnet, da die Signale trotz steigender Anzahl an IC und damit einhergehenden Drainkapazitäten kaum Veränderungen aufweisen. Der Grund dafür ist, dass diese Kapazitäten so gering sind, dass sie nur minimalen Einfluss auf die Amplitude und die Anstiegsrate ausüben. Im Gegensatz dazu erfährt das Signal des analogen SiPM mit der Zunahme passiver Mikrozellen eine signifikante Reduktion; eine Steigerung von 254 auf 2048 Zellen resultiert etwa in einer Verringerung des Signals um den Faktor 3, was den Effekt zunehmender parasitärer Kapazitäten widerspiegelt. Die Anstiegsrate reduziert sich dabei von  $7,4 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  auf  $1,2 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$ . Die Simulationen zeigen, dass mit der Erweiterung des SiPM-Arrays die Relevanz der Segmentierung zunimmt. Diese Erkenntnis ist besonders relevant, da in kommerziellen SiPM Mikrozellenkonfigurationen mit mehreren Tausend Zellen Standard sind [17, 19, 18].

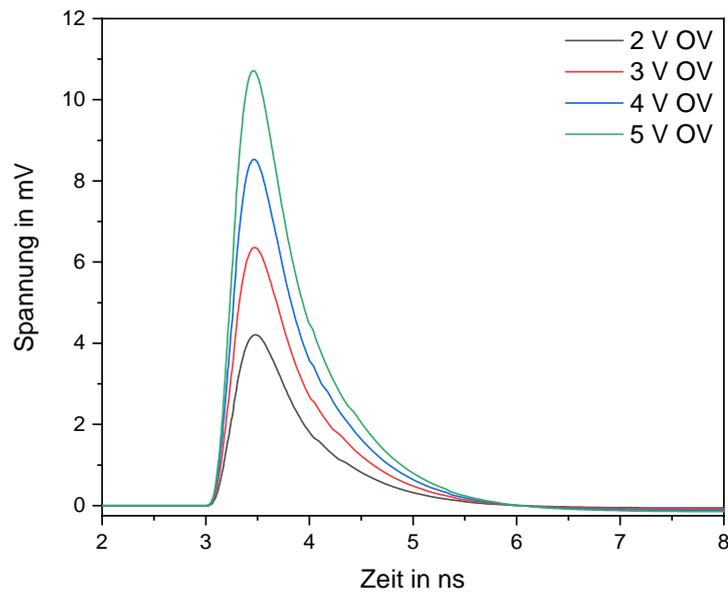


**Abbildung 5.20.** Vergleich der Signale eines aktiven SiPM unter Verwendung der Schaltung IC-2NR mit denen analoger SiPM, deren schnelle Ausgänge bei steigender Zellenanzahl eine zunehmende Degradation aufweisen

Basierend auf der Festlegung von 254 Mikrozellen und vier Segmenten mit jeweils 64 bzw. 63 Mikrozellen wurde die Abhängigkeit der OV beim PGC-SiPM unter Einsatzdes IC-2NR simuliert. Die angelegten Überverstärkungswerte betragen 2 V, 4 V und 6 V. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.21 visualisiert. Es wird deutlich, dass mit steigender OV der PGC-IC-2NR lineare Zunahmen sowohl in den Signalamplituden als auch in der Steilheit der Anstiegsflanken verzeichnet.

Die Pulssignale für den PGC mit dem IC-4N2P (PGC-IC-4N2P) sind im Anhang unter B.3 dargestellt.

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM



**Abbildung 5.21.** Abhängigkeit der Signale des PGC-IC-2NR von unterschiedlichen OV

Im nächsten Schritt wird die Linearität des PGC-IC-2NR mit vier Segmenten in Abhängigkeit von unterschiedlichen p.e. simuliert. Dabei wird zwischen zwei Szenarien unterschieden: Zum einen wird simuliert, wie die Photonen ausschließlich von einem einzigen Segment absorbiert werden, was in Abbildung 5.22 dargestellt ist. Zum anderen wird die Situation betrachtet, in der zwei oder vier Photonen in zwei oder vier verschiedenen Segmenten absorbiert werden. Die Resultate dieser Simulation werden dann mit den Amplituden, die in Abbildung 5.22 gezeigt werden, in Abbildung 5.23 verglichen.

#### 5.4. Modellbildung aktiver SiPM-Module

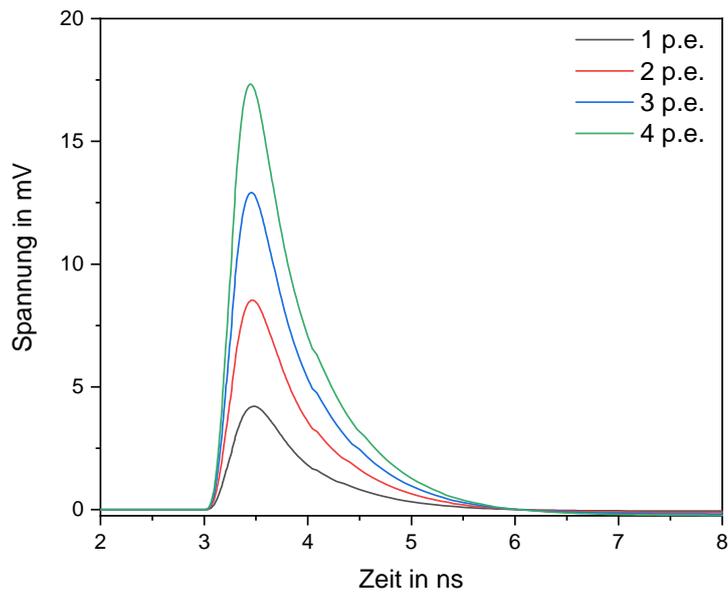


Abbildung 5.22. Signale eines aktiven Segmentes

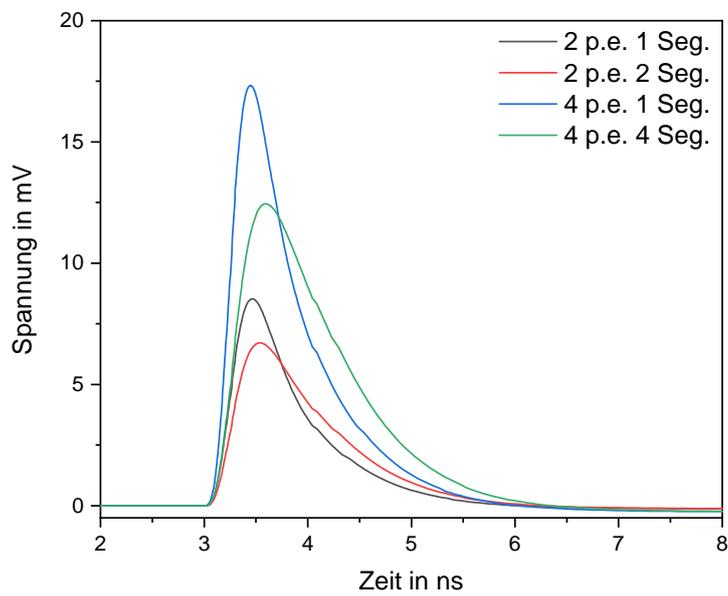


Abbildung 5.23. Signale mehrerer aktiver Segmente

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

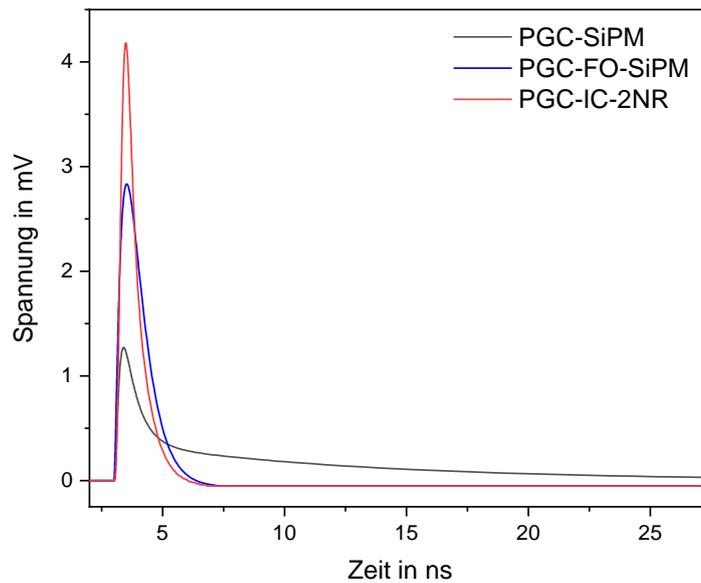
Die Simulationsergebnisse bestätigen die Erwartung, dass unter gleichen Bedingungen, also wenn alle Photonen innerhalb eines Segments auftreffen, mit steigender Anzahl an p.e. ein linearer Anstieg der Signalamplitude beobachtet wird. Dieser Anstieg vervielfacht sich linear mit der Anzahl der aktivierten Mikrozellen, da sich die Aktivitäten der feuernden Zellen überlagern. Aus Abbildung 5.23 wird jedoch deutlich, dass ein Unterschied besteht, je nachdem, ob alle Photonen in demselben Segment absorbiert werden oder nicht. Das Signal, welches durch vier p.e., die in einem einzigen Segment auftreffen, erzeugt wird, zeigt eine Anstiegsrate von  $57,7 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  und eine Amplitude von 17,3 V. Im Kontrast dazu weist das Signal, resultierend aus vier p.e., die auf vier unterschiedliche Segmente verteilt sind, eine reduzierte Anstiegsrate von  $32,2 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  und eine geringere Amplitude von 12,5 V auf.

Dies lässt sich darauf zurückführen, dass bei einer Verteilung der Photonen auf mehrere Segmente die jeweiligen passiven Zellen der Segmente das Signal beeinflussen, was zu einem reduzierten Signal an den jeweiligen IC führt, die dann das Stromsignal verstärken und am Ausgang miteinander verbunden werden. Wenn hingegen nur ein Segment mit zwei oder mehr Zellen aktiviert wird, wirken ausschließlich die parasitären Kapazitäten dieses einen Segments, nicht jedoch die der anderen Segmente. Das Resultat sind höhere und steilere Signale.

Im Folgenden wird die simulierte Pulsantwort des PGC analysiert, indem der aktive SiPM zusammen mit den langsamen und schnellen Ausgängen betrachtet wird, wie in Abbildung 5.24 gezeigt. Es zeigt sich, dass der kapazitiv ausgekoppelte schnelle Ausgang nicht nur eine steilere Anstiegsrate aufweist, sondern auch eine um das Zweieinhalbfache höhere Amplitude als der langsame Ausgang. Zusätzlich ist eine deutlich längere Abklingzeit von mehreren 10 ns beim langsamen Ausgang zu beobachten.

An dieser Stelle sei angemerkt, dass die Kurven in der Simulation des PGC-FO und des PGC-IC-2NR jeweils leicht überschwingen und das Signal kurzzeitig etwas unter 0 V fällt, während das Signal des PGC-SiPM leicht oberhalb von 0 V stagniert bzw. sich asymptotisch annähernd. Diese Beobachtung zeigt eine Einschränkung des Modells bei Zeitspannen ab ca. 30 ns oder darüber auf.

Der PGC-IC-2NR, welcher an den schnellen Ausgang des SiPM angeschlossen ist, weist im Vergleich zum direkten schnellen Ausgang des SiPM eine Verbesserung hinsichtlich seiner Anstiegsrate und seiner Amplitudenhöhe auf. Der Verstärkungsfaktor, der durch die vier IC-2NR erreicht wird, beträgt etwa 1,5.



**Abbildung 5.24.** Vergleich der Impulsantworten bei einer OV von 2 V unter Verwendung des PGC-SiPM

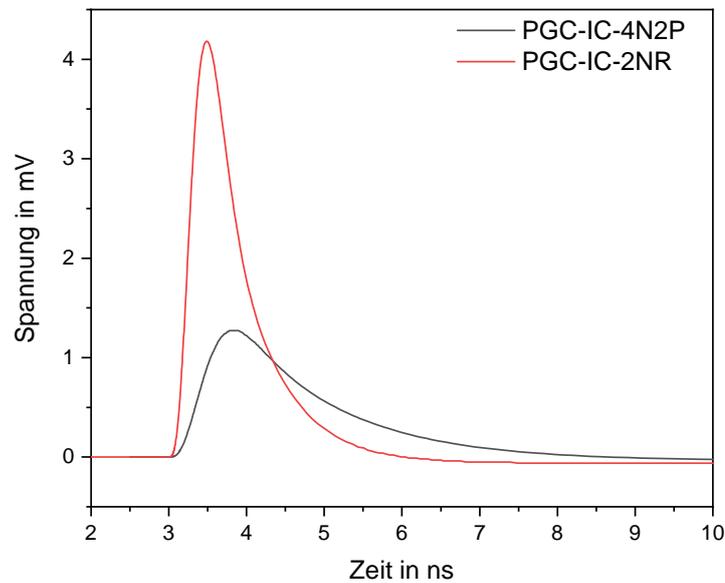
In Abbildung 5.25 erfolgt eine Gegenüberstellung des PGC-IC-4N2P mit dem PGC-IC-2NR. Dabei wird ersichtlich, dass der PGC-IC-2NR eine ungefähr vierfache höhere Verstärkung im Vergleich zum PGC-IC-4N2P bietet. Diese Differenz kann durch den geringen Verstärkungsfaktor des PGC-IC-4N2P, der unter 1 liegt, erklärt werden.

Hinsichtlich der Anstiegsraten für Einzelphotonenpulse zeigt der PGC-IC-4N2P mit  $5,6 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  eine geringere Rate als der PGC-IC-2NR, welcher eine Rate von  $32,2 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  erreicht.

Zusätzlich wurden Bandbreite und Impedanz der beiden Systeme simuliert. Für den PGC-IC-4N2P wurde eine Bandbreite von 2,5 GHz simuliert, während die Impedanz bei niedrigen Frequenzen bei etwa  $360 \Omega$  liegt. Ab einer Frequenz von 150 MHz beginnt die Impedanz anzusteigen und erreicht bei 2,2 GHz einen Höchstwert von  $1550 \Omega$ .

Der PGC-IC-2NR erreicht eine Bandbreite von 3,5 GHz. Die Impedanz zeigt ein Minimum von  $150 \Omega$  bei 1,5 GHz, steigt auf einen Höchstwert von  $250 \Omega$  bei 4 GHz an und hält einen durchschnittlichen Wert von etwa  $180 \Omega$  [86].

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM



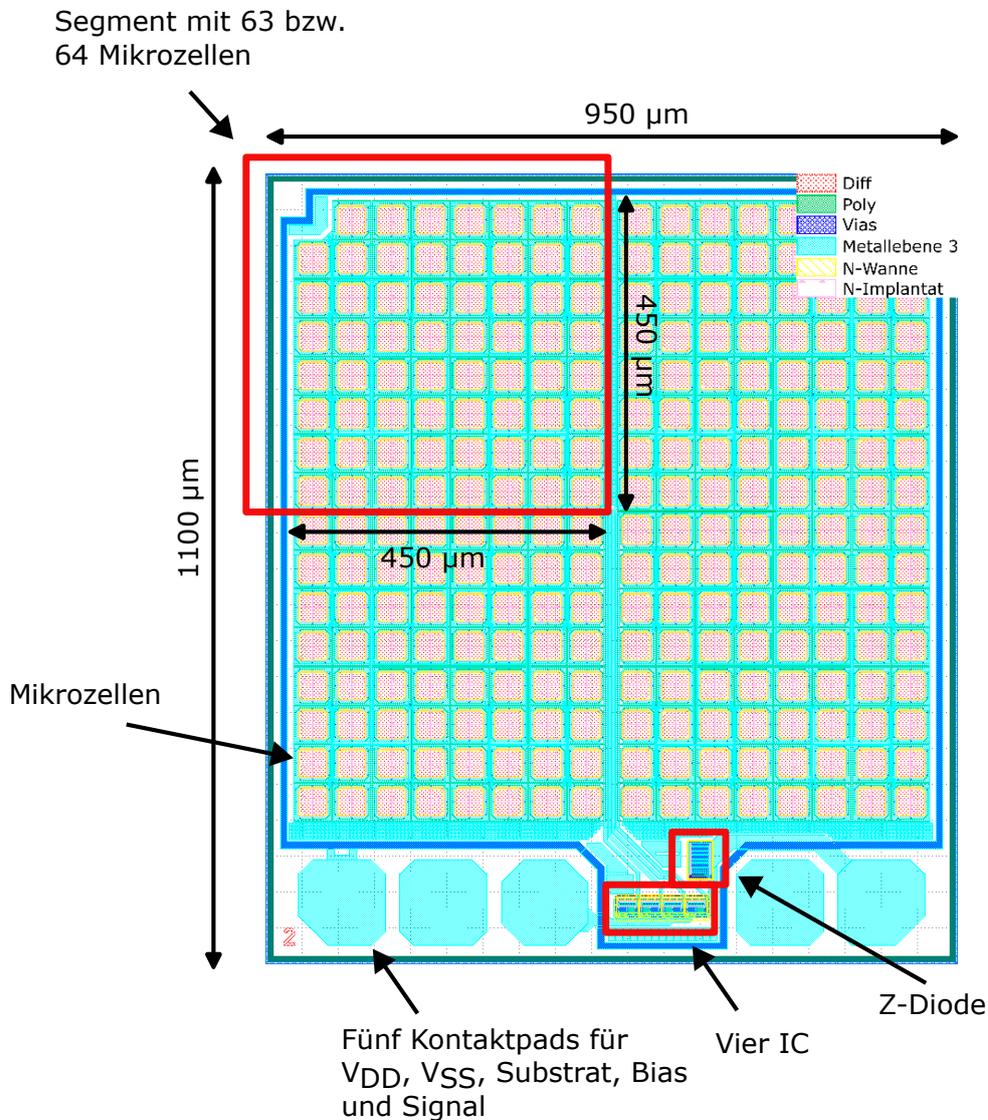
**Abbildung 5.25.** Analyse der Signalepulse bei einer OV von 2 V zwischen den aktiven Modellen PGC-IC-4N2P und PGC-IC-2NR

### 5.5. Finalisierte Chip-Layout

Abbildung 5.26 illustriert den fertiggestellten Chip eines aktiven SiPM, dargestellt am Beispiel des PGC-IC-2NR. Der Chip hat die bereits erwähnten Abmessungen von  $1100 \mu\text{m} \times 950 \mu\text{m}$ . Das darauf befindliche SiPM-Modul besteht aus einem SiPM, das in vier Segmente unterteilt ist, wobei jedes Segment die Dimensionen  $450 \mu\text{m} \times 450 \mu\text{m}$  aufweist. Jedes Segment umfasst entweder 64 oder 63 Mikrozellen, was zu einer Gesamtzahl von 254 Mikrozellen für den kompletten SiPM führt. Die Anpassung auf 63 Mikrozellen bei zwei der Segmente resultiert aus Designrichtlinien für die Randgestaltung des Chips und erfordert das Freilassen einer Mikrozele in der oberen Ecke jedes dieser Segmente. Zum Schutz des IC vor Spannungsspitzen wurde eine Z-Diode integriert. Die fünf Kontaktpads ermöglichen es, Spannungen an IC, Substrat und SiPM anzulegen. Die in Hellblau dargestellten Bereiche auf dem Chip markieren die dritte Metallebene, die für die Verbindungen sowohl untereinander als auch zu den vier Verstärkereinheiten zuständig ist [86].

Die anderen aktiven SiPM-Module folgen einem linearen Aufbau, ähnlich dem des PGC-

IC-2NR Beispiels. Die analogen Module PGC und VGC sind in ihrer Konstruktion identisch. Der Unterschied zwischen ihnen liegt darin, dass bei diesen Modulen die kombinierten Ausgänge der Mikrozellen das Signal direkt nach außen übertragen, ohne dass auf dem Chip eine Verstärkung durchgeführt wird.



**Abbildung 5.26.** Layout des aktiven SiPM-Moduls PGC-IC-2NR, das die Integration von 254 Mikrozellen und deren Verbindung mit den zugehörigen Verstärkereinheiten zeigt

Die Tabellen 5.6 und 5.7 bieten noch einmal eine Übersicht über die charakteristischen Merkmale der konventionellen analogen SiPM-Module PGC und VGC sowie der aktiven

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

Module (PGC-IC-4N2P, PGC-IC-2NR, VGC-IC-4N2P und VGC-IC-2NR). Insgesamt handelt sich um sechs verschiedene SiPM-Chips.

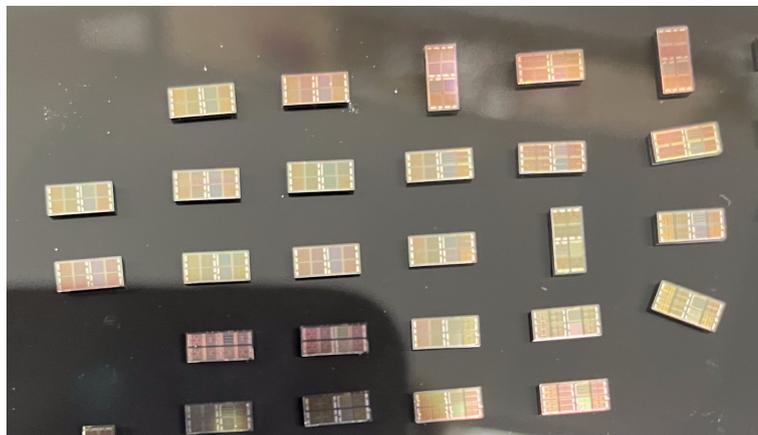
**Tabelle 5.6.** Übersicht der prozessierten konventionellen analogen SiPM-Modulen

| SiPM | Typ      | Schutzring | Implantat | p-Wanne |
|------|----------|------------|-----------|---------|
| 1    | PGC-SiPM | Physisch   | Dual      | Tiefe   |
| 2    | VGC-SiPM | Virtuell   | Dünn      | Tiefe   |

**Tabelle 5.7.** Übersicht der prozessierten aktiven SiPM-Modulen. “CF” steht dabei für “Current Follower” also Stromfolger

| SiPM | Typ         | IC                | MOSFET Design |
|------|-------------|-------------------|---------------|
| 3    | PGC-IC-4N2P | CF 4 NMOS, 2 PMOS | Normal        |
| 4    | PGC-IC-2NR  | CF 2 NMOS         | Rund          |
| 5    | VGC-IC-4N2P | CF 4 NMOS, 2 PMOS | Normal        |
| 6    | VGC-IC-2NR  | CF 2 NMOS         | Rund          |

Im Folgenden werden die vollständig prozessierten Chips in den Abbildung 5.27 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass jeder Chip aus acht einzelnen SiPM zusammengesetzt ist.



**Abbildung 5.27.** Nahaufnahme der gelieferten Chips

## 5.6. Diskussion

Die Designs des PGC- und des VGC-SiPM basieren auf den Erkenntnissen aus Kapitel 4. Der PGC-SiPM sollte aufgrund seines ähnlichen Aufbaus auch ähnliche Charakteristiken wie der DGI-SiPM aufweisen. Im Fokus ist dabei vor allem die SPTR. Allerdings sollte er aufgrund seiner schmalen Schutzringe eine größere PDE aufweisen. Der VGC-SiPM besitzt virtuelle Schutzringe. Diese Technik ermöglicht einen größeren photosensitiven Bereich. Das Design ermöglicht dabei einen rechnerischen Füllfaktor von 0,63, im Vergleich zu 0,45 beim PGC-SiPM. Die Stabilität gegenüber Randdurchbrüchen wurde kalkuliert und sollte Spannungen von bis zu etwa 3 V standhalten. Jedoch führen die notwendigen Schätzungen, bedingt durch den Mangel an Angaben über die Dotierungskonzentration und die exakte Geometrie der Wannen, zu einem erhöhten Risiko hinsichtlich der Fehleranfälligkeit PDE-Kalkulation. Aus diesem Grund besteht ein Risiko bezüglich der Funktionsfähigkeit des VGC-SiPM [156].

In der Berechnung der PDE in Abschnitt 5.2.3 für CMOS-SiPM der Typen PGC und VGC wurde festgestellt, dass die PDE des VGC-SiPM in den OV-Bereichen von 1,5 V bis 3 V und bei einer betrachteten Wellenlänge von 460 nm etwa doppelt so hoch ist wie die des PGC-SiPM. Der Anstieg der PDE kann auf zwei Faktoren zurückgeführt werden. Erstens wird durch den Einsatz der virtuellen Schutzringe eine Erweiterung des lichtempfindlichen Bereichs um 44 % erreicht, was zu einer Erhöhung von  $\epsilon$  führt. Zweitens wird durch die dünnere und weniger stark dotierte Schicht des VGC SiPM ein größerer Absorptionsbereich ermöglicht. Dies führt zu einer erhöhten Absorptionswahrscheinlichkeit, was wiederum eine Steigerung der PDE zur Folge hat. Die kalkulierte PDE soll in den folgenden Kapiteln im Kontext der gemessenen PDE aus Kapitel 6 noch einmal breiter diskutiert werden [156].

Bei der Entwicklung aktiver SiPM mussten verschiedene Parameter, die sich gegenseitig beeinflussen, abgewogen werden, um den optimalen Kompromiss für das Chipdesign zu finden. Ein Aspekt der in diesem Kapitel vorgestellten aktiven SiPM war die Evaluation der verfügbaren Fläche für jeden aktiven und analogen SiPM. Diese Überlegung erfolgte unter Beachtung des zur Verfügung stehenden Budgets und dem Ziel, mindestens sechs Exemplare, sowohl in analoger als auch in aktiver Ausführung, zu fertigen. Damit ergab sich die Fläche von  $1100 \mu\text{m} \times 950 \mu\text{m}$  pro SiPM. Unter Berücksichtigung des Flächenverbrauchs der Kontaktpads und der Designregeln ergab sich eine Mikrozellenanzahl von 254 pro SiPM. Gleichzeitig wurde festgestellt, dass sich vier IC gut zwischen die Kon-

## 5. Entwicklung von aktiven SiPM

takt pads platzieren lassen. Damit würde ein Segment 64 bzw. 63 Mikrozellen besitzen [156].

Für die aktiven SiPM wurde der IC-4N2PR nach dem in Kapitel 4 beschriebenen Layout und den dortigen Messungen modelliert und anschließend mit dem PGC-SiPM verbunden. Die Simulationen zeigen, dass der Einsatz dieses IC in Kombination mit einem PGC-SiPM, der in vier Segmente mit jeweils 64 Mikrozellen gegliedert ist, zu einer Degradation des Signals führt. Trotzdem wurde dieser IC für den aktiven SiPM eingesetzt, mit dem Unterschied, dass die runden Transistoren durch Standard-MOSFET ersetzt wurden.

Der zweite aktive SiPM (PGC-IC-2NR) wurde speziell für die Verwendung eines Segments mit 64 Mikrozellen angepasst und unter Berücksichtigung eines Kompromisses zwischen Kosten, Stromverbrauch, Flächenverbrauch der IC und der Verstärkungsleistung entworfen. Als besten Kompromiss wurde eine Schaltung ausgelotet, welche zwei MOSFET mit jeweils einer Weite von  $38\ \mu\text{m}$  beinhaltet. Der Ruhestromverbrauch des IC-2NR beträgt etwa  $0,5\ \text{mA}$ , was bei der Verwendung von vier IC zu einem Gesamtstromverbrauch von etwa  $2\ \text{mA}$  führt. Dies könnte zu einem potenziellen Temperaturanstieg von  $2,4\ \text{K}$  führen. Die DCR könnte sich in diesem Fall um etwa  $100\ \text{kHz}$  erhöhen. Im Kontext der Messung der SPTR wird diese Erhöhung jedoch als akzeptabel angesehen, gerade wenn eine Offline-Analyse bei der Messaufwertung vorgenommen wird [86].

Die Simulationen zeigen, dass der PGC-IC-2NR im Vergleich zum schnellen Ausgang des SiPM, PGC-FO, eine Verstärkung von 1,5 aufweist. Gegenüber dem PGC-IC-4N2P zeigt der PGC-IC-2NR eine viermal höhere Verstärkung und verfügt über eine größere Bandbreite von  $3,5\ \text{GHz}$ , im Unterschied zu den  $2,5\ \text{GHz}$  des IC-4N2P [86].

Um die Aufteilung des SiPM in vier Segmente zu überprüfen, wurde der PGC-IC-2NR mit verschiedenen Segmentaufteilungen simuliert. Es stellte sich heraus, dass eine Aufteilung des PGC-SiPM in acht Segmente zu weiteren Verbesserungen führen könnte, was die Anstiegsrate und die Amplitudenhöhe anbelangt. Allerdings müssten hierbei zwei Nachteile beachtet werden. Erstens würde mehr Fläche für acht statt vier IC benötigt werden, was den Verzicht auf mehrere Mikrozellen nach sich ziehen würde. Darüber hinaus würde sich zum zweiten die Anzahl der benötigten IC auf acht verdoppeln, was den Stromverbrauch verdoppeln würde. Um eine übermäßige Temperaturerhöhung des Chips zu vermeiden, müsste daher der Stromverbrauch der IC halbiert werden, was eine Neusimulation und Anpassung von Verstärkung und Linearität erforderlich machen würde. Die Simulationen zeigen jedoch auch, dass die Aufteilung in vier Segmente für die vorgestellten SiPM ausreicht, um ausreichende Verbesserungen in der Signalqualität

zu erzielen.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass der IC-2NR speziell für eine Segmentierung von 64 Mikrozellen konfiguriert wurde. Jede weitere Aufteilung oder eine Reduktion der Mikrozellen in einem Segment würde immer eine Anpassung der Schaltung in Bezug auf Stromverbrauch, Flächenverbrauch und somit das Design der eingesetzten MOSFET erforderlich machen. Daher erfordern mögliche Änderungen am Design einen individuellen Kompromiss zwischen IC, Segmentierung, Energieverbrauch und Verstärkung.



## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

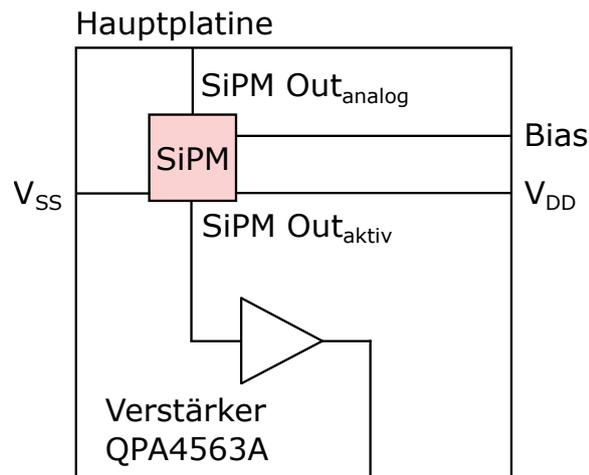
Innerhalb dieses Kapitels erfolgt eine Charakterisierung der im Kontext von Kapitel 5 konzipierten analogen SiPM vom Typ PGC und VGC. Anschließend wird eine Vermessung der SPTR sowohl dieser analogen SiPM als auch derer mit integrierter Schaltungsarchitektur durchgeführt. Es ist anzumerken, dass einige der im Abschnitt dargelegten Ergebnisse bereits in früheren Publikationen veröffentlicht wurden [86, 156, 157] (mit Erlaubnis, copyright © 2024, IEEE und mit Erlaubnis, copyright © 2023, Wiley-VCH GmbH).

### 6.1. Vorbereitung der SiPM Chips

Für die Standardcharakterisierung der PGC- und VGC-SiPM wird die in Kapitel 4.2 vorgestellte PCB-Variante 1 herangezogen. Zur Evaluation der SPTR des PGC-SiPM und des PGC-IC-2NR kommt zudem eine weitere PCB-Variante zum Einsatz, welcher die Länge der Leitungen noch weiter verkürzt und in dieser Arbeit als PCB-Variante 2 bezeichnet wird. In diesem Kontext wird ausschließlich eine Hauptplatine, dargestellt in Abbildung 6.1, verwendet. Auf der Platine sind der CMOS SiPM sowie ein externer RF-Verstärker von Qorvo installiert, welcher eine Verstärkung von 20,4 dB und eine Bandbreite von 3,5 GHz bietet [176]. Der SiPM-Chip wird direkt auf die Platine geklebt und die Pads mittels Drahtbondverfahren verbunden. Auf dem PCB sind zusätzlich Stützkondensatoren implementiert, die zur Kompensation von Spannungsschwankungen dienen. Darüber hinaus sind mehrere Tiefpassfilter eingebaut, um niederfrequentes Rauschen zu filtern.

Das Ziel dieses Ansatzes ist es, neben der Verkürzung der Leitungslängen auch die Anzahl der Steckverbindungen zu reduzieren. Dadurch wird das Einkoppeln externer Rauschsignale verringert, was zu einer Verbesserung der SPTR beitragen sollte.

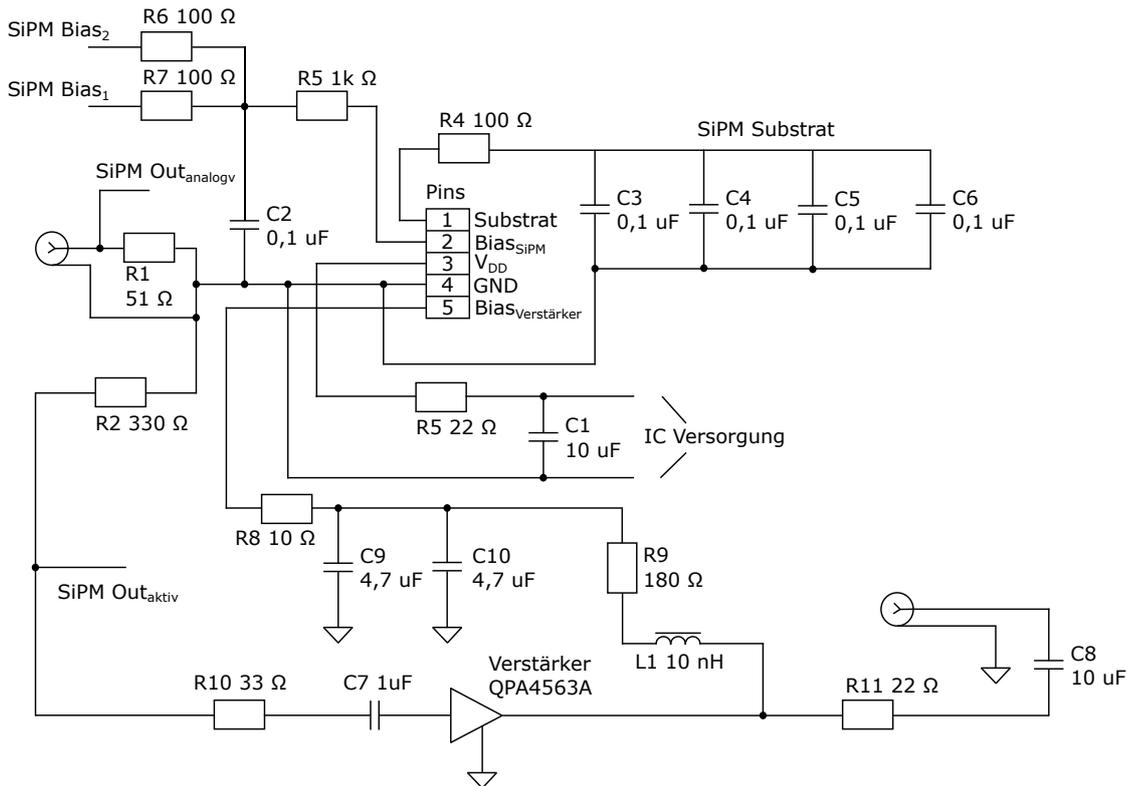
## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM



**Abbildung 6.1.** Vereinfachtes Blockschaltbild der PCB-Konfiguration PCB-Variante 2 mit SiPM, Verstärker und Anschlüssen

Abbildung 6.2 zeigt den Schaltplan der Platine, einschließlich der Schnittstellen zum SiPM. Die Spannungsversorgung der verschiedenen Komponenten wird über einen fünfpoligen Anschlussblock realisiert. Pin 1 ist dabei mit dem Substrat des Chips verbunden. Pin 2 liefert die Betriebsspannung für den SiPM, während Pin 3 in Kombination mit Pin 4, dem Ground-Anschluss der als  $V_{SS}$ -Anschluss dient, die Spannungsversorgung für den auf dem Chip integrierten IC übernimmt. Pin 5 schließlich stellt die Spannungsversorgung für den RF-Verstärker sicher [86].

Die Platine zeichnet sich durch zwei Ausgänge aus. Einer ermöglicht den direkten Zugang zum analogen Signal  $SiPM Out_{analog}$  des SiPM, während der andere Ausgang,  $SiPM Out_{aktiv}$ , den aktiven Ausgang des SiPM kontaktiert. Dieser ist mit dem RF-Verstärker verbunden, der das SiPM-Signal verstärkt [86].



**Abbildung 6.2.** Schaltungsdiagramm von PCB-Variante 2 mit dem externen Verstärker und den passiven Komponenten

Tabelle 6.1 liefert einen Vergleich zwischen PCB-Ansatz 1, beschrieben in Kapitel 4, und PCB-Ansatz 2. PCB-Ansatz 2 zeichnet sich durch die Integration des Chips und des externen Verstärkers auf einem einzigen PCB aus, wodurch die Notwendigkeit zusätzlicher Verkabelung entfällt. Dies kann potenziell zu einer Reduktion von Rauschen und parasitären Kapazitäten beitragen. Zudem unterscheiden sich die Ansätze in ihren Anordnungen der elektronischen Komponenten sowie in der Anzahl an Pufferkapazitäten und Widerständen.

## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

**Tabelle 6.1.** Vergleich zwischen PCB-Ansatz 1 und PCB-Ansatz 2 hinsichtlich der Anzahl der Anschlüsse und der Präsenz eines Verstärkers auf der Platine. PCB-Ansatz 2 weist aufgrund der Spannungsversorgung des Qorvo-Verstärkers eine sechs Pin-Verbindungen auf.

|                      | PCB-Ansatz 1 | PCB-Ansatz 2   |
|----------------------|--------------|----------------|
| Anzahl PCB           | 2            | 1              |
| Steckverbindung      | 1            | -              |
| Verstärker auf PCB   | -            | Qorvo QPA4563A |
| Anzahl Pinanschlüsse | 5            | 6              |

### 6.2. Überprüfung der Standardparameter der designten SiPM

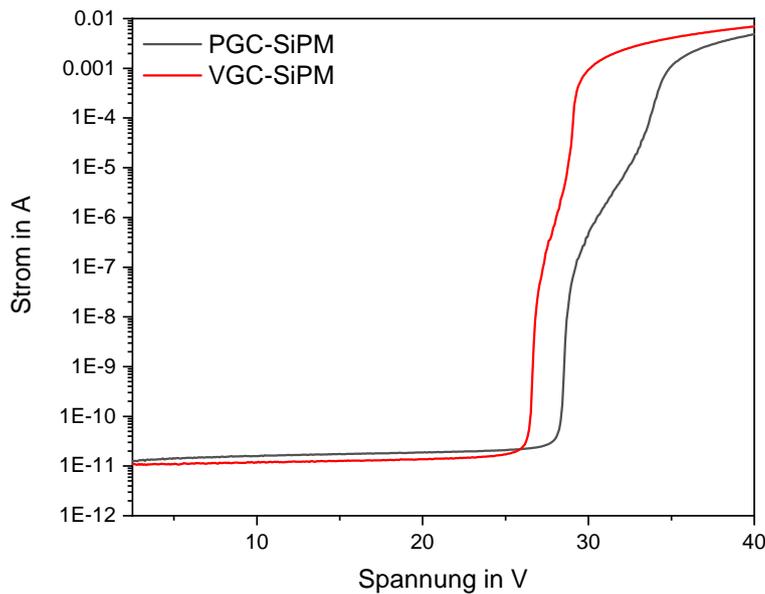
In diesem Abschnitt werden zunächst die Standardparameter der in Kapitel 5 beschriebenen SiPM ermittelt. Für eine bessere Vergleichbarkeit werden der DGI-SiPM und der PM3350 SiPM als Referenz-SiPM herangezogen. Diese Wahl basiert auf ihrer ähnlichen Mikrozellgröße von 50  $\mu\text{m}$ . Weiterhin ist, wie schon in Kapitel 5 erwähnt, der PGC-SiPM als Weiterentwicklung des DGI-SiPM zu betrachten, wobei er ein ähnliches Design verwendet. Dies erleichtert die Identifikation von Verbesserungen.

#### 6.2.1. Strom-Spannungs-Charakteristik

Im Rahmen der Charakterisierung wurden IV-Kennlinien in einer Dunkelkammer aufgenommen. Die Messergebnisse sind in Abbildung 6.3 dargestellt. Der PGC- und der VGC-SiPM weisen Durchbruchspannungen,  $V_{\text{DB}}$ , von  $(28,2 \pm 0,1)$  V bzw.  $(26,2 \pm 0,1)$  V auf. Der ermittelten zweiten Durchbrüche  $V_{\text{DB2}}$  liegen bei  $(35,0 \pm 0,1)$  V für den PGC-SiPM und  $(29,5 \pm 0,1)$  V für den VGC-SiPM. Jenseits dieses Bereichs ist der Betrieb des SiPM aufgrund unzureichender Löschung der Pulse und weiterer Hochfeldeffekte nicht mehr möglich. Diese Bedingungen markieren daher die obere Betriebsgrenze der SiPM. Die um etwa 2 V höhere Durchbruchspannung des PGC-SiPM lässt sich auf seine breitere duale n-Schicht zurückführen. Diese breitere Schicht führt zu einer ausgedehnteren Raumladungszone, was eine höhere Spannung für den Durchbruch erforderlich macht [86, 156].

Der Betriebsbereich des PGC-SiPM erstreckt sich bis zu einer OV von 4 V, während der des VGC-SiPM bis zu einer OV von 2,5 V reicht (Es ist jedoch anzumerken, dass bei einer nachträglichen Analyse der Signale im Rahmen von SPTR-Messungen ein Betrieb bei einer OV von 3 V möglich ist). Damit stimmt der qualitativ prognostizierte

## 6.2. Überprüfung der Standardparameter der designten SiPM



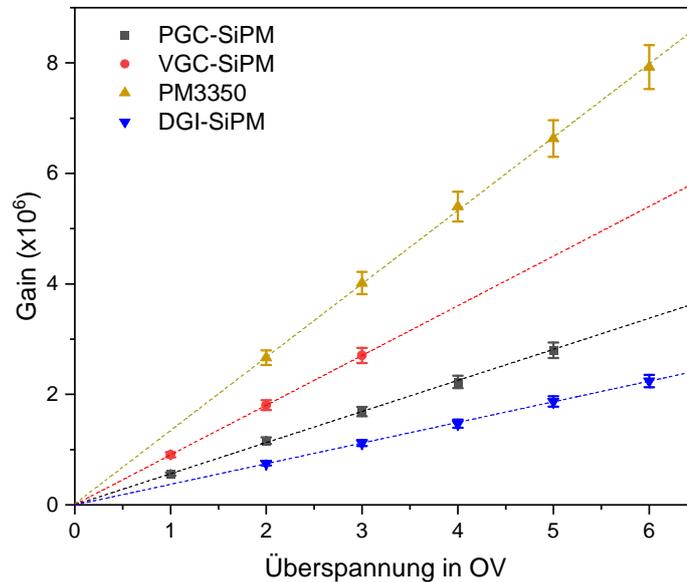
**Abbildung 6.3.** IV-Kennlinien der SiPM PGC und VGC in einer Dunkelkammer

OV-Betriebsbereich von 3 V, wie in Kapitel 5.2.1 dargelegt, in etwa mit dem gemessenen überein. Dennoch ist zu beobachten, dass die Durchbruchspannung des PGC-SiPM im Vergleich zu den SG-, DG- und DGI-SiPM jeweils um etwa 1 V höher bzw. niedriger liegt. Diese Abweichung könnte durch eine Anpassung der Dotierungskonzentrationen seitens des Herstellers erklärt werden.

Die zunehmende Instabilität des VGC-SiPM nahe einer OV von 2,5 V lässt sich auf verstärkte elektrische Felder an den Bauteilrändern zurückführen, die über diesen Schwellenwert hinaus keinen ausreichenden Schutz vor Randdurchbrüchen bieten. Eine effektivere Abschirmung durch die virtuellen Schutzringe erfordert eine Optimierung der Potenzialverhältnisse im Bereich des pn-Übergangs, um die elektrischen Feldstärken zu reduzieren. Wie jedoch schon zuvor betont, stellt dies in der standardmäßigen CMOS-Technologie eine Schwierigkeit dar, da weder Dotierung noch Tiefe der Wannen eingestellt werden können [86, 156].

Die gemessenen Dunkelströme zeigen erhöhte Werte im Bereich von etwa 11 pA bis 11,5 pA. Dies kann auf das Fehlen der Low-Leakage-Prozessoption zurückgeführt werden, das normalerweise zur Reduktion von Dunkelströmen dient.

### 6.2.2. Verstärkung und Erholungszeit



**Abbildung 6.4.** Diagramm der Gain Messung, mit einem linearem Fit zum Nullpunkt

In Abbildung 6.4 wird der Gain der neu entwickelten SiPM, sowohl des PGC-SiPM als auch des VGC-SiPM, im Vergleich zum DGI-SiPM und dem kommerziell erhältlichen SiPM PM3350 dargestellt. Die Verstärkungsfaktoren weisen einen linearen Anstieg mit steigender OV auf. Der Fit schneidet die x-Achse an der Durchbruchspannung der jeweiligen SiPM [86].

Die ermittelten Verstärkungswerte des PGC-SiPM und VGC-SiPM übersteigen die des DGI-SiPM. Diese Diskrepanz ist der unterschiedlichen Mikrozellenstruktur zuzuschreiben, wobei die designten SiPM PGC und VGC eine Mikrozellgröße von  $54\ \mu\text{m}$  aufweisen, im Gegensatz zu der Mikrozellgröße von  $50\ \mu\text{m}$  des DGI-SiPM. Der DGI-SiPM besitzt darüber hinaus breitere Schutzringe, die eine Reduzierung der Kapazität am pn-Übergang der photosensitiven Fläche bewirken, da sie die Raumladungszone in ihrer Fläche verkleinern. Dies führt zu einer reduzierten Gesamtkapazität und resultiert folglich in einem niedrigeren Gain [86, 156].

Weiter zeigen die Messungen, dass der VGC-SiPM eine Verstärkung aufzeigt, die annähernd den doppelten Wert des PGC-SiPM erreicht. Dies kann durch den größeren Füllfaktor des VGC-SiPM erklärt werden [156].

## 6.2. Überprüfung der Standardparameter der designten SiPM

In Tabelle 6.2 werden die Zellkapazitäten dargestellt. Dabei zeigen der PGC- und der VGC-SiPM eine höhere Zellkapazität  $C_{Zelle}$  von  $(90 \pm 5)$  fF bzw.  $(145 \pm 7)$  fF im Vergleich zu  $(60 \pm 3)$  fF des DGI-SiPM. Der kommerzielle PM3350 SiPM besitzt die größte Kapazität  $C_{Zelle}$  von  $(213 \pm 11)$  fF. Dieses Ergebnis ergibt sich aus dem speziellen Herstellungsverfahren kommerzieller SiPM, durch welche ein größerer Füllfaktor erzielt wird. Der dadurch vergrößerte pn-Übergang bewirkt eine Ausdehnung der Raumladungszone, was in einer erhöhten Zellkapazität resultiert.

**Tabelle 6.2.** Übersicht der Kapazitäten  $C_{Zelle}$  und RC-Zeiten  $\tau$

| SiPM     | $C_{Zelle}$ in fF | $\tau$ in ns    |
|----------|-------------------|-----------------|
| PGC-SiPM | $90 \pm 5$        | $69,2 \pm 3,5$  |
| VGC-SiPM | $145 \pm 7$       | $106,4 \pm 5,3$ |
| DGI-SiPM | $60 \pm 3$        | $0,35 \pm 0,01$ |
| PM3350   | $213 \pm 11$      | $163,4 \pm 8,2$ |

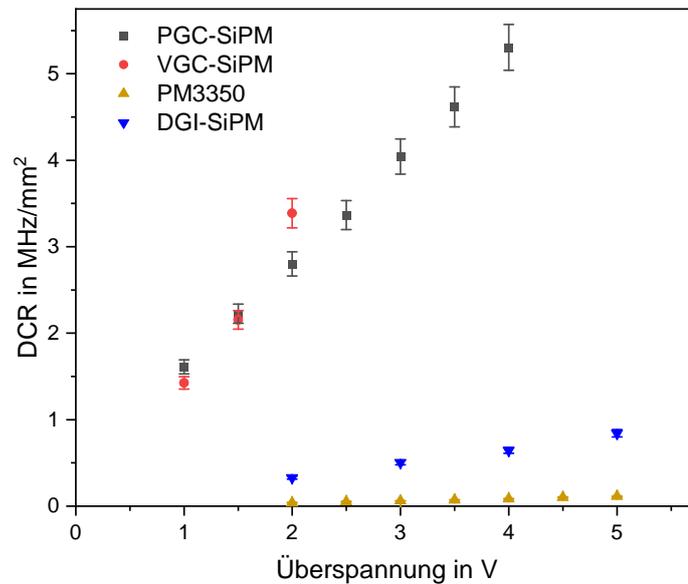
Darüber hinaus sind in Tabelle 6.2 die RC-Zeiten ( $\tau$ ) für die SiPM-Typen PGC-SiPM, VGC-SiPM, DGI-SiPM und PM3350 dargestellt. Für den PGC-SiPM ergibt sich eine  $\tau$ -Zeit von  $(69,2 \pm 3,5)$  ns. Verglichen damit verzeichnet der VGC-SiPM eine längere RC-Zeit von  $(106,4 \pm 5,3)$  ns, was durch die größere Kapazität erklärt werden kann.

Überprüft werden können die gemessenen RC-Werte mit der Relation zur Zellkapazität  $C_{Zelle}$ . Hierbei erfolgt ein Vergleich der Verhältnisse von  $C_{Zelle}$  zu  $\tau$ . Dasselbe Verhältnis ist zu erwarten, sofern die Konstruktionsweise, der Quenchingwiderstand und die Anzahl der Mikrozellen vergleichbar sind. Für die PGC- und VGC-SiPM Modelle lässt sich dabei ein Verhältnis der Zellkapazitäten von 1,30 für den PGC-SiPM bzw. 1,36 für den VGC-SiPM ermitteln. Diese Verhältnisse befinden sich in einer ähnlichen Größenordnung, was die Zuverlässigkeit der Messungen bestätigt.

Trotz ähnlicher Gestaltung des PGC-SiPM zum DGI-SiPM, besitzt der PGC-SiPM eine höhere Zeitkonstante  $\tau$ . Die Verlängerung von  $\tau$  resultiert nicht ausschließlich aus der gesteigerten Zellkapazität, sondern auch aus der erhöhten parasitären Kapazität, welche durch die größere Anzahl an Mikrozellen verursacht wird. Dabei handelt es sich um 254 Mikrozellen beim PGC-SiPM gegenüber 16 Mikrozellen beim DGI-SiPM. Infolgedessen liegt die RC-Zeit des PM3350 SiPM, der 3600 Mikrozellen besitzt, über der der CMOS SiPM PGC und VGC.

### 6.2.3. Dunkelzählrate

In Abbildung 6.5 ist die Abhängigkeit der DCR von der OV für die SiPM PGC und VGC gezeigt. Ein linearer Anstieg der DCR mit steigender OV ist für beide Detektortypen erkennbar. Konkret zeigt der PGC-SiPM eine DCR, die von  $(1,6 \pm 0,1) \frac{\text{MHz}}{\text{mm}^2}$  bei einer OV von 1 V bis zu einem Wert von  $(5,3 \pm 0,3) \frac{\text{MHz}}{\text{mm}^2}$  bei einer OV von 4 V reicht. Der VGC-SiPM hingegen zeigt eine DCR von  $(1,4 \pm 0,1) \frac{\text{MHz}}{\text{mm}^2}$  bei einer OV von 1 V und  $(2,2 \pm 0,1) \frac{\text{MHz}}{\text{mm}^2}$  bei einer OV von 1,5 V. Beim Vergleich zwischen PGC-SiPM und VGC-SiPM wird deutlich, dass der VGC-SiPM erst ab einer OV von mehr als 2 V einen höheren DCR-Wert als der PGC-SiPM aufweist. Allerdings wird oberhalb dieser Spannungsgrenze beim VGC-SiPM aufgrund unzureichender Löschung der Signalpulse die zuverlässige Auswertung der DCR unmöglich. Der Fehler der Messwerte beträgt 5% [86, 156].



**Abbildung 6.5.** Vergleich der DCR für die SiPM-Typen PGC und VGC in Abhängigkeit der OV. Als Vergleich werden auch die Werte des DGI-SiPM und des PM3350 SiPM von KETEK dargestellt

Die DCR-Werte von PGC- und VGC-SiPM sind vergleichbar, da sie mit dem identischen CMOS-Prozess auf den gleichen Substraten gefertigt wurden. Der DGI-SiPM, der über die Low-Leakage-Prozessoption zur Unterdrückung von Dunkelströmen und damit

## 6.2. Überprüfung der Standardparameter der designten SiPM

über ein defektfreieres Substrat verfügt, zeigt trotz eines ähnlichen Designs eine deutlich niedrigere DCR. Der kommerzielle PM3350 SiPM weist bei einer OV von 2 V eine noch niedrigere DCR von nur  $(39 \pm 2) \frac{\text{kHz}}{\text{mm}^2}$  auf.

In der Fachliteratur ist dokumentiert, dass CMOS-basierte SiPM tendenziell höhere DCR im Vergleich zu kommerziellen SiPM aufweisen, was vorwiegend auf die gesteigerte Dotierungskonzentration in den CMOS-Technologieknoten zurückgeführt werden kann [140, 145, 146, 147, 148, 149, 150]. Dennoch weisen PGC- und VGC-SiPM auch im direkten Vergleich mit anderen CMOS-basierten SiPM hohe DCR-Werte auf, was auf das Fehlen der Low-Leakage-Prozessoption zurückzuführen ist [86, 156].

### 6.2.4. Optisches Übersprechen

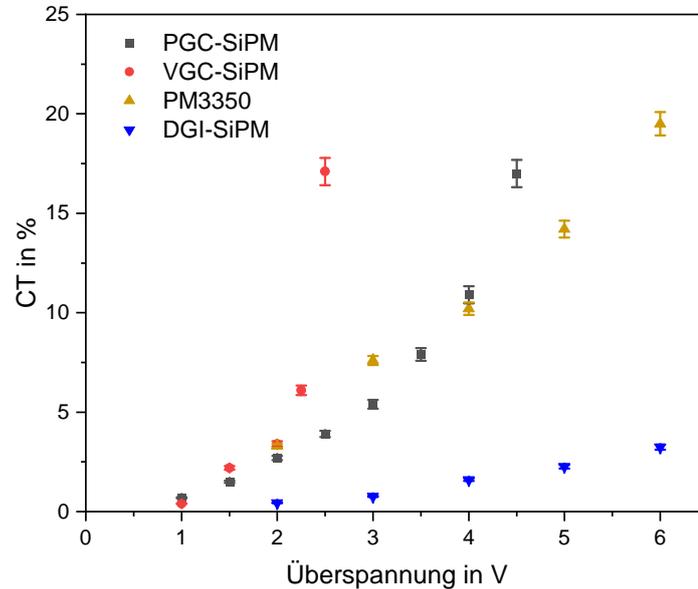
Die Abhängigkeit des CT von der Spannung ist in Abbildung 6.6 visualisiert. Die Messungen zeigen, dass das CT des PGC- und des VGC-SiPM bis zu einer bestimmten Spannung linear ansteigt. Für den PGC-SiPM ist eine solche Charakteristik bis zu einer OV von 3 V zu verzeichnen, woraufhin das CT stärker ansteigt und bei 5 V die Schwelle von 50 % überschreitet. Analog dazu zeigt der VGC-SiPM ein vergleichbares Verhalten, wobei die  $V_{DB2}$  bereits bei 2,5 V OV erreicht wird. Bei beiden SiPM-Typen liegt das CT für 1 V OV bei weniger als 1 % [86, 156].

Die CMOS SiPM weisen CT-Werte auf, die denen des PM3350 SiPM ähnlich sind. Jedoch gestaltet sich das Ableiten von Schlussfolgerungen daraus als schwierig, da die CT-Werte durch unterschiedlichen Bedingungen entstehen. Den CMOS SiPM fehlen Grabenstrukturen, die üblicherweise das Übersprechen zwischen Zellen durch Sekundärphotonen reduzieren. Im Gegensatz dazu ist der PM3350 durch seine dichte Anordnung der lichtempfindlichen Bereiche und durch sein Glasgehäuse theoretisch anfälliger für höheres CT. Diese verschiedenen Einflussfaktoren scheinen sich bei den betrachteten SiPM zufällig auszugleichen, was zu vergleichbaren CT-Werten führt. Der systematische Messfehler bei diesen Untersuchungen liegt bei 4 %.

Der erhöhte CT der PGC- und VGC-SiPM im Vergleich zum DGI-SiPM ist auf die kompaktere Anordnung der photosensitiven Bereiche der einzelnen Mikrozelle zurückzuführen. Dies zeigt Tabelle 6.3 die die lateralen Abstände der pn-Übergänge der einzelnen Mikrozelle aus dem Layout mit den CT-Werten bei einer OV von 2 V gegenüber stellt. Es zeigt sich, dass mit zunehmendem Abstand der pn-Übergänge die CT sinkt. Auffällig ist hierbei, dass der CT-Wert des PGC-SiPM in Abhängigkeit des Abstands von  $17,0 \mu\text{m}$  relativ hoch ist. Die Begründung für dieses Verhalten lässt sich aus Abbildung 6.7 ableiten, die die CT in Abhängigkeit vom Gain darstellt. Hier ist ersichtlich, dass die CT des

## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

PGC-SiPM für den jeweiligen Gain im Vergleich zu den anderen SiPM, einschließlich des kommerziellen PM3350, höher liegt [86, 156].



**Abbildung 6.6.** CT in Abhängigkeit der OV: Ein Vergleich zwischen PGC- und VGC-SiPM mit DGI-SiPM und dem PM3350 von KETEK

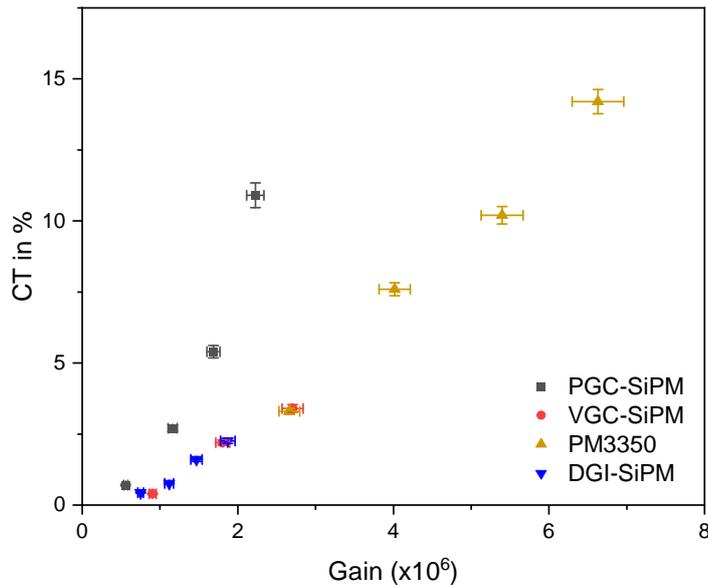
**Tabelle 6.3.** Aus dem Layout ausgemessene Abstände der aktiven Bereiche der SiPM und der entsprechende CT bei einer OV von 2 V. Für kommerzielle SiPM sind keine Informationen zu den Abständen verfügbar.

| SiPM     | Abstand der pn-Übergänge ( $\mu\text{m}$ ) | CT bei OV von 2 V (%) |
|----------|--|-----------------------|
| PGC-SiPM | 17,0                                       | 2,7                   |
| VGC-SiPM | 10,0                                       | 3,4                   |
| DGI-SiPM | 23,5                                       | 0,4                   |

Da die SiPM-Modelle PGC, VGC und DGI auf der gleichen Technologie basieren und in denselben Produktionsanlagen gefertigt worden sind, würde in der Regel ein vergleichbares Verhalten erwarten werden. Die Diskrepanz beim PGC-SiPM kann nicht primär durch das Fehlen der Low-Leakage-Prozessoption erklärt werden, da der VGC-SiPM keine ähnliche Abweichung der CT zeigt. Eine Erklärung könnte daher in den Schutzringen

## 6.2. Überprüfung der Standardparameter der designten SiPM

des PGC-SiPM liegen, die möglicherweise eine umfangreichere Ladungsträgeraufnahme bewirken. Diese könnten als Fallen fungieren, die die Minoritätsträger aus der Umgebung besser einfangen als die Strukturen der VGC-Zellen. In Kombination mit einem weniger reinen Siliziumsubstrat könnte dies zu einem erhöhten Crosstalk beim PGC-SiPM führen. Diese Hypothese muss allerdings weiter untersucht werden, um zu einer definitiven Schlussfolgerung zu gelangen.



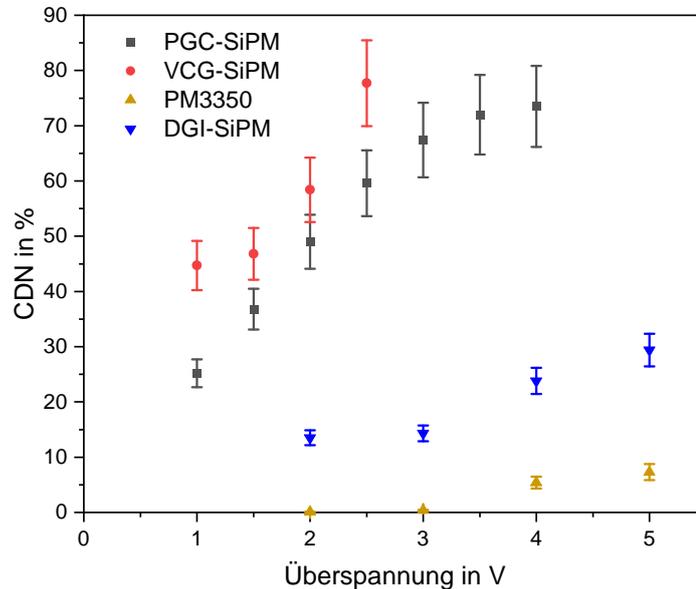
**Abbildung 6.7.** CT in Abhängigkeit des Gains: Ein Vergleich zwischen PGC- und VGC-SiPM mit DGI-SiPM und dem PM3350 von KETEK

### 6.2.5. Korrelierte Dunkelpulse

Im Rahmen dieser Untersuchung wurden die CDN-Werte, die sowohl D-CT als auch APP umfassen, in Abhängigkeit von der OV für PGC- und VGC-SiPM gemessen und in Abbildung 6.8 dargestellt. Es zeigte sich ein Anstieg der CDN-Werte mit wachsender OV. Konkret erreichte der CDN-Wert für den PGC-SiPM bei einer OV von 4 V ( $73,5 \pm 7,4$  %). Der VGC-SiPM verzeichnete sogar einen Höchstwert von ( $77,7 \pm 7,8$  %) bei einer OV von 2,5 V. Ein direkter Vergleich der beiden SiPM-Typen zeigt, dass der PGC-SiPM durchweg niedrigere CDN-Werte als der VGC-SiPM aufwies. Darüber hinaus kann beobachtet werden, dass der PGC-SiPM nach anfänglich linearem Anstieg eine

## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

Sättigungstendenz zeigt, während der VGC-SiPM kontinuierlich mit der OV stieg [86, 156].



**Abbildung 6.8.** Diagramm der CDN-Messungen, einschließlich D-CT und APP, in Abhängigkeit der OV

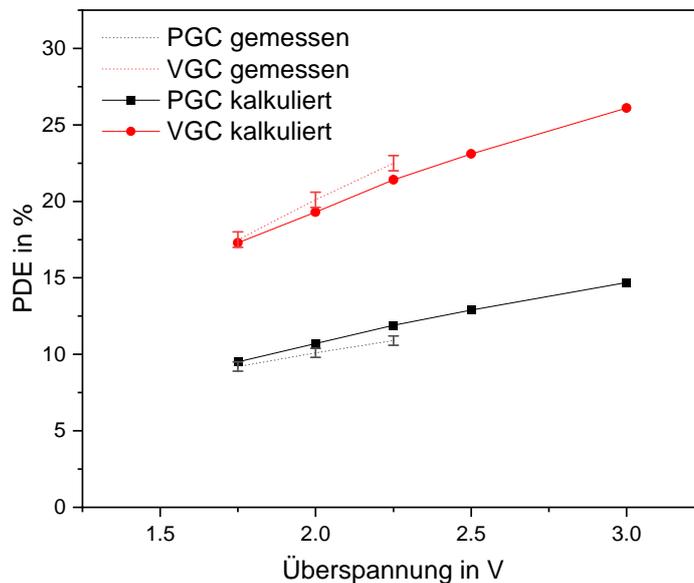
Ein Vergleich mit dem DGI-SiPM und dem PM3350 zeigt, dass die CDN-Werte für die PGC- und VGC-SiPM höher ausfallen als bei diesen Referenz-SiPM. Dieser Unterschied lässt sich auf das Fehlen der Low-Leakage-Prozessoption zurückführen, die eine höhere Siliziumreinheit beinhaltet [86]. Ein erhöhter Reinheitsgrad im Silizium minimiert die Bildung von Fallen innerhalb des SiPM-Materials, was wiederum zu niedrigeren CDN-Werten führt. Diese Beobachtung wird besonders im Vergleich mit dem DGI-SiPM deutlich, bei dem die Prozesstechnologie angewendet wurde und das signifikant niedrigere CDN-Werte aufzeigt [86, 156].

Die Genauigkeit der Messungen lag bei gleicher Triggerhöhe bei drei gemessenen Bauteilen etwa bei 1,4 % für den PGC-SiPM und bei 3,4 %. Allerdings machen schon kleine Änderungen bei der Höhe der Trigger deutliche Unterschiede, sodass die Unsicherheit mit 10 % angenommen wurde.

### 6.3. Photonennachweiseffizienz

Für die Bestimmung der PDE wurde eine Messvorrichtung gemäß der Beschreibungen in [16] eingesetzt. Ziel der Messungen war es, die tatsächliche PDE des PGC- und des VGC-SiPM zu ermitteln. Die Beleuchtung erfolgte mithilfe eines Halbleiterlasers mit einer Wellenlänge von 463 nm, während die Temperatur auf 293,15 K konstant gehalten wurde [88]. Die Messungen wurden in den Labors der Firma Broadcom durchgeführt, da hier die notwendigen Messvorrichtungen vorhanden sind [86, 156].

Die Ergebnisse der PDE-Messungen sind in Abbildung 6.9 grafisch dargestellt. Die Fehlerbalken repräsentieren den Standardfehler des Mittelwerts, der aus drei aufeinanderfolgenden Messzyklen berechnet wurde. Die präsentierten PDE-Daten wurden unter Berücksichtigung der Auswirkungen des CDN und des DCR berechnet. Der gewählte OV-Bereich für die Messungen betrug 1,75 V bis 2,25 V. Dieser Spannungsbereich wurde unter Berücksichtigung mehrerer Faktoren festgelegt, darunter die Impulshöhe, Rauschfaktoren und der Betriebsbereich des VGC-SiPM. Der Hauptfaktor, der die PDE innerhalb dieses Spannungsbereichs begrenzt, ist die DCR pro Fläche des Detektors sowie das CDN, das in Kapitel 6.2.5 behandelt wurde [86, 156].



**Abbildung 6.9.** Messung und Kalkulation der PDE für den PGC- und den VGC-SiPM

## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

Wie in Abbildung 6.9 ersichtlich, steigen die PDE-Werte beider SiPM mit zunehmender OV an. Für den PGC-SiPM wird bei einer OV von 2,25 V eine PDE von  $(10,9 \pm 0,3) \%$  erreicht. Im Kontrast hierzu zeigt der VGC-SiPM bei gleicher Bedingung eine um den Faktor 2,06 höhere PDE, mit einem Wert von  $(22,5 \pm 0,5) \%$ .

Dieser Anstieg der PDE kann auf zwei Hauptfaktoren zurückgeführt werden. Erstens wird durch die Implementation der virtuellen Schutzringe eine Erweiterung des lichtempfindlichen Bereichs um 44 % erreicht, was zu einer Erhöhung von  $\epsilon$  und somit der PDE führt. Zweitens wird durch die dünnere und weniger stark dotierte Schicht des VGC SiPM ein größerer Absorptionsbereich ermöglicht, was eine Verstärkung von  $P_{\text{trig}}$  zur Folge hat [86, 156].

Weiterhin präsentiert Abbildung 6.9 die PDE-Kalkulationen aus Kapitel 5.2.3. Bei genauerem Vergleich wird ersichtlich, dass die PDE für den PGC-SiPM überschätzt und für den VGC-SiPM unterschätzt wurde. Diese Diskrepanz nimmt mit steigender OV zu. Die Abweichungen zwischen den berechneten Werten und den Messergebnissen können auf die notwendigen Vereinfachungen in den Annahmen zurückgeführt werden, die in den theoretischen Vorüberlegungen des Kapitels 5.2.1 gemacht wurden. Ein wesentlicher Punkt ist, dass genaue Dotierungskonzentrationen und somit die Ausdehnung der Raumladungszone unbekannt sind und abgeschätzt werden mussten. Zudem wurde für die Berechnungen eine schrittweise Approximation angenommen, während in der Realität fließende Übergänge existieren, die sich überlappen [86, 156].

### 6.4. Untersuchung der Einzel-Photonen-Zeitauflösungseigenschaften

In diesem Abschnitt erfolgt die Analyse der SiPM hinsichtlich ihrer SPTR. Dabei wurden zunächst die 1 p.e. Pulse aller SiPM untersucht und dann die SPTR mit Messaufbau 1 gemessen und ausgewertet. Der Fokus in diesem Kapitel liegt auf dem SiPM-Typ PGC, der für zeitkritische Anwendungen entwickelt wurde.

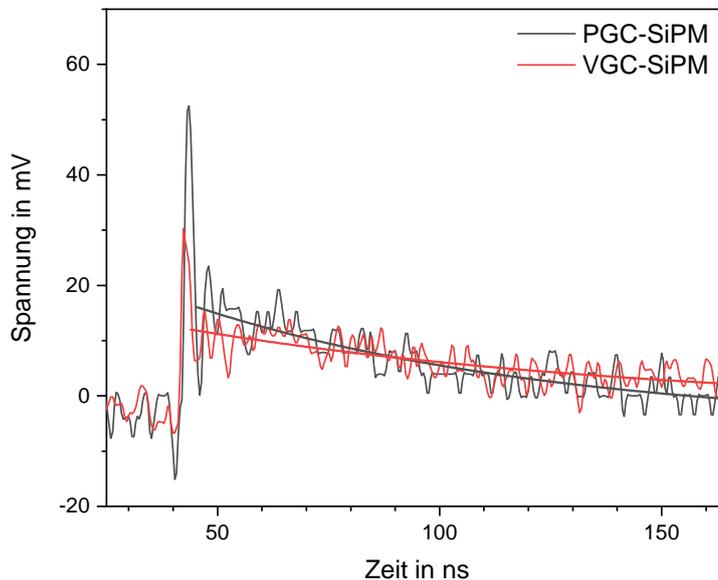
#### 6.4.1. Pulsanalyse

Zunächst wurden die SiPM-Signale mit PCB-Variante 1 ausgelesen und mit den an der Universität verfügbaren Geräten (Standard-Messaufbau 0, siehe Kapitel 3.1.1) vermessen. Um dabei die 1 p.e. Signale klarer vom Signalrauschen der Nulllinie unterscheiden zu können, wurde im Standard-Messaufbau 0 für diese Pulsanalyse ein zweiter KETEK

#### 6.4. Untersuchung der Einzel-Photonen-ZeitaufLösungseigenschaften

Vorverstärker in Reihe geschaltet, was zur doppelten Verstärkung der Signalform führte. Die OV wurde dabei auf 2 V eingestellt.

In Abbildung 6.10 werden die Einzelphotonensignale der beiden analogen SiPM-Typen PGC und VGC dargestellt. Es zeigt sich, dass der PGC-SiPM in dieser Messung eine um 42% höhere Amplitude im Vergleich zum VGC-SiPM besitzt. Diese höhere Amplitude des PGC-SiPM lässt sich durch seine kleinere Diodenkapazität  $C_d$  erklären. Die Folge ist eine geringere langsame Abklingkonstante, was durch die beiden gefitteten Abfallkonstanten  $\tau_l$  und deren Schnittpunkt verdeutlicht wird. Zudem weist der PGC-SiPM eine höhere Anstiegsrate und ein verbessertes Signal-Rausch-Verhältnis auf. Aus dieser Feststellung lässt sich schließen, dass die PGC-Module vorteilhaftere Voraussetzungen für eine niedrigere SPTR bieten.



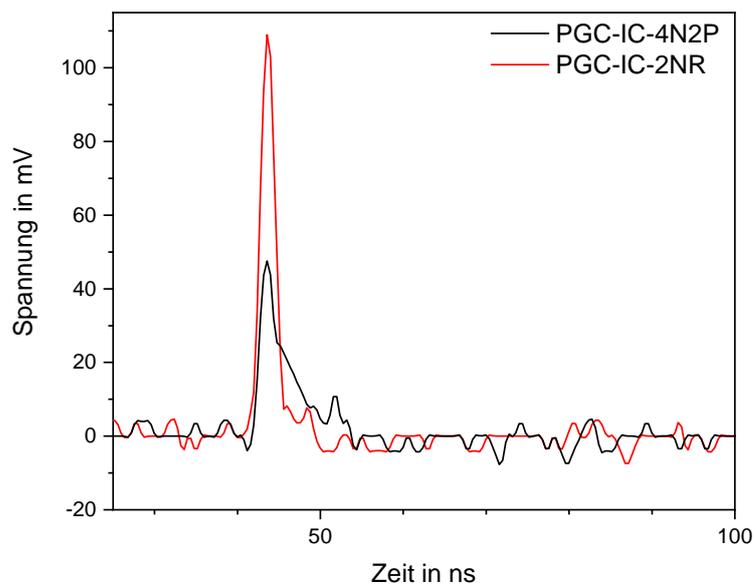
**Abbildung 6.10.** Der Puls des langsamen Ausgangs des PGC-SiPM und des VGC-SiPM mit PCB-Variante 1 und dem Standard-Messaufbau 0 weist deutliche Unterschiede auf. Es zeigt sich, dass die Amplitude des PGC-SiPM um etwa 42% höher als die des VGC-SiPM ist. Zudem wird eine verlängerte Abklingzeit beim VGC-SiPM im Vergleich zum PGC-SiPM beobachtet. Um diesen Unterschied trotz des hohen Rauschens sichtbar zu machen, wurde die langsame Abflusszeit  $\tau_l$  gefittet.

Das ausgeprägte Rauschen im Signal lässt sich teilweise auf den SiPM selbst und teilweise auf den Messaufbau zurückführen. Wie in den vorangegangenen Kapiteln vorge-

## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

stellt, weisen die SiPM hohe DCR- und CDN-Werte auf, welche beide zu intrinsischem Rauschen im SiPM führen. Zusätzlich fangen die langen Leitungen im Messaufbau Störsignale auf und beeinträchtigen die Signalstärke und die Anstiegsflanke durch parasitäre Kapazitäten.

Abbildung 6.11 vergleicht die PGC-Module PGC-IC-2NR und PGC-IC-4N2P. Hierbei ist ersichtlich, dass die Verstärkung des PGC-IC-4N2P etwa um den Faktor 2,5 geringer ist als die des PGC-IC-2NR. Hierbei muss aber berücksichtigt werden, dass das Oszilloskop durch seine geringe Bandbreite die Amplitudenhöhe degradiert und die Amplitudenhöhen, sowie der Faktor in der Realität höher liegen. Darüber hinaus weist der PGC-IC-2NR eine steilere Anstiegsrate auf und eine kürzere Ablinkszeit. Letztes lässt sich mit einem besser auf den Puls zugeschnittenen Pole-Zero Filter begründen, die in beiden Schaltungen integriert sind. Somit bietet der PGC-IC-2NR bessere Voraussetzungen für eine geringe SPTR.



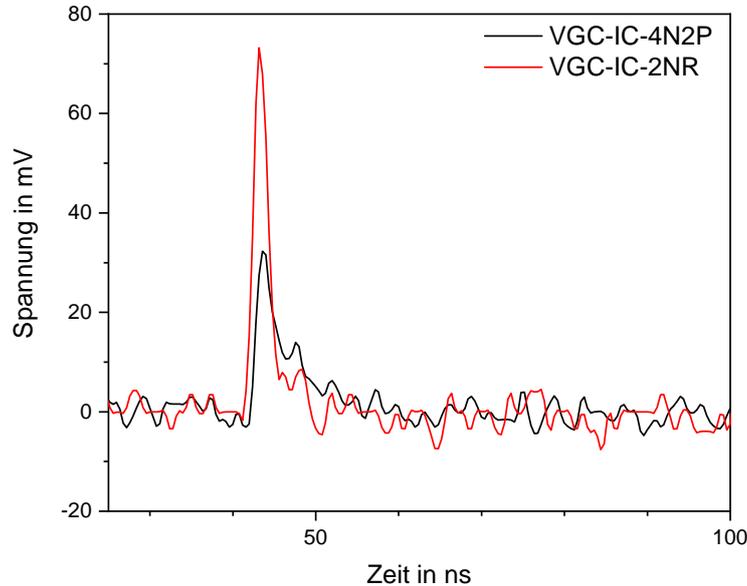
**Abbildung 6.11.** Der Vergleich illustriert die 1 p.e. Pulse der zwei aktiven SiPM-Modelle PGC-IC-2NR und PGC-IC-4N2P. Die Messdaten wurden bei einer OV von 2 V aufgenommen.

Abbildung 6.12 zeigt die 1 p.e. Signale derselben Schaltungen kombiniert mit dem VGC-SiPM. Hierbei zeigt sich ein ähnliches Verhalten. Der VGC-IC-2NR weist in etwa eine um den Faktor 2,2 größere Amplitude, sowie eine steilere Anstiegsrate und eine kürzere

#### 6.4. Untersuchung der Einzel-Photonen-Zeitauflösungseigenschaften

Abklingzeit auf. Die im Vergleich zu den PGC-Modellen geringere Verstärkung des VGC-SiPM kann generell auf die langsamere Anstiegszeit, die niedrigere Amplitude und die längere Abklingzeit des VGC-SiPM zurückgeführt werden.

Für alle aktiven Modelle ist festzuhalten, dass der IC das Nulllinienrauschen reduziert.



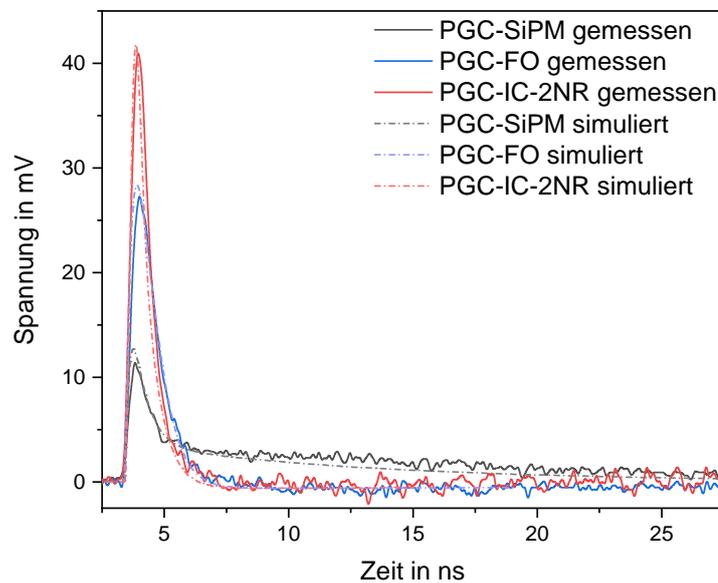
**Abbildung 6.12.** Es wird ein Vergleich der 1 p.e. der VGC-SiPM-Varianten VGC-IC-2NR und VGC-IC-4N2P miteinander verglichen. Die Durchführung der Messungen erfolgte bei einer OV von 2 V.

Die Pulsanalyse mit dem Standard-Messaufbau 0, ermöglicht es, mit einfachem Gerät eine erste Bewertung der aktiven und analogen SiPM vorzunehmen. Es ist jedoch zu beachten, dass das in dieser Analyse verwendete Oszilloskop (Picoscope 6402 C [106]) eine Bandbreite von 250 MHz besitzt, was sowohl die Anstiegsrate als auch die Amplitude der Signale reduziert oder gar begrenzt. Aus diesem Grund ist der Standard-Messaufbau 0 für SPTR Messungen von SiPM keine optimale Lösung. Zudem ist zu berücksichtigen, dass bei SiPM mit höherem intrinsischen Rauschen und geringeren Pulsamplituden die Anforderungen an das Ausleseboard steigen. Daher wurden die in Abbildung 6.13 gezeigten 1 p.e. Pulse der Typen PGC, PGC-FO und PGC-IC-2NR mit PCB-Variante 2 und dem Oszilloskop (RTO2064 [136]) aus Messaufbau 1 gemessen. Außerdem werden in der Abbildung die gemessenen Einzelphotonenpulse den simulierten Signalen aus Kapitel

## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

5.4 gegenübergestellt. In der Simulation wurde die Verstärkung des externen Verstärkers durch Anwendung eines Multiplikationsfaktors berücksichtigt [176].

Bei den Messungen zeigt sich, dass die durchschnittliche Amplitude am langsamen Ausgang (PGC) 11 mV beträgt, während der schnelle Ausgang eine Amplitude von 27 mV aufweist. Beim aktiven Modul PGC-IC-2NR wird eine durchschnittliche Amplitude von 41 mV verzeichnet. Damit liegen die gemessenen Werte durchgängig etwa 1 mV niedriger als die simulierten Werte. Durch den Vergleich der Amplituden von PGC-FO und PGC-IC-2NR lässt sich der Verstärkungsfaktor des IC auf das gesamte Modul von etwa dem Faktor 1,5 aus der Simulation in Kapitel 5.4 bestätigen [86].



**Abbildung 6.13.** Vergleich der verstärkten 1 p.e. Pulse des analogen PGC-SiPM mit der Pulshöhe des aktiven SiPM-Moduls PGC-IC-2NR. Zur Anwendung kamen dabei Messaufbau 1 und PCB-Variante 2. Die Bandbreite des Oszilloskops betrug 4 GHz.

Die ermittelten Anstiegsraten für die untersuchten konventionellen analogen und aktiven SiPM-Module liegen bei  $24 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  für den langsamen Ausgang,  $51 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  für den schnellen Ausgang des PGC-SiPM und  $82 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$  für das aktive Modul PGC-IC-2NR. Im Vergleich dazu zeigen die simulierten Pulse eine schnellere Anstiegsrate. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass in der Simulation zusätzliche parasitäre Kapazitäten, die durch das PCB, auf dem der Chip und der Vorverstärker montiert sind, die Drahtbondverbindun-

## 6.4. Untersuchung der Einzel-Photonen-Zeitauffösungseigenschaften

gen sowie die Adapter, die zum Auslesen der SiPM benötigt werden, nicht berücksichtigt wurden. Die Simulation stellt somit einen idealisierten Zustand dar, der die realen physikalischen Begrenzungen und zusätzlichen Einflüsse, die in der praktischen Umsetzung auftreten, außer Acht lässt.

Die Abklingkurve des gemessenen PGC-SiPM weist anfänglich eine flache Neigung auf. Nach etwa 14 Nanosekunden ist jedoch ein leichter Knick im langsamen Signal erkennbar, der zu einem beschleunigten Abfall führt. Dieses Verhalten verursacht eine Abweichung zwischen den Simulationsdaten und den tatsächlichen Messergebnissen. Begründet werden könnte dieses Verhalten mit parasitären Kapazitäten, die innerhalb der Signalkette auf das Signal einwirken [86].

Aus der Voranalyse der Signal-Rausch-Amplitude ergibt sich, dass PCB-Variante 2 geeignet ist, um aussagekräftige Messungen der SPTR durchzuführen. PCB-Variante 1 hingegen erschwert aufgrund seines rauschanfälligen Verhaltens einen Vergleich mit der vorgestellten Simulation, welche ideale Pulse am Ausgang des aktiven SiPM-Moduls simuliert.

### 6.4.2. Validierung der Messgrenze des Messaufbau 1

Die SPTR-Zeiten von etwa 40 ps des DGI-SiPM, diskutiert in Kapitel 4.5, ermöglichen in Verbindung mit den Erkenntnissen aus Kapitel 3.8.4 eine detailliertere Bewertung der Auflösungsgrenze von Messaufbau 1. Dies ist möglich, in dem der DGI-SiPM, parallel zum PM3350 SiPM, mit beiden Messaufbauten gemessen wird. Dabei wird sich der Umstand zunutze gemacht, dass sich die SPTR des DGI-SiPM mit 40 ps deutlich unter der Messgrenze des Messaufbau 1, die auf 81 ps abgeschätzt wurde, befindet. Somit kann Tabelle 3.6 um den DGI-SiPM zu Tabelle 6.4 erweitert werden [86].

**Tabelle 6.4.** Vergleichsmessungen der Messplätze 1 und 2. Die dritte Spalte gibt die Werte von Messaufbau 2 mit der subtrahierten Laserpulsbreite von 60 ps wieder.

| SiPM                   | M1          | M2          | M1 - $\sigma_{\text{Laser}}^2$ |
|------------------------|-------------|-------------|--------------------------------|
| PM3350 (7 OV V) (ps)   | $132 \pm 6$ | $104 \pm 6$ | 118                            |
| DGI-SiPM (8 OV V) (ps) | $80 \pm 6$  | $40 \pm 6$  | 69                             |

Die Ergebnisse der Messungen mit Messaufbau 1 deuten darauf hin, dass die Performance des DGI-SiPM mit etwa 80 ps nahe an der in Kapitel 3.8.4 definierten Messgrenze liegt. Allerdings müssen von diesem Wert die Breite des Laserpulses  $\sigma_{\text{Laser}}^2$  sowie die

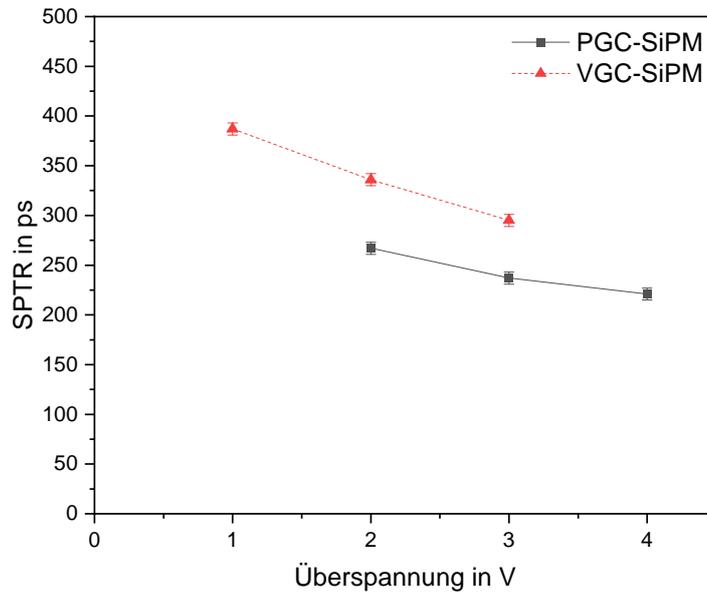
## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

Einflüsse der elektrischen Verkabelung einschließlich des KETEK Vorverstärkers abgezogen werden, was zu einer effektiven Messbegrenzung von 69 ps führt. Dies wirft die Frage auf, wie sich die etwa 10 ps Differenz zwischen den beiden Messungen erklären lässt. Eine plausible Erklärung hierfür könnte das externe elektronische Rauschen beim PM3350 sein, das bedingt durch die spezifische Bauweise von Messaufbau 1 verstärkt eingekoppelt wird und somit die Messqualität im Vergleich zum DGI-SiPM zusätzlich beeinträchtigt. Umgekehrt eignet sich der DGI-SiPM aufgrund seiner Rauschrobustheit gut für derartige Messkonfigurationen. Deswegen wurde die Messgrenze von Messaufbau 1 auf 69 ps abgeschätzt [86].

### 6.4.3. Messergebnisse der Einzel-Photonen-Zeitauflösung

In Abbildung 6.14 und 6.15 werden die erzielten SPTR-Ergebnisse mit PCB-Variante 1 präsentiert. Dabei zeigt Abbildung 6.14 die Gegenüberstellung der langsamen Ausgabekomponenten der SiPM PGC und VGC. Es ist in der Abbildung ersichtlich, dass der PGC-SiPM über den gesamten OV-Bereich hinweg die niedrigeren SPTR-Resultate verzeichnet. Konkret erreichte der VGC-SiPM lediglich eine SPTR von  $(295 \pm 6)$  ps bei einem OV von 3 V, und rangiert damit deutlich über dem Wert von  $(221 \pm 6)$  ps, den der PGC-SiPM aufweist. Beim Auslesen über den langsamen Ausgang ist zu berücksichtigen, dass die Spannungsbereiche aufgrund des Signal-Rausch-Verhältnisses und der Instabilität der Nulllinie bei einer OV von 3 V bzw. 4 V begrenzt sind [86].

#### 6.4. Untersuchung der Einzel-Photonen-Zeitauflösungseigenschaften

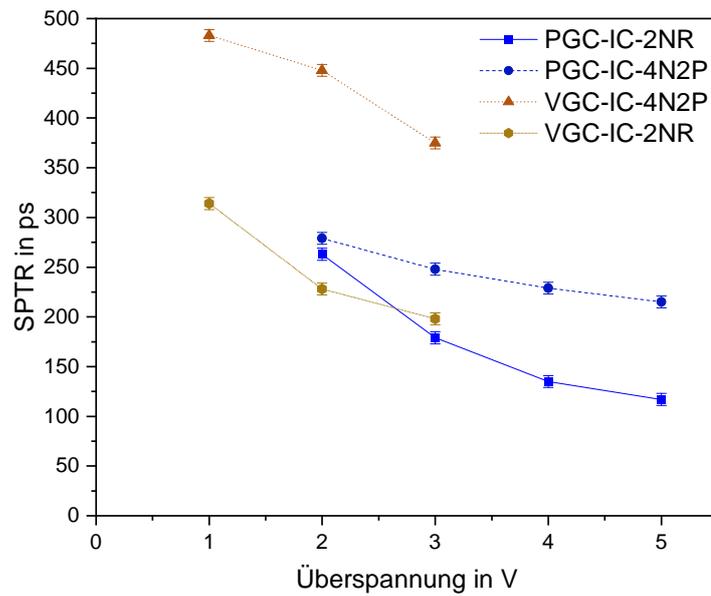


**Abbildung 6.14.** SPTR Messungen der analogen SiPM PGC und VGC

Abbildung 6.15 stellt die SPTR-Resultate der aktiven SiPM-Modelle PGC-IC-2NR, PGC-IC-4N2P, VGC-IC-2NR und VGC-IC-4N2P dar. Zunächst ist dabei festzuhalten, dass die IC-2NR verglichen mit den IC-4N2P generell niedrigere SPTR in Abhängigkeit der OV aufweisen. Darüber hinaus weisen die PGC-Modelle die niedrigeren SPTR-Werte auf im Vergleich zu den VGC-Modellen. Den niedrigsten Wert erreicht der PGC-IC-2NR mit einer SPTR von  $(117 \pm 6)$  ps bei einer OV von 5 V. Außerdem kann aus den Graphen entnommen werden, dass der PGC-IC-4N2P trotz seiner monolytischen Verstärker nicht in der Lage ist, die SPTR zu optimieren. Dies lässt sich daraus schließen, dass die SPTR Werte in etwa im Bereich des analogen PGC-SiPM liegen.

Auffallend sind außerdem die suboptimalen Resultate des VGC-IC-4N2P, welcher, im besten Szenario, Werte von  $(375 \pm 6)$  ps erreicht. Darüber hinaus zeigt die SPTR nicht die typische Abhängigkeit der OV, sondern sinkt mit zunehmender OV stärker. Dies legt nahe, dass eine Beschädigung des vermessenden Bauteils vorlag.

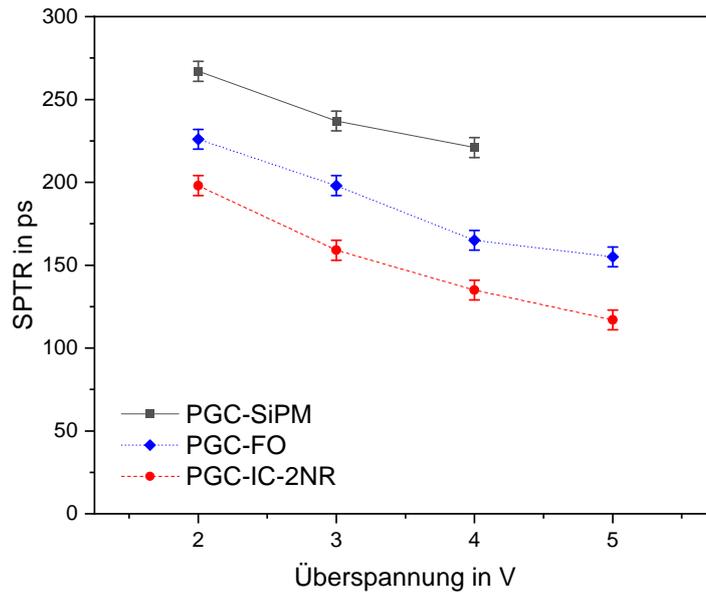
## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM



**Abbildung 6.15.** SPTR Messungen der aktiven SiPM-Typen VGC-IC-2NR, VGC-IC-4N2P, PGC-IC-2NR und PGC-IC-4N2P

Die Signalkomponenten des PGC-SiPM, des PGC-FO-SiPM und des PGC-IC-2NR wurden noch einmal mit PCB-Variante 2 gemessen. Die SPTR Messergebnisse werden in Abbildung 6.16 gezeigt.

#### 6.4. Untersuchung der Einzel-Photonen-Zeitauflösungseigenschaften



**Abbildung 6.16.** Darstellung der SPTR-Messungen in Abhängigkeit zur OV. Erkennbar ist eine Verbesserung der SPTR mit anwachsender OV. Die kleinsten Werte wurden bei den OV 4 V und 5 V erfasst.

Die Messdaten illustrieren, dass der schnelle Ausgang PGC-FO des PGC-SiPM mit einer SPTR von  $(155 \pm 6)$  ps eine verbesserte SPTR im Vergleich zum langsamen Ausgang PGC besitzt. Zudem zeigen die Messungen, dass das aktive Modul PGC-IC-2NR geringere SPTR-Werte gegenüber beiden konventionellen analogen PGC-Modulen bietet.

Allerdings ist festzuhalten, dass obwohl die Messungen mit PCB-Variante 2 ein verbessertes Signal-Rausch-Verhältnis aufweisen, keine Verbesserung der SPTR gegenüber PCB-Variante 1 festgestellt worden ist. Bei zu hohen Bandbreiten verschlechtert sich die SPTR sogar. Eine mögliche Ursache für dieses Phänomen könnten hochfrequente Störsignale sein, die in das Messsignal einkoppeln und deren Unterdrückung durch bandbegrenzenden Effekten verhindern. Aus diesem Grund wurde auch die Bandbreite des Oszilloskop durchgängig auf 800 MHz begrenzt. Zudem ist es denkbar, dass das Hauptboard durch seine Komponenten intrinsischen Jitter an die SiPM weitergibt. Eine plausible Erklärung für die annähernd identische SPTR könnte jedoch in intrinsischen Effekten liegen, etwa im niedrigen Reinheitsgrad des Substrats, bedingt durch das Fehlen der Low-Leakage-Prozessoption.

Wie in Kapitel 3.8.5 und 6.4.2 diskutiert, weist Messaufbau 1 einen intrinsischen Jitter

## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

von 69 ps auf. Im Folgenden werden die gemessenen Werte korrigiert, indem der Jitter des Messaufbaus subtrahiert wird. Die adjustierten Werte, bezogen auf die jeweils optimale OV, sind in der nachstehenden Tabelle 6.5 dargestellt. Zwischen den PCB-Varianten wird dabei nicht unterschieden, da diese für die Ermittlung der SPTR keinen Faktor darstellten [86].

**Tabelle 6.5.** Zusammenfassung der gemessenen (“gem.”) SPTR-Werte mit Messaufbau 1 und der korrigierten (“kor.”) SPTR-Werte bei jeweils optimaler OV, einschließlich eines Vergleichs mit dem PM3350 SiPM.

| SiPM  | Typ         | OV in V | gem. SPTR in ps | kor. SPTR in ps |
|-------|-------------|---------|-----------------|-----------------|
| 1     | PGC-SiPM    | 4       | $221 \pm 6$     | $210 \pm 6$     |
| 1 (b) | PGC-FO-SiPM | 5       | $155 \pm 6$     | $139 \pm 6$     |
| 2     | VGC-SiPM    | 3       | $295 \pm 6$     | $287 \pm 6$     |
| 3     | PGC-IC-4N2P | 5       | $215 \pm 6$     | $204 \pm 6$     |
| 4     | PGC-IC-2NR  | 5       | $117 \pm 6$     | $94 \pm 6$      |
| 5     | VGC-IC-4N2P | 3       | $198 \pm 6$     | $186 \pm 6$     |
| 6     | VGC-IC-2NR  | 3       | $375 \pm 6$     | $369 \pm 6$     |
| 7     | PM3350      | 7       | $132 \pm 6$     | $113 \pm 6$     |

Die korrigierten SPTR-Werte der verschiedenen SiPM-Typen zeigen, dass die Integration eines Stromfolgers in die Schaltung eine Optimierung der SPTR ermöglichen kann. Bei der Betrachtung des korrigierten SPTR-Wertes des PGC-FO-SiPM von  $139 \pm 6$  ps im Vergleich zu dem des PGC-IC-2NR mit  $94 \pm 6$  ps wird die Relevanz dieser Schaltungsanpassung evident. Dies repräsentiert eine Verbesserung von annähernd 32%. Der PGC-IC-2NR erreicht mit  $94 \pm 6$  ps den niedrigsten in diesem Kapitel erfassten SPTR-Wert. Dementsprechend liegt der gemessene Wert dieses SiPM auch unter dem des kommerziellen SiPM PM3350. Es muss jedoch die deutlich höhere Anzahl an Mikrozellen des PM3350 (3600) berücksichtigt werden. Diese relativiert die überlegene SPTR des PGC-IC-2NR, da die damit einhergehenden höheren parasitären Kapazitäten zu kleineren Amplituden und größeren Pulsanstiegszeiten führen, welches die SPTR des SiPM verschlechtert [86].

Die Verbesserung der SPTR-Werte der aktiven Modelle (IC-2NR) lässt sich auf die höhere Amplitude, das durch den IC reduzierte Rauschen und das dadurch resultierende verbesserte Signal-Rausch-Verhältnis zurückführen. Die Steigerung der SPTR profitiert ebenfalls von der reduzierten Ausgangskapazität, die sich aus der geringeren Drain-

Kapazität des IC in den jeweils inaktiven Segmenten der passiven SiPM-Segmente ergibt, was zu steileren Anstiegsraten führt.

## 6.5. Diskussion

Die in diesem Kapitel charakterisierten PGC- und VGC-SiPM weisen bei den Parametern IV-Kennlinien, Gain, RC-Zeit und CT Werte auf, die mit denen anderer CMOS-SiPM, die dieselbe  $0,35\ \mu\text{m}$  CMOS-Technologie und eine ähnliche Größe verwenden, vergleichbar sind [148] [149]. Abweichungen werden jedoch im Rauschverhalten bei DCR und CDN, beobachtet, bei welchen signifikant höhere Werte festgestellt wurden. In Tabelle 6.6 werden die DCR Werte von Ascenzo et al. [148] und Liang et al. [149] mit den CMOS SiPM PGC, VGC und DGI verglichen. Bei einer OV von 2 V liegen die DCR-Werte der PGC- und VGC-SiPM um etwa eine Größenordnung über denen der in der Literatur beschriebenen Vergleichswerte sowie den Messungen des DGI-SiPM, der durch die Implementierung der Low-Leakage-Prozessoption Werte im Bereich der Referenzangaben erreicht. Dieser Sachverhalt legt nahe, dass der Einsatz der Low-Leakage-Prozessoption standardmäßig für CMOS-SiPM erfolgt [86, 156].

Tabelle 6.6 stellt ebenso die PDE der untersuchten SiPM im Vergleich zu jenen dar, die in der Fachliteratur beschrieben sind. Obwohl die Implementierung virtueller Schutzringe die PDE des VGC-SiPM im Vergleich zum PGC-SiPM um den Faktor 2,06 verbessern konnte, erreicht die erzielte absolute PDE von  $(22,5 \pm 0,5)\%$  im Vergleich zu den anderen in der Tabelle aufgeführten CMOS SiPM keine Spitzenwerte. Diese liegen mit 43 % bzw. 35 % nur knapp unterhalb der Werte kommerzieller SiPM, die eine PDE zwischen 40 % und 60 % erzielen können [17, 19, 18]. Zu beachten ist, dass in der Literatur für SiPM in  $0,35\ \mu\text{m}$  CMOS auch niedrigere PDE-Werte dokumentiert sind, die bei etwa zwischen 10 % und 30 % liegen [177, 178, 179, 172]. Daher befinden sich die PDE-Werte der VGC- und PGC-SiPM, im Gegensatz zu den DCR-Werten, innerhalb der in der wissenschaftlichen Literatur dokumentierten Bereiche [86, 156].

Um die PDE für den PGC- und den VGC-SiPM zu erhöhen, könnte ein Betrieb der SiPM bei höheren OV vorteilhaft sein, wie durch die in Abbildung 6.3 dargestellten Berechnungen gezeigt wird. Hierbei wird eine erzielbare PDE von 26,1 % für den VGC und 14,7 % bei einer OV von 3 V für den PGC prognostiziert. Vergleichbare Studien bestätigen, dass die PDE mit zunehmender OV ansteigt [69, 180]. Um die PDE zusätzlich zu steigern, könnte darüber hinaus das optische Fenster mit einer Anti-Reflexions-Beschichtung integriert werden, wie dies bereits bei den in Tabelle 6.7 aufgeführten CMOS-SiPM prak-

## 6. Charakterisierung und Analyse der entwickelten CMOS-integrierten SiPM

**Tabelle 6.6.** Vergleich der DCR-Werte und PDE von integrierten SiPM, die mit 0,35  $\mu\text{m}$  CMOS-Technologie gefertigt wurden, mit Literaturangaben bei einer OV von 2 V.

| SiPM            | DCR (MHz/mm <sup>2</sup> ) | PDE (%)        |
|-----------------|----------------------------|----------------|
| D'Ascenzo [148] | 0,2                        | 43             |
| Liang [149]     | 0,3                        | 35             |
| DGI-SiPM        | $0,3 \pm 0,02$             | -              |
| PGC-SiPM        | $2,8 \pm 0,1$              | $10,9 \pm 0,3$ |
| VGC-SiPM        | $3,4 \pm 0,2$              | $22,5 \pm 0,5$ |

tiziert wurde [86, 148, 156].

Die Untersuchung der Pulse ergab, dass der Wechsel von PCB-Variante 1 zu Variante 2 das Rauschen reduzierte, allerdings ohne eine Verbesserung der SPTR zu bewirken. Die Grenzen der SPTR scheinen somit hauptsächlich intrinsisch bedingt zu sein, wahrscheinlich aufgrund des niedrigen Reinheitsgrades des Substrats, welches durch das Fehlen der Low-Leakage-Prozessoption verursacht wird [86].

Der Vergleich der gemessenen Pulse mit den in Kapitel 5.4 vorgestellten Simulationsmodellen zeigte eine gute Übereinstimmung mit den simulierten Signalen, sofern die Bandbreite nicht durch das Oszilloskop oder den Messaufbau begrenzt wird. Die dennoch festgestellten kleineren Unterschiede zwischen Simulation und Messung können durch die parasitären Kapazitäten der Kabelverbindungen und Adapter, die für die Anbindung an den externen Verstärker und das Oszilloskop verwendet werden, erklärt werden. Die Simulation repräsentiert daher einen Idealzustand des Signals. Dennoch ermöglichen diese Erkenntnisse zuverlässige Schlussfolgerungen bezüglich der Simulationsergebnisse. In Tabelle 6.7 werden die SPTR-Werte der PGC-Module mit ähnlichen analogen SiPM aus der Literatur verglichen, die dieselbe Technologie verwenden und eine vergleichbare Größe besitzen. Zudem wird die Art der Verstärkung spezifiziert. Das hohe Rauschenniveau und der eingeschränkte Betriebsbereich resultieren darin, dass die ermittelten SPTR-Werte höher ausfallen als die in der Literatur dokumentierten. Diese Beobachtung bleibt auch bestehen, wenn die Messgrenze des Jitters berücksichtigt wird. Zur Verbesserung der SPTR ist daher eine effektivere Unterdrückung des intrinsischen Rauschens erforderlich.

Der DGI-SiPM, der mit der Low-Leakage-Prozessoption ausgestattet ist, erzielt eine SPTR von 40 ps. Dieser Wert ist niedriger als bei allen anderen SiPM, jedoch muss be-

achtet werden, dass der DGI-SiPM nur 16 Mikrozellen besitzt. Die Literatur zeigt, dass ein SiPM mit einer Fläche von  $1 \times 1 \text{ mm}^2$  eine um 50% höhere SPTR aufweist als eine einzelne Mikrozele. Daraus kann für den DGI-SiPM abgeschätzt werden, dass er bei einer Fläche von  $1 \times 1 \text{ mm}^2$  eine SPTR von etwa 60 ps erreichen könnte [64]. Eine aktive Konfiguration könnte die Zeitaufösung noch weiter verbessern [86].

**Tabelle 6.7.** Vergleich der SPTR-Werte von CMOS SiPM in der  $0,35 \mu\text{m}$ -Technologie. “Klassisch” bezeichnet in der Tabelle die Verwendung eines externen Verstärkers und “CF” den integrierten Stromfolger.

| SiPM            | Verstärkertyp  | Abmessungen ( $\text{mm}^2$ ) | SPTR (ps) |
|-----------------|----------------|-------------------------------|-----------|
| D’Ascenzo [148] | Klassisch      | 1 x 1                         | 78        |
| Liang [149]     | Klassisch      | 1 x 1                         | 78        |
| DGI-SiPM        | -              | -                             | 40        |
| PGC-IC-2NR      | Klassisch + CF | 1,1 x 0,95                    | 117       |
| PGC-FO-SiPM     | Klassisch      | 1,1 x 0,95                    | 155       |
| PGC-SiPM        | Klassisch      | 1,1 x 0,95                    | 221       |



## 7. Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Dissertation wurde das Ziel verfolgt, die (engl. *Single Photon Timing Resolution*, SPTR) von Silizium-Photomultiplier (SiPM) zu verbessern. Hierfür wurden SiPM in die Standard-0,35  $\mu\text{m}$  CMOS-Technologie integriert und mit Verstärkerschaltungen auf einem einzigen Chip zu einem System-on-Chip (SoC) zusammengeführt. Diese integrierten SiPM werden in der vorliegenden Arbeit als aktive SiPM bezeichnet. Der Ansatz dieses Vorgehens bestand darin, einen großflächigen SiPM-Chip in kleinere Segmente zu unterteilen, wobei jedes Segment mit einem individuellen Verstärker versehen wurde. Durch die Konfiguration als Stromfolger ermöglichten diese Verstärker eine Verbindung ihrer Ausgänge miteinander. Mithilfe dieser Anordnung wurde die Ausgangskapazität verringert und die Stromimpulse der einzelnen Segmente direkt auf dem Chip verstärkt. Gleichzeitig wurde darauf geachtet, den Stromverbrauch niedrig zu halten, um eine geringe Wärmeentwicklung des Chips zu gewährleisten und so das Rauschen nicht zu erhöhen. Dies führte zu einer Zunahme der Signalamplitude sowie einer gesteigerten Anstiegsrate des Ausgangssignals und damit zu einer besseren SPTR.

Dafür wurde zu Beginn dieser Arbeit die Methodik für die Charakterisierung von SiPM vorgestellt und anhand kommerzieller SiPM-Modelle demonstriert. Die Messstände, aufgebaut in den Laboren der Universität der Bundeswehr, umfassten die Analyse von Strom-Spannungs-Kurven (engl. *Current-Voltage Characteristics*, IV-Kurven), Gain, RC-Zeitkonstante (engl. *RC Time Constant*, RC-Zeit), Dunkelzählrate (engl. *Dark Count Rate*, DCR), optisches Übersprechen (engl. *Crosstalk*, CT), korreliertes Dunkelrauschen (engl. *Correlated Delayed Noise*, CDN), Photonendetektionseffizienz (PDE) und SPTR. Der Schwerpunkt wurde auf die Messaufbauten zur Bestimmung der SPTR gelegt. Angesichts der Tatsache, dass die SPTR von SiPM bei etwa 100 ps liegt, sollte der Messaufbau eine Zeitauflösung bieten, die um etwa eine Größenordnung darunter liegt, um eine Beeinträchtigung der Messgenauigkeit zu vermeiden.

Im Kontext der SPTR-Messungen wurden zwei Messaufbauten, Messaufbau 1 und Messaufbau 2, miteinander verglichen. Messaufbau 1 verwendete einen Halbleiterlaser von Hamamatsu mit einer Pulsbreite von 60 ps, wobei das Sync-Signal des Lasers als Referenzsignal

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

diente. Im Gegensatz dazu kam bei Messaufbau 2 ein Femtosekundenlaser mit einer Pulsbreite von 70 fs zum Einsatz, wobei das Referenzsignal optisch mittels eines Strahlteilers generiert wurde. Für den Messaufbau 1 wurde eine Messgrenze von 69 ps festgestellt, im Gegensatz dazu lag sie bei Messaufbau 2 bei 10 ps. Dieses Ergebnis hebt die Bedeutung von Laserpulsbreiten im Femtosekundenbereich hervor, um die SPTR von SiPM präzise messen zu können.

Im nächsten Schritt wurde untersucht, ob Jitter oder eine unzureichende Geschwindigkeit des Stromfolgers die Zeitauflösung unterhalb von 100 ps beeinträchtigen könnten. Für diese Untersuchung kam ein in CMOS-Technologie integrierter SiPM zum Einsatz, der aus 16 Mikrozellen besteht und mit einer dualen Schutzringstruktur (*Dual-Guarded*) sowie einem doppelten n-Implantat (*n-Implant*) ausgestattet ist, weshalb er als DGI-SiPM bezeichnet wurde. Die SPTR-Messung dieses SiPM wurde mit Messaufbau 2 durchgeführt, und zwar sowohl in analoger als auch in aktiver Konfiguration. Für die aktive Variante wurde der SiPM mit einer einzelnen On-Chip-Stromfolgerschaltung verbunden. Beide Messungen resultierten in einer SPTR von  $(40 \pm 6)$  ps. Diese Befunde belegen, dass weder Jitter noch eine unzureichende Geschwindigkeit des Stromfolgers die Zeitauflösung wesentlich beeinträchtigen, was auf die hohe Geschwindigkeit, das niedrige Rauschniveau und den minimalen Jitter des Systems schließen lässt. Trotzdem wurde ersichtlich, dass sowohl die Bandbreite als auch die Verstärkungsleistung des Stromfolgers Verbesserungsmöglichkeiten bieten, vor allem, da der Verstärkungsfaktor unter 1 lag.

Wie einleitend beschrieben bestand das Hauptziel dieser Arbeit in der Integration und Segmentierung von CMOS SiPM durch Stromfolger-Verstärkerschaltungen. Hierfür wurden zwei analoge SiPM entwickelt, die jeweils mit zwei Verstärkerschaltungen gekoppelt wurden, was zur Realisierung von vier aktiven SiPM führte. Einer der SiPM wurde mit Mikrozellen konzipiert, die eine konventionellen physikalischen Schutzring-Struktur (engl. *Physical-Guarded-Cells*) aufweisen. Das Design des als PGC-SiPM bezeichneten Modells basierte auf den Erkenntnissen, die aus der Analyse des DGI-SiPM gewonnen wurden, mit dem Ziel, eine hohe zeitliche Auflösung zu erreichen. Im Vergleich zum DGI-SiPM unterschied sich der PGC-SiPM durch die Einführung einer schmaleren Schutzringstruktur, was eine Vergrößerung der photosensitiven Fläche zur Folge hatte.

Der zweite CMOS SiPM nutzt Mikrozellen mit virtuellen Schutzringen (engl. *Virtual-Guarded-Cells*), was bedeutet, dass der SiPM durch entsprechend niedrige Feldstärken an den Rändern vor Durchbrüchen geschützt wird. Aus diesem Grund wurde er als VGC-SiPM bezeichnet. Die Implementierung dieser virtuellen Schutzringe zielte darauf ab, die PDE zu erhöhen. Allerdings stellt die Realisierung virtueller Schutzringe in der

Standard-CMOS-Technologie eine Herausforderung dar. Diese ergibt sich daraus, dass die konkreten Dotierstoffkonzentrationen unbekannt sind und somit die elektrischen Felder an den Grenzen des pn-Übergangs nur geschätzt werden können. Die Eigenschaften beider SiPM-Varianten sowie der Einfluss ihrer Schutzringstruktur wurden untersucht und bewertet. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in Tabelle 7.1 dargestellt.

**Tabelle 7.1.** Standard-Charakterisierungsparameter für die PGC- und VGC-SiPM-Designs bei einer OV von 2 V. \*Die PDE-Werte wurden bei einer OV von 2,25 V gemessen. \*\*Die SPTR basiert auf Messungen bei einer OV von 4 V für den PGC-SiPM und 3 V für den VGC-SiPM.

| Parameter          | PGC-SiPM                            | VGC-SiPM                            |
|--------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|
| Durchbruchspannung | $(28,2 \pm 0,1) \text{ V}$          | $(26,2 \pm 0,1) \text{ V}$          |
| CT                 | $(2,5 \pm 0,1) \%$                  | $(4,0 \pm 0,1) \%$                  |
| DCR                | $(2,8 \pm 0,1) \text{ MHz mm}^{-2}$ | $(3,4 \pm 0,1) \text{ MHz mm}^{-2}$ |
| CDN                | $(48 \pm 2) \%$                     | $(55 \pm 3) \%$                     |
| Gain               | $(1,16 \pm 0,06) \times 10^6$       | $(2,13 \pm 0,12) \times 10^6$       |
| RC-Zeit            | $(69 \pm 2) \text{ ns}$             | $(106 \pm 4) \text{ ns}$            |
| Betriebsbereich    | 1 V bis 4 V                         | 1 V bis 2,5 V                       |
| PDE*               | $(10,9 \pm 0,3) \%$                 | $(22,5 \pm 0,5) \%$                 |
| SPTR**             | $(221 \pm 6)$                       | $(295 \pm 6)$                       |

Bei der Untersuchung der PGC- und VGC-SiPM zeigte sich, dass der Verzicht auf eine Low-Leakage-Prozesstechnologie, die zu einem Substrat mit weniger Defekten führen würde, eine deutliche Erhöhung des Rauschens zur Folge hatte. Im Vergleich zum DGI-SiPM, bei denen diese Technologie angewandt wurde, waren DCR und der CDN um eine Größenordnung höher. Dies schränkte den Betriebsbereich beider SiPM ein. Die Prozessoption wurde aus Kostengründen nicht implementiert. Darüber hinaus wurde der Arbeitsbereich des VGC-SiPM durch Randdurchbrüche zusätzlich eingeschränkt, sodass ein Betrieb nur bis zu einer Überspannung (engl. *Overvoltage*, OV) von ca. 2,5 V möglich war. Im Vergleich dazu konnte der PGC-SiPM bis zu einer OV von 4 V betrieben werden.

Wie in Tabelle 7.1 dargestellt, führte die Implementierung einer virtuellen Schutzringstruktur zu einer Verbesserung der PDE um einen Faktor von 2,06. Dennoch werden beide absoluten PDE Werte von  $(10,9 \pm 0,3) \%$  und  $(22,5 \pm 0,5) \%$  durch den Betriebsbereich limitiert. Eine Ausdehnung des Betriebsbereichs in höhere OV-Bereiche könnte laut den in dieser Arbeit angestellten Berechnungen zu einer Steigerung der PDE-Werte

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

führen. Es wird prognostiziert, dass bei einer OV von 3 V PDE-Werte von 26,1 % für den VGC-SiPM und 14,7 % für den PGC-SiPM erreichbar sind.

Das erhöhte Rauschniveau und der dadurch begrenzte Betriebsbereich führten nicht nur zu einer verringerten PDE, sondern beeinträchtigten auch die SPTR, die bei höherer OV zunimmt. Zudem bewirkt die hohe Anzahl an Dunkelpulsen Fluktuationen an der Nulllinie, was die SPTR zusätzlich verschlechtert. Diese Faktoren erklären die SPTR-Werte des PGC- und VGC-SiPM, die mit  $(221 \pm 6)$  ps bzw.  $(295 \pm 6)$  ps deutlich über dem Wert des DGI-SiPM von  $(40 \pm 6)$  ps liegen. Es muss angemerkt werden, dass der DGI-SiPM über deutlich weniger Mikrozellen verfügt, was zu einer besseren SPTR führt. Dennoch lässt sich die signifikant niedrigere SPTR nicht ausschließlich auf die geringere Anzahl der Mikrozellen zurückführen.

Trotz dieses Defizits konnte der Ansatz zur Verbesserung der zeitlichen Auflösung von SiPM mit den CMOS-SiPM demonstriert werden. Hierbei wurden die analoge CMOS SiPM PGC und VGC, die jeweils 254 Pixel besitzen, in vier Segmente unterteilt, wobei jedes Segment aus 63 bzw. 64 Pixel besteht. Die kapazitiven (schnellen) Ausgänge der Mikrozellen jedes Segments wurden jeweils mit einem Stromfolger verbunden, deren Ausgänge wiederum mit den anderen Stromfolgern auf dem Chip zu einem einheitlichen Ausgangssignal kombiniert wurden.

Insgesamt wurden vier aktive SiPM-Konfigurationen entwickelt, die sowohl die beiden Verstärkerschaltungen als auch die beiden Typen von CMOS SiPM beinhalten. Der Fokus lag dabei auf den PGC-Modulen, da diese eine bessere Zeitauflösung im Vergleich zum VGC-SiPM besitzen.

Die erste Schaltung orientierte sich an der Schaltung des bereits untersuchten aktiven DGI-SiPM, wobei statt spezieller runder Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (engl. *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*, MOSFET) Standard MOSFET aus der Bibliothek der X-FAB eingesetzt wurden.

Dieser IC nutzt vier N-Kanal-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (engl. *N-Channel Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*, NMOS) und zwei P-Kanal-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (engl. *P-Channel Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*, PMOS), was zur Bezeichnung IC-4N2P führte.

Die Verstärkung des IC lag sowohl in den Messungen als auch in den Simulationen bei unter 1. Aus den Simulationen ging weiterhin hervor, dass die Eingangsimpedanz je nach Frequenz stark variiert, mit Werten zwischen  $360 \Omega$  bei niedrigen Frequenzen und  $1550 \Omega$  bei hohen Frequenzen (siehe Anhang B.7). Die Bandbreite des IC beträgt 2,5 GHz, während der Stromverbrauch gering ist. Dieser beträgt für alle vier Verstärker 0,8 mA und

stellt damit kein Problem für eine mögliche Temperaturerhöhung des Chips und die damit einhergehende Zunahme der DCR dar.

Der zweite IC, der lediglich aus zwei runden NMOS Transistoren besteht (IC-2NR), verstärkt das Signal im Kontext der Segmentierung in vier Segmente um den Faktor 1,5, basierend auf Messungen und Simulationen. Die Bandbreite dieses IC, die ebenfalls durch Simulationen ermittelt wurde, beträgt 3,5 GHz. Die Eingangsimpedanz erreicht ein Minimum von  $150\ \Omega$  bei 1,5 GHz und einen Höchstwert von  $250\ \Omega$  bei 4 GHz, mit einem Durchschnittswert von  $180\ \Omega$  (siehe Anhang B.7). Diese wurde damit im Vergleich zum IC-4N2P deutlich reduziert. Allerdings liegt der Stromverbrauch der vier Verstärker mit 1,9 mA über dem der IC-4N2P-Schaltung. Die dadurch verursachte Wärmeentwicklung von etwa 2 K bis 3 K bleibt aber für den SiPM-Betrieb noch im akzeptablen Bereich. Die DCR der SiPM kann hierbei um bis zu 100 kHz zunehmen.

Die Messergebnisse der SPTR für die aktiven SiPM können insgesamt als Erfolg betrachtet werden. Zwar wurde eine Verbesserung lediglich bei der Integration der IC-2NR Schaltung beobachtet, während die Kombination mit dem IC-4N2P eine Verschlechterung der SPTR-Werte nach sich zog. Allerdings muss berücksichtigt werden, dass ausschließlich der IC-2NR speziell für eine Segmentgröße von 64 Zellen designt worden ist. Das in dieser Arbeit vorgestellte Konzept erweist sich also für die Verbesserung der SPTR von SiPM als effektiv, vorausgesetzt, der IC ist präzise auf den SiPM sowie auf die Segmentgröße abgestimmt.

Für die konkreten SPTR-Messungen zeigte der kapazitive schnelle Ausgang (engl. *Fast Output*, FO) des PGC-SiPM, PGC-FO, eine SPTR von  $(155 \pm 6)$  ps, verglichen mit  $(215 \pm 6)$  ps für den PGC-IC-4N2P. Die Verschlechterung lässt sich auf die Verringerung der Signalhöhe und die langsamen Anstiegsraten des PGC-IC-4N2P zurückführen.

Der PGC-IC-2NR wies eine SPTR von  $(117 \pm 6)$  ps auf, was im Vergleich zum PGC-FO eine Verbesserung von 24,5 % darstellt. Die erzielte Verbesserung lässt sich auf die vergrößerte Breite der beiden NMOS-Transistoren M1 und M2 zurückführen, die jeweils von  $4\ \mu\text{m}$  bzw.  $10,4\ \mu\text{m}$  auf  $38\ \mu\text{m}$  angepasst wurden. Darüber hinaus wurde der Ruhestrom der IC erhöht und die Widerstände auf die entsprechenden Änderungen angepasst. Diese Modifikationen bewirkten eine erhöhte Signalverstärkung und führten zu einer Beschleunigung der Anstiegszeit des Einzelphotonensignals um 37,8 %.

Um das ausgeprägte Rauschen der SiPM-Typen PGC und VGC zu reduzieren, wird für zukünftige Entwicklungen der Einsatz der Low-Leakage-Prozesstechnologie empfohlen. Durch die Verwendung eines reineren Substratmaterials würde dieser Ansatz den

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

Betriebsbereich erweitern, was nicht nur zu einer Erhöhung der PDE beiträgt, sondern auch die SPTR verbessert. Darüber hinaus kann die Integration eines optischen Fensters mit Antireflexbeschichtung die PDE weiter steigern [148]. Daher sollte diese Maßnahme in kommenden Entwicklungen berücksichtigt werden.

Der in dieser Arbeit vorgestellte Ansatz für aktive SiPM könnte in einer weiteren Entwicklungsphase speziell bei großflächigeren SiPM eingesetzt werden, um die SPTR zu verbessern. Dieser Schritt wäre sinnvoll, da sich sowohl die Anstiegszeit als auch das Signal-Rausch-Verhältnis eines Einzelphotonenpulses mit zunehmender Anzahl von Mikrozellen pro SiPM verschlechtern. Die in dieser Arbeit entwickelten Simulationsmodelle verdeutlichen, dass bei einer Vervierfachung oder Verachtfachung der Mikrozellenanzahl eines SiPM die Anstiegsrate eines einzelnen Pulses um den Faktor 4 bis 6 sinken würde, während die Amplitudenhöhe sich etwa um den Faktor 3 verschlechtern würde. Bei Einsatz des aktiven Ansatzes jedoch könnten beide Parameter nahezu konstant gehalten werden, was eine deutliche Verbesserung der SPTR-Werte bei großflächigen SiPM zur Folge hätte. Diese Erkenntnis ist besonders für kommerziell genutzte SiPM relevant, die üblicherweise aus mehreren tausend Mikrozellen bestehen [17, 19, 18].

Eine weitere Optimierung der SPTR für zukünftige Generationen aktiver SiPM kann durch die Minimierung der Ladungsträgerdiffusion in den CMOS SiPM erreicht werden. Die Verringerung langsamer Diffusionsprozesse von Minoritätsladungsträgern, die verzögerte Signale zur Folge haben, kann durch die Anwendung von Topologie- oder Layout-Designs erreicht werden, die kleiner als die 0,35  $\mu\text{m}$  CMOS-Technologie sind. Eine Verbesserung könnte durch die Verwendung der 0,18  $\mu\text{m}$  CMOS-Technologie oder noch kleinerer Technologieknoten erzielt werden. Gute SPTR Werte in kleineren Technologieknoten sind in mehreren Studien dokumentiert [67, 68, 140].

Als alternativer Ansatz, um die SPTR von SiPM zu verbessern, könnten halbdigitale SiPM (dSiPM) in Betracht gezogen werden. Im Unterschied zu herkömmlichen, passiv gelöschten Mikrozellen könnten dSiPM das traditionelle Design mit aktiv gelöschten Mikrozellen ersetzen. Damit ist die Möglichkeit gegeben, jedes einzelne Pixel individuell zu aktivieren oder zu deaktivieren. Dies ermöglicht eine Kontrolle der einzelnen Pixel, ohne viel Platz für Steuerschaltungen zu beanspruchen. Darüber hinaus könnte ein konventionelles analoges Ausgangssignal beibehalten und ein vollständiger Übergang in die digitale Domäne vermieden werden. Erste Versuche mit einzelnen aktiven Mikrozellen wurden bereits unternommen und in der Literatur beschrieben [68]. Allerdings kennzeichnet die bislang vorgestellten Modelle ein hoher Stromverbrauch. Die Weiterentwicklung von dSiPM könnte jedoch neue Wege eröffnen. So könnte beispielsweise durch speziell

entwickelte Elektronik Pixel, die ein erhöhtes CDN oder DCR aufweisen, identifiziert und isoliert werden. Eine solche zielgerichtete Isolation könnte zur Reduktion des Rauschens beitragen und dadurch die SPTR des gesamten SiPM verbessern.

Obwohl CMOS SiPM beachtliche Fortschritte erzielt haben, bleiben Zweifel, ob sie mit SiPM aus kundenspezifischen Prozessen konkurrieren können. Speziell, wenn SiPM mit mehreren tausend Mikrozellen prozessiert werden. Eine mögliche Lösung für dieses Problem könnte der Einsatz eines kommerziellen SiPM sein, der zusammen mit einem CMOS-Chip und einer angepassten Schaltung auf einem gemeinsamen Träger montiert wird. Diese Methode bietet das Potenzial, die SPTR kommerzieller SiPM zu steigern, während gleichzeitig wichtige Merkmale wie eine niedrige CT, erzielt durch Gräben zwischen den Mikrozellen, sowie ein hoher Füllfaktor der SPAD erhalten bleiben. Diese Idee wurde bereits diskutiert [84]. Der Ansatz würde aber die PDE des gesamten aktiven SiPM verschlechtern, da der lichtensitive Bereich durch die parallel angebrachte CMOS-Schaltungen verkleinert werden würde. Darüber hinaus müssten SiPM und CMOS-IC miteinander verbunden werden, was zusätzliche Signallängen bedeuten würden. Besser wäre deshalb die 3D-Integration einer Standard-CMOS-Schaltung mit einem kommerziellen SiPM, der durch kundenspezifischen Fertigungsprozesse hergestellt wurde, darstellen. Hierbei könnten die Verstärkerschaltungen auf der Rückseite des SiPM-Chips angebracht und über Durchkontaktierungen verbunden werden. Erste Versuche einer solchen 3D-Integration wurden bereits für einzelne SPAD dokumentiert [68, 66, 67].



# Literatur

- [1] V. Golovin u. a. „Novel type of avalanche photodetector with Geiger mode operation“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 518.1 (Feb. 2004). Frontier Detectors for Frontier Physics: Proceedin, S. 560–564. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2003.11.085>.
- [2] P. Buzhan u. a. „Silicon photomultiplier and its possible applications“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 504.1 (Mai 2003). Proceedings of the 3rd International Conference on New Developments in Photodetection, S. 48–52. ISSN: 0168-9002. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0168-9002\(03\)00749-6](https://doi.org/10.1016/S0168-9002(03)00749-6).
- [3] Sherman K. Poultney. „Single Photon Detection and Timing: Experiments and Techniques“. In: Hrsg. von L. Marton u. a. Bd. 31. *Advances in Electronics and Electron Physics*. Academic Press, 1972, S. 39–117. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0065-2539\(08\)60222-X](https://doi.org/10.1016/S0065-2539(08)60222-X).
- [4] S. España u. a. „Performance evaluation of SiPM photodetectors for PET imaging in the presence of magnetic fields“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 613.2 (Feb. 2010), S. 308–316. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2009.11.066>.
- [5] V. V. Dmitrenko u. a. „Multilayer film shields for the protection of PMT from constant magnetic field“. In: *Review of Scientific Instruments* 86.1 (Jan. 2015), S. 013903. DOI: [10.1063/1.4904873](https://doi.org/10.1063/1.4904873).
- [6] I. Britvitch u. a. „Characterisation of Geiger-mode avalanche photodiodes for medical imaging applications“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 571.1 (Feb. 2007). Proceedings of the 1st International Conference on

- Molecular Imaging Technology, S. 308–311. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2006.10.089>.
- [7] Silvano Donati u. a. „Single-Photon Detectors: From Traditional PMT to Solid-State SPAD-Based Technology“. In: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 20.6 (Aug. 2014), S. 204–211. DOI: 10.1109/JSTQE.2014.2350836.
- [8] N. Dinu u. a. „Development of the first prototypes of Silicon PhotoMultiplier (SiPM) at ITC-irst“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 572.1 (März 2007). Frontier Detectors for Frontier Physics, S. 422–426. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2006.10.305>.
- [9] R. J. McIntyre. „Theory of Microplasma Instability in Silicon“. In: *Journal of Applied Physics* 32.6 (Juni 1961), S. 983–995. DOI: 10.1063/1.1736199.
- [10] A. Goetzberger u. a. „Avalanche Effects in Silicon p—n Junctions. II. Structurally Perfect Junctions“. In: *Journal of Applied Physics* 34.6 (Juni 1963), S. 1591–1600. DOI: 10.1063/1.1702640.
- [11] G. Keil u. a. „Infrared detection by avalanche discharge in silicon p-n junctions“. In: *Solid-State Electronics* 9.4 (Apr. 1966), S. 321–325. ISSN: 0038-1101. DOI: [https://doi.org/10.1016/0038-1101\(66\)90062-1](https://doi.org/10.1016/0038-1101(66)90062-1).
- [12] V. Golovin u. a. *Russian patent #1644708*. 1989.
- [13] G. Gasanov u. a. *Russian patent #1702831*. 1989.
- [14] V Saveliev u. a. „Silicon avalanche photodiodes on the base of metal-resistor-semiconductor (MRS) structures“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 442.1 (März 2000), S. 223–229. ISSN: 0168-9002. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0168-9002\(99\)01225-5](https://doi.org/10.1016/S0168-9002(99)01225-5).
- [15] Alberto Gola u. a. „NUV-Sensitive Silicon Photomultiplier Technologies Developed at Fondazione Bruno Kessler“. In: *Sensors* 19.2 (Jan. 2019). ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s19020308.
- [16] Wolfgang Schmailzl u. a. „Characterization of the photo-detection efficiency temperature dependence of silicon photomultipliers from -30°C to 70°C“. In: *Journal of Instrumentation* 17.12 (Dez. 2022), P12009. DOI: 10.1088/1748-0221/17/12/P12009.

- [17] *MPPC (multi-pixel photon counter)*. S14160-1310PS/-1315PS/-3010PS/-3015PS. created in Japan. Hamamatsu. 2020.
- [18] *NUV-HD Single Silicon Photo Multiplier*. AFBR-S4N44C013. Broadcom Inc. Mai 2019.
- [19] *SiPM - Silicon Photomultiplier*. PM3325-WB-DO. Rev. A. KETEK GmbH. 2020.
- [20] A. Nepomuk Otte. *The Upgrade of VERITAS with High Efficiency Photomultipliers*. Okt. 2011. arXiv: 1110.4702 [astro-ph.IM].
- [21] E. Gazda u. a. „Photon detection efficiency measurements of the VERITAS Cherenkov telescope photomultipliers after four years of operation“. In: *Journal of Instrumentation* 11.11 (Nov. 2016), P11015. DOI: 10.1088/1748-0221/11/11/P11015.
- [22] *Photomultiplier Tube R1924A-700/R1924P-700*. Hamamatsu. Juni 2022.
- [23] S. Aiello et al. „Characterisation of the Hamamatsu photomultipliers for the KM3NeT Neutrino Telescope“. In: *Journal of Instrumentation* 13.05 (Mai 2018), P05035. DOI: 10.1088/1748-0221/13/05/P05035.
- [24] Ruud Vinke u. a. „Optimization of digital time pickoff methods for LaBr<sub>3</sub>-SiPM TOF-PET detectors“. In: *2009 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record (NSS/MIC)*. Nov. 2009, S. 2962–2968. DOI: 10.1109/NSSMIC.2009.5401598.
- [25] Stefan Gundacker u. a. „Experimental time resolution limits of modern SiPMs and TOF-PET detectors exploring different scintillators and Cherenkov emission“. In: *Physics in Medicine and Biology* (Jan. 2020). DOI: 10.1088/1361-6560/ab63b4.
- [26] M.V. Nemallapudi u. a. „Single photon time resolution of state of the art SiPMs“. In: *Journal of Instrumentation* 11.10 (Okt. 2016), P10016. DOI: 10.1088/1748-0221/11/10/p10016.
- [27] Qiyu Peng u. a. „Evaluation of the Timing Properties of a High Quantum Efficiency Photomultiplier Tube“. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* 60.5 (Okt. 2013), S. 3212–3219. DOI: 10.1109/TNS.2013.2281176.
- [28] M. Calvi u. a. „Single photon time resolution of photodetectors at high rate: Hamamatsu R13742 MaPMT and R10754 MCP-PMT“. In: *Journal of Instrumentation* 15.10 (Okt. 2020), P10031. DOI: 10.1088/1748-0221/15/10/P10031.

## Literatur

- [29] Rupsa Datta u. a. „Fluorescence lifetime imaging microscopy: fundamentals and advances in instrumentation, analysis, and applications“. In: *Journal of Biomedical Optics* 25.7 (Mai 2020), S. 071203. DOI: 10.1117/1.JBO.25.7.071203.
- [30] S. Cova u. a. „A semiconductor detector for measuring ultraweak fluorescence decays with 70 ps FWHM resolution“. In: *IEEE Journal of Quantum Electronics* 19.4 (Apr. 1983), S. 630–634. DOI: 10.1109/JQE.1983.1071905.
- [31] Erika Garutti u. a. „Silicon Photomultiplier characterization and radiation damage investigation for high energy particle physics applications“. In: *Journal of Instrumentation* 9 (Feb. 2014). DOI: 10.1088/1748-0221/9/03/C03021.
- [32] Kei Wagatsuma u. a. „Comparison between new-generation SiPM-based and conventional PMT-based TOF-PET/CT“. In: *Physica Medica* 42 (Okt. 2017), S. 203–210. ISSN: 1120-1797. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ejmp.2017.09.124>.
- [33] Kei Wagatsuma u. a. „Direct comparison of brain [18F]FDG images acquired by SiPM-based and PMT-based PET/CT: phantom and clinical studies“. In: *EJNMMI Physics* 7.1 (Nov. 2020), S. 70. ISSN: 2197-7364. DOI: 10.1186/s40658-020-00337-4.
- [34] Feifan Wang u. a. „Fundamentals and Applications of Topological Polarization Singularities“. In: *Frontiers in Physics* 10 (März 2022). ISSN: 2296-424X. DOI: 10.3389/fphy.2022.862962.
- [35] P. Burian u. a. „Timepix3 detector network at ATLAS experiment“. In: *Journal of Instrumentation* 13.11 (Nov. 2018), S. C11024. DOI: 10.1088/1748-0221/13/11/C11024.
- [36] A. Tosi u. a. „Luminescence Measurements for the Investigation of VLSI Circuits Defects“. In: *Sensors and Microsystems*. Mai 2004, S. 521–527. DOI: 10.1142/9789812702944\_0083.
- [37] L. Herrnsdorf u. a. „Silicon photomultipliers for medical imaging and dosimetry—an overview“. In: *Radiation Protection Dosimetry* 169.1-4 (Juni 2016), S. 430–435. ISSN: 0144-8420. DOI: 10.1093/rpd/ncw101.
- [38] Bjoern Seitz u. a. „Performance evaluation of novel SiPM for medical imaging applications“. In: *2013 IEEE Nucl. Sci. Symp. Med. Imaging Conf. Proc. (NSS/MIC)*. Okt. 2013, S. 1–4. DOI: 10.1109/NSSMIC.2013.6829685.

- [39] Giulia Cozzi u. a. „Development of a SiPM-based detection module for large LaBr<sub>3</sub>:Ce scintillators for nuclear physics applications“. In: *2016 IEEE Nuclear Science Symposium, Medical Imaging Conference and Room-Temperature Semiconductor Detector Workshop (NSS/MIC/RTSD)*. Okt. 2016, S. 1–5. DOI: 10.1109/NSSMIC.2016.8069922.
- [40] C. Alispach u. a. „Large scale characterization and calibration strategy of a SiPM-based camera for gamma-ray astronomy“. In: *Journal of Instrumentation* 15.11 (Nov. 2020), P11010. DOI: 10.1088/1748-0221/15/11/P11010.
- [41] Andrea Censi u. a. „A Bayesian framework for optimal motion planning with uncertainty“. In: *2008 IEEE Int. Conf. Robot. Autom.* Mai 2008, S. 1798–1805. DOI: 10.1109/ROBOT.2008.4543469.
- [42] K. A. Balygin u. a. „A Quantum Random Number Generator Based on the 100-Mbit/s Poisson Photocount Statistics“. In: *Journal of Experimental and Theoretical Physics* 126.6 (Juli 2018), S. 728–740. ISSN: 1090-6509. DOI: 10.1134/S1063776118060018.
- [43] Felix Scholkmann u. a. „A review on continuous wave functional near-infrared spectroscopy and imaging instrumentation and methodology“. In: *NeuroImage* 85 (Jan. 2014). Celebrating 20 Years of Functional Near Infrared Spectroscopy (fNIRS), S. 6–27. ISSN: 1053-8119. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.neuroimage.2013.05.004>.
- [44] Alfonso Incoronato u. a. „Statistical Modelling of SPADs for Time-of-Flight LiDAR“. In: *Sensors* 21.13 (Juni 2021). ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s21134481.
- [45] Maik Beer u. a. „Background Light Rejection in SPAD-Based LiDAR Sensors by Adaptive Photon Coincidence Detection“. In: *Sensors* 18 (Dez. 2018). ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s18124338.
- [46] Satish Nambisan u. a. „The digital transformation of innovation and entrepreneurship: Progress, challenges and key themes“. In: *Research Policy* 48.8 (Okt. 2019). The Digital Transformation of Innovation and Entrepreneurship, S. 103773. ISSN: 0048-7333. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.respol.2019.03.018>.
- [47] Jocelyne Fayn u. a. „The Recent Progress and Applications of Digital Technologies in Healthcare: A Review“. In: *International Journal of Telemedicine and Applications* 2020 (Aug. 2020), S. 8830200. ISSN: 1687-6415. DOI: 10.1155/2020/8830200.

## Literatur

- [48] Pedro Toledo u. a. „Re-Thinking Analog Integrated Circuits in Digital Terms: A New Design Concept for the IoT Era“. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs* 68.3 (Jan. 2021), S. 816–822. DOI: 10.1109/TCSII.2021.3049680.
- [49] Zhangming Zhu u. a. „Digitalized analog integrated circuits“. In: *Fundamental Research* (Feb. 2023). ISSN: 2667-3258. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.fmre.2023.01.006>.
- [50] S. Le Masson u. a. „Analog circuits for modeling biological neural networks: design and applications“. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 46.6 (Juni 1999), S. 638–645. DOI: 10.1109/10.764940.
- [51] Shuvangkar Shuvo u. a. „Analog Signal Processing Based Hardware Implementation of Real-Time Audio Visualizer“. In: *2020 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)*. Juni 2020, S. 1852–1856. DOI: 10.1109/TENSYP50017.2020.9230976.
- [52] Leila Safari u. a. „Traditional Op-Amp and new VCII: A comparison on analog circuits applications“. In: *AEU - International Journal of Electronics and Communications* 110 (Okt. 2019), S. 152845. ISSN: 1434-8411. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2019.152845>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1434841119313652>.
- [53] A. Valdes-Garcia u. a. „An Integrated Frequency Response Characterization System With a Digital Interface for Analog Testing“. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 41.10 (Sep. 2006), S. 2301–2313. DOI: 10.1109/JSSC.2006.881561.
- [54] Bowen Zhang u. a. „Digitization method for a photonic analog-to-digital converter with phase-shifted optical quantization“. In: *Opt. Lett.* 49.5 (März 2024), S. 1333–1336. DOI: 10.1364/OL.507144.
- [55] Fairchild Semiconductor. *CMOS the ideal logic family*. Application Note 77. Fairchild Semiconductor, Jan. 1983.
- [56] A. Rochas u. a. „First fully integrated 2-D array of single-photon detectors in standard CMOS technology“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 15.7 (Juni 2003), S. 963–965. DOI: 10.1109/LPT.2003.813387.
- [57] Sergio Cova u. a. „Avalanche photodiodes and quenching circuits for single-photon detection“. In: *Applied optics* 35.12 (Apr. 1996), S. 1956–1976.

- [58] Xiayu Wang u. a. „An Analog SiPM Based Receiver With On-Chip Wideband Amplifier Module for Direct ToF LiDAR Applications“. In: *IEEE Trans. Circuits Syst. I* 70.1 (Okt. 2022), S. 88–100.
- [59] Mst Shamim u. a. „A CMOS Perimeter Gated SPAD Based mini-Digital Silicon Photomultiplier“. In: *2018 IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*. Jan. 2018, S. 302–305. DOI: 10.1109/MWSCAS.2018.8624054.
- [60] Marc-André Tétrault u. a. „TDC Array Tradeoffs in Current and Upcoming Digital SiPM Detectors for Time-of-Flight PET“. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* 64.3 (Feb. 2017), S. 925–932. DOI: 10.1109/TNS.2017.2665878.
- [61] Enrico Conca u. a. „Large-Area, Fast-Gated Digital SiPM With Integrated TDC for Portable and Wearable Time-Domain NIRS“. In: *IEEE J. Solid-State Circuits* 55.11 (Juli 2020), S. 3097–3111. DOI: 10.1109/JSSC.2020.3006442.
- [62] Vincenzo Sesta u. a. „Time-to-digital converters and histogram builders in SPAD arrays for pulsed-LiDAR“. In: *Measurement* 212 (Mai 2023), S. 112705. ISSN: 0263-2241. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2023.112705>.
- [63] S. Enoch u. a. „Design considerations for a new generation of SiPMs with unprecedented timing resolution“. In: *Journal of Instrumentation* 16.02 (Feb. 2021), P02019. DOI: 10.1088/1748-0221/16/02/P02019.
- [64] Fabio Acerbi u. a. „Characterization of Single-Photon Time Resolution: From Single SPAD to Silicon Photomultiplier“. In: *IEEE Trans. Nucl. Sci.* 61.5 (Aug. 2014), S. 2678–2686. DOI: 10.1109/TNS.2014.2347131.
- [65] David Sánchez u. a. „Multimodal simulation of large area silicon photomultipliers for time resolution optimization“. In: *Nucl. Instrum. Methods A* 1001 (Juni 2021), S. 165247. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2021.165247>.
- [66] Frederic Nolet u. a. „A 2D Proof of Principle towards a 3D Digital SiPM in HV CMOS with Low Output Capacitance“. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* 63 (Aug. 2016), S. 2293–2299. DOI: 10.1109/TNS.2016.2582686.
- [67] Frédéric Nolet u. a. „Digital SiPM channel integrated in CMOS 65 nm with 17.5 ps FWHM single photon timing resolution“. In: *Nucl. Instrum. Methods A* 912 (Dez. 2018). *New Developments In Photodetection 2017*, S. 29–32. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2017.10.022>.

- [68] Frédéric Nolet u. a. „Quenching Circuit and SPAD Integrated in CMOS 65 nm with 7.8 ps FWHM Single Photon Timing Resolution“. In: *Instruments* 2.4 (Okt. 2018). ISSN: 2410-390X. DOI: 10.3390/instruments2040019.
- [69] G. Gallina u. a. „Characterization of the Hamamatsu VUV4 MPPCs for nEXO“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 940 (Okt. 2019), S. 371–379. DOI: 10.1016/j.nima.2019.05.096.
- [70] Shichun Qu u. a. *Wafer-Level Chip-Scale Packaging*. Tiergartenstrasse 17 D-69121 Heidelberg: Springer, 2015, S. 165. ISBN: 978-1-4939-1555-2.
- [71] Eugen Engelmann. „Dark Count Rate of Silicon Photomultipliers“. Diss. 2018, S. 48–50. ISBN: 9783736998926.
- [72] *Silicon Photomultiplier Evaluation Kit*. PEVAL-KIT-MCX. Rev. A. KETEK GmbH. 2020.
- [73] Mario Krake u. a. „Power-efficient high-frequency readout concepts of SiPMs for TOF-PET and HEP“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 1039 (Sep. 2022), S. 167032. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2022.167032>.
- [74] Manuel de Medeiros Silva u. a. „Regulated Common-Gate Transimpedance Amplifier Designed to Operate With a Silicon Photo-Multiplier at the Input“. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 61.3 (März 2014), S. 725–735. DOI: 10.1109/TCSI.2013.2283992.
- [75] KETEK. *SiPM – Silicon Photomultiplier Module with integrated Transimpedance Amplifier and Bias Source*. Rev. 12/20-A. Hofer Str. 3, 81737 Munich, Germany, 2021.
- [76] Texas Instruments. *OPA858*. 655303, Dallas, Texas 75265, 2018.
- [77] D. Philippov u. a. „Influence of SiPM single photon timing resolution on coincidence timing resolution with fast scintillator“. In: *2016 IEEE NSS/MIC/RTSD*. Okt. 2016, S. 1–5. DOI: 10.1109/NSSMIC.2016.8069964.
- [78] Jung Yeol Yeom u. a. „Optimizing timing performance of silicon photomultiplier-based scintillation detectors“. In: *Physics in Medicine & Biology* 58.4 (Jan. 2013), S. 1207. DOI: 10.1088/0031-9155/58/4/1207.

- [79] Analog Devices. *MAX40658/MAX40659*. Rev 4; 4/22. Wilmington, MA 01887 U.S.A., 2022.
- [80] Inc Maxim Integrated Products. *MAX40660/MAX40661*. Rev 4; 1/21. Wilmington, MA 01887 U.S.A., 2021.
- [81] S. Kurtti u. a. „A CMOS receiver–TDC chip set for accurate pulsed TOF laser ranging“. In: *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 69.5 (Mai 2020), S. 2208–2217.
- [82] Pietro P. Calò u. a. „SiPM readout electronics“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 926 (Mai 2019). Silicon Photomultipliers: Technology, Characterisation and Applications, S. 57–68. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2018.09.030>.
- [83] Hussain Alzaher u. a. „Realizations of CMOS fully differential current followers/amplifiers“. In: *2009 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Mai 2009, S. 1381–1384. DOI: 10.1109/ISCAS.2009.5118022.
- [84] E. Popova u. a. „Active SiPM - Fast Analog CMOS SiPM Prototypes with Integrated Amplifiers“. In: *Proceedings of the 2016 IEEE Nuclear Science Symposium, Medical Imaging Conference and Room-Temperature Semiconductor Detector Workshop (NSS/MIC/RTSD), Special Workshop on the Technology Frontier for Single Photon Detection and Advanced Scintillator Timing*. Nov. 2016.
- [85] Alexander Schwinger u. a. „CMOS SiPM with integrated amplifier“. In: *Optical Components and Materials XIV*. Hrsg. von Shibin Jiang u. a. Bd. 10100. SPIE, Feb. 2017, 101001A. DOI: 10.1117/12.2252516.
- [86] J. Preitnacher u. a. „A novel SiPM combined with an amplifier on one chip with improved SPTR in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS“. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* 71.3 (März 2024). Copyright © 2024, IEEE, S. 301–308. DOI: 10.1109/TNS.2024.3363228.
- [87] Holger Göbel. *Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik*. 6nd. Tiergartenstrasse 17 D-69121 Heidelberg; Springer Vieweg, 2019, S. 44–57. ISBN: 978-3-662-56562-9. DOI: 10.1007/978-3-662-56563-6.
- [88] *PLP-10 Laser diode head series*. SOCS0003E18. created in Japan. Hamamatsu. 2020.

## Literatur

- [89] Fabio Acerbi u. a. „Understanding and simulating SiPMs“. In: *Nucl. Instrum. Methods A* 926 (Mai 2019), S. 16–35. ISSN: 0168-9002. DOI: 10.1016/j.nima.2018.11.118.
- [90] S. Cova u. a. „Towards picosecond resolution with single-photon avalanche diodes“. In: *Review of Scientific Instruments* 52.3 (März 1981), S. 408–412. ISSN: 0034-6748. DOI: 10.1063/1.1136594. eprint: [https://pubs.aip.org/aip/rsi/article-pdf/52/3/408/8371003/408\\\_1\\\_online.pdf](https://pubs.aip.org/aip/rsi/article-pdf/52/3/408/8371003/408\_1\_online.pdf). URL: <https://doi.org/10.1063/1.1136594>.
- [91] F. Zappa u. a. „Principles and features of single-photon avalanche diode arrays“. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 140.1 (Okt. 2007), S. 103–112. ISSN: 0924-4247. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sna.2007.06.021>.
- [92] F. Corsi u. a. „Modelling a silicon photomultiplier (SiPM) as a signal source for optimum front-end design“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 572.1 (März 2007). Frontier Detectors for Frontier Physics, S. 416–418. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2006.10.219>.
- [93] Iris Cusini u. a. „Historical Perspectives, State of art and Research Trends of Single Photon Avalanche Diodes and Their Applications (Part 1: Single Pixels)“. In: *Frontiers in Physics* 10 (Juni 2022). ISSN: 2296-424X. DOI: 10.3389/fphy.2022.906675.
- [94] S Seifert u. a. „Simulation of Silicon Photomultiplier Signals“. Undefined/Unknown. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* 56.6 (Jan. 2009), S. 3726–3733. ISSN: 0018-9499.
- [95] F. Corsi u. a. „Electrical Characterization of Silicon Photo-Multiplier Detectors for Optimal Front-End Design“. In: *2006 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*. Bd. 2. Mai 2006, S. 1276–1280. DOI: 10.1109/NSSMIC.2006.356076.
- [96] Massimo Mazzillo u. a. „Quantum Detection Efficiency in Geiger Mode Avalanche Photodiodes“. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* 55.6 (Dez. 2008), S. 3620–3625. DOI: 10.1109/TNS.2008.2007483.
- [97] R.J. McIntyre. „On the avalanche initiation probability of avalanche diodes above the breakdown voltage“. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 20.7 (Juli 1973), S. 637–641. DOI: 10.1109/T-ED.1973.17715.

- [98] Holger Göbel. *Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik*. 6nd. Tiergartenstrasse 17 D-69121 Heidelberg: Springer Vieweg, 2019, S. 105–110. ISBN: 978-3-662-56562-9. DOI: 10.1007/978-3-662-56563-6.
- [99] Holger Göbel. *Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik*. 6nd. Tiergartenstrasse 17 D-69121 Heidelberg: Springer Vieweg, 2019, S. 327–331. ISBN: 978-3-662-56562-9. DOI: 10.1007/978-3-662-56563-6.
- [100] Lado Filipovic u. a. „Review—System-on-Chip SMO Gas Sensor Integration in Advanced CMOS Technology“. In: *Journal of The Electrochemical Society* 165 (Dez. 2018), B862–B879. DOI: 10.1149/2.0731816jes.
- [101] Sanjukta Mandal u. a. „On-chip antennas using standard CMOS technology: A brief overview“. In: *2017 International Conference on Innovations in Electronics, Signal Processing and Communication (IESC)*. Okt. 2017, S. 74–78. DOI: 10.1109/IESPC.2017.8071868.
- [102] Holger Göbel. *Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik*. 6nd. Tiergartenstrasse 17 D-69121 Heidelberg: Springer Vieweg, 2019, S. 358–364. ISBN: 978-3-662-56562-9. DOI: 10.1007/978-3-662-56563-6.
- [103] Erik Bruun. *CMOS Analog IC Design: Fundamentals*. 2nd. bookboon, 2019, S. 19. ISBN: 978-87-403-3004-5.
- [104] Holger Göbel. *Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik*. 6nd. Tiergartenstrasse 17 D-69121 Heidelberg: Springer Vieweg, 2019, S. 364–366. ISBN: 978-3-662-56562-9. DOI: 10.1007/978-3-662-56563-6.
- [105] TEKTRONIX. *6487 Picoammeter/Voltage Source*. INC.: 032222 SBG 1KW-73905-1. 2022.
- [106] Hersteller pico Technology. *Picoscope 6000-Serie*. Datenblatt. Copyright © 2011-2016 Pico Technology Ltd. 2016.
- [107] Eugen Engelmann. „Dark Count Rate of Silicon Photomultipliers“. Diss. 2018, S. 40–41. ISBN: 9783736998926.
- [108] J. Stein u. a. „X-ray detectors with digitized preamplifiers“. In: *Nucl. Instrum. Methods B* 113.1 (Juni 1996). Accelerators in Applied Research and Technology, S. 141–145. ISSN: 0168-583X. DOI: [https://doi.org/10.1016/0168-583X\(95\)01417-9](https://doi.org/10.1016/0168-583X(95)01417-9).

## Literatur

- [109] *J-Series SiPM Sensors - Silicon Photomultipliers (SiPM), High PDE and Timing Resolution Sensors in a TSV Package*. MICROJ–SERIES/D. Rev. 6. ON Semiconductor. 2017.
- [110] Thomas Ganka. „Charakterisierung und Simulation von Silizium-Photomultipliern im Hinblick auf zeitkritische Applikationen“. Diss. 2016, S. 13–14. ISBN: 9783736992764.
- [111] N. Dinu u. a. „Development of the first prototypes of Silicon PhotoMultiplier (SiPM) at ITC-irst“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 572.1 (März 2007). Frontier Detectors for Frontier Physics, S. 422–426. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2006.10.305>.
- [112] N. Dinu u. a. „Development of the first prototypes of Silicon PhotoMultiplier (SiPM) at ITC-irst“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 572.1 SPEC. ISS. (März 2007), S. 422–426. DOI: 10.1016/j.nima.2006.10.305.
- [113] Eugen Engelmann. „Dark Count Rate of Silicon Photomultipliers“. Diss. 2018, S. 41–42. ISBN: 9783736998926.
- [114] Yux Xu u. a. „Comprehensive understanding of dark count mechanisms of single-photon avalanche diodes fabricated in deep sub-micron CMOS technologies“. In: *Solid-State Electronics* 129 (März 2017), S. 168–174. ISSN: 0038-1101. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sse.2016.11.009>.
- [115] Y. Kang u. a. „Dark count probability and quantum efficiency of avalanche photodiodes for single-photon detection“. In: *Applied Physics Letters* 83.14 (Sep. 2003), S. 2955–2957. ISSN: 0003-6951. DOI: 10.1063/1.1616666. eprint: [https://pubs.aip.org/aip/apl/article-pdf/83/14/2955/7828568/2955\\_1\\_online.pdf](https://pubs.aip.org/aip/apl/article-pdf/83/14/2955/7828568/2955_1_online.pdf). URL: <https://doi.org/10.1063/1.1616666>.
- [116] Xuanyu Qian u. a. „Modeling for Single-Photon Avalanche Diodes: State-of-the-Art and Research Challenges“. In: *Sensors* 23.7 (März 2023). ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s23073412.
- [117] W. Kindt. „Geiger mode avalanche photodiode arrays“. Diss. Delft, 1999, S. 56–67.
- [118] Sergei Vinogradov. „Precise Metrology of SiPM: Measurement and Reconstruction of Time Distributions of Single Photon Detections and Correlated Events“. In: *2016 IEEE NSS/MIC/RTSD*. IEEE. Strasbourg, France, Okt. 2016.

- [119] Eugen Engelmann. „Dark Count Rate of Silicon Photomultipliers“. Diss. 2018, S. 50–54. ISBN: 9783736998926.
- [120] Eugen Engelmann. „Dark Count Rate of Silicon Photomultipliers“. Diss. 2018, S. 155–159. ISBN: 9783736998926.
- [121] E. Engelmann u. a. „Spatially resolved dark count rate of SiPMs“. In: *The European Physical Journal C* 78.11 (Nov. 2018), S. 971. DOI: 10.1140/epjc/s10052-018-6454-0.
- [122] Enrico Conca u. a. „Gated SPAD Arrays for Single-Photon Time-Resolved Imaging and Spectroscopy“. In: *IEEE Photonics Journal* 11.6 (Nov. 2019), S. 1–10. DOI: 10.1109/JPHOT.2019.2952670.
- [123] Stefano Merzi u. a. „NUV-HD SiPMs with metal-filled trenches“. In: *Journal of Instrumentation* 18.05 (Mai 2023), P05040. DOI: 10.1088/1748-0221/18/05/P05040.
- [124] Ch. Dietzinger u. a. „Reduction of optical crosstalk in silicon photomultipliers“. In: *Biosensing and Nanomedicine V*. Hrsg. von Hooman Mohseni u. a. Bd. 8460. International Society for Optics und Photonics. SPIE, Mai 2012, S. 84601L. DOI: 10.1117/12.930473.
- [125] Auto Khasi. *Current Status of Hamamatsu Si Detectors for Collider Experiments*. Vortrag. Firma Hamamatsu, Nov. 2019.
- [126] Chockalingam Veerappan u. a. „A Substrate Isolated CMOS SPAD Enabling Wide Spectral Response and Low Electrical Crosstalk“. In: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 20.6 (2014), S. 299–305. DOI: 10.1109/JSTQE.2014.2318436.
- [127] D. B. Horoshko u. a. „Afterpulsing model based on the quasi-continuous distribution of deep levels in single-photon avalanche diodes“. In: *Journal of Modern Optics* 64.2 (Juli 2017), S. 191–195. DOI: 10.1080/09500340.2016.1181991.
- [128] Z. Cheng u. a. „A comprehensive and accurate analytical spad model for circuit simulation“. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 63.5 (März 2016), S. 1940–1948. DOI: 10.1109/TED.2016.2543838.
- [129] D.K. Gautam u. a. „Photon emission from reverse-biased silicon P-N junctions“. In: *Solid-State Electronics* 31.2 (Feb. 1988), S. 219–222. ISSN: 0038-1101. DOI: [https://doi.org/10.1016/0038-1101\(88\)90130-X](https://doi.org/10.1016/0038-1101(88)90130-X).

## Literatur

- [130] A. Spinelli u. a. „Physics and numerical simulation of single photon avalanche diodes“. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 44.11 (Nov. 1997), S. 1931–1943. DOI: 10.1109/16.641363.
- [131] Feiyang Sun u. a. „A Simple Analytic Modeling Method for SPAD Timing Jitter Prediction“. In: *IEEE Journal of the Electron Devices Society* 7 (Jan. 2019), S. 261–267. DOI: 10.1109/JEDS.2019.2895151.
- [132] Jonathan D. Petticrew. „Design and device fabrication of Silicon Single Photon Avalanche Diodes“. Diss. The University of Sheffield, Juli 2020, S. 20.
- [133] R. Bell. „Comparison of leading-edge and crossover timing in coincidence measurements“. In: *Nuclear Instruments and Methods* 42.2 (Juli 1966), S. 211–212.
- [134] Thomas Ganka. „Charakterisierung und Simulation von Silizium-Photomultipliern im Hinblick auf zeitkritische Applikationen“. Diss. 2016, S. 61–64. ISBN: 9783736992764.
- [135] J. Preitnacher u. a. *Single Photon Avalanche Diodes with an on-chip integrated preamplifier to improve single photon time resolution*. Talk given at the DPG-Frühjahrstagungen Heidelberg. März 2022.
- [136] *R&S RTO Oscilloscope Specifications*. RTO2064. Version 31.00. Rohde & Schwarz. 2022.
- [137] Tektronix. *Tektronix MSO 6 Oszilloskop 6 Series B*. Juni 2021. URL: <https://www.tek.com>.
- [138] Infineon. *Silicon Germanium Broadband MMIC Amplifier BGA614*. Rev. 2.1. Sep. 2011. URL: <https://www.mouser.de/datasheet/2/196/BGA614-74226.pdf>.
- [139] Thurlby Thandar Instruments Ltd. *TG2511A Pulsgenerator*. Datenblatt. Brochure Part No. 82100-1390, Iss. 3. URL: <https://www.farnell.com/datasheets/1796793.pdf> (besucht am 18.09.2023).
- [140] Francesco Gramuglia u. a. „A Low-noise CMOS SPAD Pixel with 12.1 ps SPTR and 3 ns Dead Time“. In: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 28.2: Optical Detectors (März 2021), S. 1–9. DOI: 10.1109/JSTQE.2021.3088216.
- [141] E. Martinenghi u. a. „Spectrally resolved single-photon timing of silicon photomultipliers for time-domain diffuse spectroscopy“. In: *IEEE Photonics Journal* 7.4 (Juli 2015), S. 1–12.

- [142] F. Acerbi u. a. „Analysis of single-photon time resolution of fbk silicon photomultipliers“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 787 (Juli 2015). New Developments in Photodetection NDIP14, S. 34–37.
- [143] FormFactor, Inc. *Cascade Microtech Summit 11752-U Datasheet*. 2023.
- [144] Yokogawa-Hewlett-Packard, Ltd. *User’s Task Guide for Hewlett Packard 4156 Analyzer*. Detailed guide for users on how to operate the Semiconductor Test Systems, specifically the models HP 4155A and 4156A. 9-1, Takakura-Cho, Hachioji-Shi, Tokyo, 192, Japan, 1995.
- [145] Darek P. Palubiak u. a. „CMOS SPADs: Design Issues and Research Challenges for Detectors, Circuits, and Arrays“. In: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 20.6 (Aug. 2014), S. 409–426. DOI: 10.1109/JSTQE.2014.2344034.
- [146] C. Niclass u. a. „A Miniature Actively Recharged Single-Photon Detector Free of Afterpulsing Effects with 6ns Dead Time in a 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS Technology“. In: *Proceedings of the 2010 International Electron Devices Meeting*. San Francisco, CA, USA, Dez. 2010.
- [147] Wei Jiang u. a. „High-Speed Active Quench and Reset Circuit for SPAD in a Standard 65 nm CMOS Technology“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 33.24 (Nov. 2021), S. 1431–1434. DOI: 10.1109/LPT.2021.3124989.
- [148] Nicola D’Ascenzo u. a. „A Novel High Photon Detection Efficiency Silicon Photomultiplier With Shallow Junction in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS“. In: *IEEE Electron Device Lett.* 40.9 (Juli 2019), S. 1471–1474. DOI: 10.1109/LED.2019.2929499.
- [149] Xiao Liang u. a. „Silicon Photomultipliers With Area Up to 9  $\text{mm}^2$  in a 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS Process“. In: *IEEE J. Electron Devices Soc.* 7 (Jan. 2019), S. 239–251. DOI: 10.1109/JEDS.2019.2893802.
- [150] Wei Jiang u. a. „Improved Noise Performance of CMOS Poly Gate Single-Photon Avalanche Diodes“. In: *IEEE Photonics Journal* 14.1 (Nov. 2022), S. 1–8. DOI: 10.1109/JPHOT.2021.3128055.
- [151] SENSL TECHNOLOGIES LTD. Inventor: Pavlov, Nikolai. *Silicon Photomultiplier and Readout Method*. Patent application. International Application Number: PCT/EP2011/054475, Patent Number: WO2011/117309 A3. Sep. 2011.

- [152] K. Cirne u. a. „Comparative study of the proton beam effects between the conventional and Circular-Gate MOSFETs“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms* 273 (Feb. 2012). 20th International Conference on Ion Beam Analysis, S. 80–82. ISSN: 0168-583X. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nimb.2011.07.044>.
- [153] Jie Liu u. a. „Total-dose-induced edge effect in SOI NMOS transistors with different layouts“. In: *Microelectronics Reliability* 50.1 (Jan. 2010), S. 45–47. ISSN: 0026-2714. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2009.09.003>.
- [154] Jader A. De Lima u. a. „A novel Overlapping Circular-Gate Transistor (O-CGT) and its application to analog design“. In: *2009 Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications*. Okt. 2009, S. 11–16.
- [155] Jader A. De Lima u. a. „Modeling and Characterization of Overlapping Circular-Gate mosfet and Its Application to Power Devices“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.3 (Feb. 2012), S. 1622–1631. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2117443.
- [156] Jonathan Preitnacher u. a. „Enhancing photodetection efficiency of CMOS SiPMs using virtual guard rings in a standard 0.35  $\mu\text{m}$  process“. In: *Electronics Letters* 59.19 (Okt. 2023). This is an open access article distributed under the terms of the Creative Commons CC BY license, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited. (Copyright © 2023 Wiley-VCH GmbH), e12938. DOI: <https://doi.org/10.1049/e112.12938>.
- [157] J. Preitnacher u. a. „Enhancing Photodetection Efficiency of CMOS SiPMs using Virtual Guard Rings in a Standard 0.35  $\mu\text{m}$  Process“. In: *Authorea* (Mai 2023). DOI: 10.22541/au.168490464.41800313/v1.
- [158] Dongseok Shin u. a. „The Effect of a Deep Virtual Guard Ring on the Device Characteristics of Silicon Single Photon Avalanche Diodes“. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 66.7 (Mai 2019), S. 2986–2991. DOI: 10.1109/TED.2019.2913714.
- [159] Franco Bandi u. a. „Architecture-Level Optimization on Digital Silicon Photomultipliers for Medical Imaging“. In: *Sensors* 22.1 (Dez. 2022), S. 122.
- [160] Richard S. Muller u. a. *Device Electronics for Integrated Circuits*. 3rd. Wiley, Okt. 2002, S. 186. ISBN: 978-0-471-59398-0.

- [161] S.M. Sze u. a. „Effect of junction curvature on breakdown voltage in semiconductors“. In: *Solid-State Electronics* 9.9 (Sep. 1966), S. 831–845. ISSN: 0038-1101. DOI: [https://doi.org/10.1016/0038-1101\(66\)90033-5](https://doi.org/10.1016/0038-1101(66)90033-5). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0038110166900335>.
- [162] M. P. Lepselter u. a. „Silicon Schottky Barrier Diode with Near-Ideal I-V Characteristics“. In: *Bell System Technical Journal* 47.2 (Feb. 1968), S. 201. DOI: <https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1968.tb00038.x>.
- [163] Yee-Chia Yeo u. a. „Enhanced performance in sub-100 nm CMOSFETs using strained epitaxial silicon-germanium“. In: *International Electron Devices Meeting 2000. Technical Digest. IEDM (Cat. No.00CH37138)*. Feb. 2000, S. 753–756. DOI: 10.1109/IEDM.2000.904427.
- [164] Ping-Ju Chuang u. a. *Constrained Bayesian Optimization Using a Lagrange Multiplier Applied to Power Transistor Design*. Aug. 2023. arXiv: 2308.09612 [cs.LG].
- [165] Wei Jiang u. a. „Sensors for Positron Emission Tomography Applications“. In: *Sensors* 19.22 (Nov. 2019). ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s19225019.
- [166] Rémi Helleboid u. a. „Modeling of SPAD avalanche breakdown probability and jitter tail with field lines“. In: *Solid-State Electronics* 194 (Aug. 2022), S. 108376. ISSN: 0038-1101. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sse.2022.108376>.
- [167] E. Charbon. „Single-photon imaging in complementary metal oxide semiconductor processes“. In: *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences* 372.2012 (März 2014), S. 20130100. DOI: 10.1098/rsta.2013.0100.
- [168] Xuanyu Qian u. a. „Modeling for Single-Photon Avalanche Diodes: State-of-the-Art and Research Challenges“. In: *Sensors* 23.7 (Juli 2023). ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s23073412.
- [169] Kaveh Eyvazi u. a. „SPAD timing jitter modeling using Fourier series“. In: *Optica Applicata* 53 (Jan. 2023). DOI: 10.37190/oa230206.
- [170] P. Antognetti u. a. „The role of ionization coefficient in the operation of avalanche diodes above breakdown“. In: *Journal of Electronic Materials* 4.1 (Feb. 1975), S. 77–90. ISSN: 1543-186X. DOI: 10.1007/BF02657837.
- [171] Christiana Honsberg u. a. *Optical Properties of Silicon*. Zugriff am 19. Februar 2024. 2024. URL: <https://www.pveducation.org/pvcdrom/materials/optical-properties-of-silicon>.

## Literatur

- [172] N. D'Ascenzo u. a. „Design and characterization of a silicon photomultiplier in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS“. In: *IEEE Journal of Electron Devices Society* 6 (Nov. 2017), S. 74–80. DOI: 10.1109/JEDS.2017.2771145.
- [173] Kyung Taek Lim u. a. „Photon-number resolving capability in SiPMs with electric field variation for radiation detection applications“. In: *Radiation Physics and Chemistry* 155 (Feb. 2019). IRRMA-10, S. 101–106. ISSN: 0969-806X. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.radphyschem.2018.05.015>.
- [174] Hesong Xu u. a. „Design and characterization of a p+/n-well SPAD array in 150nm CMOS process“. In: *Opt. Express* 25.11 (Mai 2017), S. 12765–12778. DOI: 10.1364/OE.25.012765.
- [175] A. Rivetti. „CMOS: Front-End Electronics for Radiation Sensors (1st ed.)“ In: *CRC Press* (Jan. 2015), S. 726. DOI: <https://doi.org/10.1201/b18599>.
- [176] *QPA4563A - DC - 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier*. Qorvo. Juli 2020.
- [177] F. Villa u. a. „Cmos spads with up to 500  $\mu\text{m}$  diameter and 55% detection efficiency at 420 nm“. In: *Journal of Modern Optics* 61.2 (Aug. 2014), S. 102–115.
- [178] E. Vilella u. a. „A low-noise time-gated single-photon detector in a HV-CMOS technology for triggered imaging“. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 201 (Okt. 2013), S. 342–351. ISSN: 0924-4247. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sna.2013.08.006>.
- [179] C. Niclass u. a. „A 128 $\times$ 128 single-photon image sensor with column-level 10-bit time-to-digital converter array“. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 43.12 (Dez. 2008), S. 2977–2989. DOI: 10.1109/JSSC.2008.2006445.
- [180] S. Shimada u. a. „A Back Illuminated 6  $\mu\text{m}$  SPAD Pixel Array with High PDE and Timing Jitter Performance“. In: *2021 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*. März 2021, S. 20.1.1–20.1.4. DOI: 10.1109/IEDM19574.2021.9720639.
- [181] *DRS4 Evaluation Board Manual*. Board Revision 5. Paul Scherrer Institut (PSI). 2014.

# Abbildungsverzeichnis

|   |    |
|---|----|
| 2.1. Schematische Darstellung eines Halbleiters mit zugehörigem Energiebanddiagramm im pn-Übergang, im n-Gebiet, im p-Gebiet und der Raumladungszone. . . . .   | 10 |
| 2.2. Schematische Darstellung des Aufbaus eines SiPM. Es sind die einzelnen SPAD zu sehen, die in Sperrichtung geschaltet sind und in Reihe mit einem Quenchingwiderstand eine Mikrozelle bilden. . . . .   | 11 |
| 2.3. Schematischer Querschnitt einer SPAD, inklusive eines eintreffenden Photons, welches ein Elektronen-Loch-Paar generiert. . . . .   | 12 |
| 2.4. Schematische Draufsicht auf eine Mikrozelle des SiPM . . . . .   | 13 |
| 2.5. Darstellung des Corsi Models nach Corsi et al. . . . .   | 14 |
| 2.6. Eine Veranschaulichung der drei aufeinanderfolgenden Prozesse, die bei der Auslösung einer Mikrozelle ablaufen . . . . .   | 15 |
| 2.7. SiPM-Pulssignal mit Beschreibung der Anstiegsflanke sowie der schnellen und langsamen Abfallflanke $\tau_l$ und $\tau_s$ . . . . .   | 16 |
| 2.8. Querschnitt von NMOS- und PMOS-Transistor, in Kombination bilden die beiden MOSFET einen CMOS . . . . .  | 18 |
| 2.9. Ersatzschaltbilder von NMOS-Transistor, PMOS-Transistor und CMOS .   | 19 |
| 2.10. Schematische Darstellung eines CMOS-Maskenlayouts . . . . .   | 21 |
| 3.1. Schematische Darstellung der Hauptkomponenten des Laboraufbaus . . .   | 24 |
| 3.2. Schematische Darstellung des optischen Systems innerhalb der Dunkelbox. Auf der linken Seite ist ein Ausleseboard (engl. <i>Printed Circuit Board</i> , PCB) mit einem darauf montierten SiPM positioniert. Die optischen Komponenten, die das Ausleseboard, den SiPM und den Lichtwellenleiter in den Strahlengang integrieren, stammen von der Firma Thorlabs. . . . . | 24 |
| 3.3. Der verwendete Messaufbau für die Charakterisierung der SiPM wird in dieser Arbeit als "Messaufbau 0" bezeichnet. . . . .  | 25 |
| 3.4. Demonstration der Anwendung von MWA- und MWD-Filtern und deren Auswirkungen auf das Puls-Signal . . . . .  | 27 |

|   |    |
|---|----|
| 3.5. Die Hauptkurven unter völliger Dunkelheit ist in Schwarz dargestellt und die Ableitung $\frac{dI}{dU} \times \frac{1}{I}$ in gestricheltem Rot. . . . .  | 29 |
| 3.6. Die IV-Kurven der SiPM MICROFJ-30035 und S4N44C013 . . . . .   | 30 |
| 3.7. Die IV-Kurven der SiPM S14160-1310PS und S13360-3050VE . . . . .   | 31 |
| 3.8. Versuchsaufbau zur Messung des Gains mit einem Lastwiderstand $R_{Last}$ von $50 \Omega$ . . . . .   | 33 |
| 3.9. Diagramm der Gain-Messung mit linearem Fit zum Nullpunkt . . . . .   | 34 |
| 3.10. Bestimmte Erholungszeit der gemessenen SiPM, in gestricheltem Rot ist ein exponentiell abfallender Fit dargestellt . . . . .  | 36 |
| 3.11. Schematisches Banddiagramm zur Veranschaulichung der Mechanismen . . . . .  | 37 |
| 3.12. Beispielhafte CCDF-Funktion eines SiPM, es wird ersichtlich, welcher Anteil der Dunkelpulse sich jeweils auf DCR und CDN zurückführen lassen . . . . .  | 40 |
| 3.13. Die DCR pro $mm^2$ in Abhängigkeit der OV unterschiedlicher SiPM der Hersteller KETEK, onSemi, Broadcom und Hamamatsu . . . . .   | 41 |
| 3.14. Formen des optischen Übersprechens und Nachpulsen . . . . .   | 42 |
| 3.15. Direktes optisches Übersprechen . . . . .   | 43 |
| 3.16. CT unterschiedlicher SiPM in Abhängigkeit ihrer OV . . . . .  | 44 |
| 3.17. CT vs. Gain der SiPM PM3350, MICROFJ-30035, S4N44C013 und S13360-3050V . . . . .  | 45 |
| 3.18. CT vs. Gain des SiPM S14160-1310PS . . . . .  | 45 |
| 3.19. Die Abbildung zeigt die Generierung eines Nachpulses: Eine durch den Initialpuls ausgelöste Elektronenlawine führt während der Wiederaufladungsphase zur erneuten Aktivierung der Zelle . . . . .           | 46 |
| 3.20. Korreliertes Rauschen, das im Fall kommerzieller SiPM häufig auf Nachpulsen zurückzuführen ist . . . . .  | 48 |
| 3.21. Schema des Messaufbaus 1 zur SPTR-Erfassung . . . . .   | 51 |
| 3.22. Schematische Darstellung des Messaufbaus 2 zur Erfassung der SPTR . . . . .   | 52 |
| 3.23. Vereinfachtes Prinzip der Software-Analyse zur Ermittlung der SPTR . . . . .  | 53 |
| 3.24. Darstellung zweier identischer, leicht versetzter Signale, mit unterschiedlich angelegter Schwelle . . . . .  | 54 |
| 3.25. Experimenteller Aufbau zur Quantifizierung des Jitters in elektronischen Bauelementen, charakterisiert durch $\sigma_{EK}^2$ . . . . .  | 56 |
| 3.26. Schematik der Schaltung mit integriertem Hochpass und Spannungsteiler. Der Hochpass konvertiert Rechtecksignale in pulsartige Signale, während der Spannungsteiler die Signalamplitude verkleinert. . . . . | 56 |

|  |    |
|--|----|
| 3.27. In LTSpice simulierte Signaldarstellung eines Rechtecksignals, das durch einen Hochpass und einen Spannungsteiler verarbeitet wurde. Die resultierenden Pulse weisen starke Ähnlichkeiten zu typischen SiPM-Signalen auf. . . . .  | 57 |
| 3.28. SPTR Messwerte kommerzieller SiPM mit Messaufbau 2 . . . . .   | 61 |
| 4.1. Konzeptionelle Darstellung eines SiPM in Kombination mit einer integrierten Ein-Chip-Schaltung . . . . .  | 65 |
| 4.2. Querschnittsdarstellungen der SG-SPAD . . . . .   | 68 |
| 4.3. Querschnittsdarstellungen der SG-SPAD . . . . .   | 68 |
| 4.4. Querschnittsdarstellungen der DGI-SPAD . . . . .  | 68 |
| 4.5. Querschnittsdarstellungen der Conv-SPAD . . . . .   | 69 |
| 4.6. Vereinfachtes Blockschaltbild der PCB-Konfiguration PCB-Variante 1 mit SiPM, Verstärker und Anschlüssen. Die Hauptplatine ermöglicht das Aufstecken kleinerer Boards. Auf diesen kleineren Boards wird der jeweilige CMOS SiPM mittels Drahtbond-Technik befestigt. Abhängig von der Wahl des Moduls - sei es ein konventionelles analoges oder aktives SiPM Modul - variiert die Anzahl und Art der zu bondenden Drähte. . . . . | 70 |
| 4.7. Die Schematik des Hauptboards, welches mit mehreren Stützkondensatoren und einem Tiefpass ausgestattet ist . . . . .  | 70 |
| 4.8. Strom-Spannungs-Kennlinien von verschiedenen SiPM in 0,35 $\mu\text{m}$ CMOS-Technologie . . . . .  | 72 |
| 4.9. Gain der 4x4 CMOS SiPM, zum Vergleich wird der kommerzielle SiPM PM3350 von der Firma KETEK hinzugezogen . . . . .  | 73 |
| 4.10. 1 p.e. Pulse des SG-SiPM, DG-SiPM, DGI-SiPM und des Conv-SiPM bei einer OV von 5 V . . . . .   | 75 |
| 4.11. Vergleich der DCR Werte pro Flächeneinheit der CMOS SiPM-Typen 1 bis 4 mit dem kommerziellen SiPM PM3350 . . . . .   | 76 |
| 4.12. CT der CMOS SiPM-Typen 1 bis 4 im Vergleich zum kommerziellen SiPM PM3350 . . . . .  | 77 |
| 4.13. Korrelierte Dunkelpulse der CMOS SiPM . . . . .  | 78 |
| 4.14. Schematische Darstellung des integrierten IC mit NMOS- und PMOS-Transistoren . . . . .   | 80 |
| 4.15. Layout der Schaltung mit hervorgehobenen Hauptlayern . . . . .   | 81 |

|  |     |
|--|-----|
| 4.16. Vergleichende Analyse der Pulsantwort des DGI-SiPM in Präsenz und Abwesenheit des IC . . . . .   | 82  |
| 4.17. Darstellung der SPTR des DGI-SiPM sowohl in Kombination mit dem IC als auch analog . . . . .   | 83  |
| 4.18. Histogramm des DGI-SiPM bei einer OV von 2 V . . . . .   | 84  |
| 4.19. Histogramm des DGI-SiPM bei einer OV von 8 V . . . . .   | 85  |
| 5.1. Darstellung der CMOS-SiPM-Designs, (a) der PGC-SiPM mit Mikrozel-<br>len, die physische Schutzringe besitzen, (b) der VGC-SiPM, dessen Mi-<br>krozelle mit virtuellen Schutzringen ausgestattet sind . . . . .                          | 87  |
| 5.2. Schematische Darstellung der aktiven SiPM . . . . .   | 89  |
| 5.3. Nomogramm für gleichmäßig dotierte, einseitige Silizium-Stufenübergänge<br>bei 300 K. entnommen aus [160], mit Erlaubnis, copyright © 2002, John<br>Wiley and Sons . . . . .  | 93  |
| 5.4. Übergangsradius $r_j$ eines n+-Implantats . . . . .   | 93  |
| 5.5. Querschnittansicht einer PGC-SPAD . . . . .   | 95  |
| 5.6. Querschnittansicht einer VGC-SPAD . . . . .   | 95  |
| 5.7. Ein Vergleich der SPAD-Designs PGC und VGC wird aus einem Aus-<br>schnitt des KLayout-Layouts dargestellt . . . . .   | 96  |
| 5.8. Schematische Darstellung der Triggerwahrscheinlichkeit $P_{trig}(x)$ : In Rot<br>sind die Vereinfachungen markiert. . . . .   | 98  |
| 5.9. Triggerwahrscheinlichkeiten von Elektronen $P_e(W)$ und Löchern $P_h(0)$ ,<br>entnommen aus [170], mit Erlaubnis, Copyright © 1969, American Insti-<br>tute of Mining, Metallurgical, and Petroleum Engineers, Inc . . . . .            | 100 |
| 5.10. Berechnete und gemessene PDE für PGC- und VGC-SiPM bei verschie-<br>denen OV-Werten. Für die Berechnung wurde eine Wellenlänge von $\lambda =$<br>460 nm verwendet, für die Messungen eine Wellenlänge von $\lambda = 463$ nm. . . . . | 101 |
| 5.11. Berechnete PDE für PGC- und VGC-SiPM bei verschiedenen Wellenlän-<br>gen und bei einer OV von 2,25 V . . . . .   | 102 |
| 5.12. Schematische Darstellung des IC-4N2P . . . . .   | 104 |
| 5.13. Modellbildung des aktiven DGI-SiPM und des PGC-SiPM bei einer OV<br>von 4 V. . . . .   | 106 |
| 5.14. Pulsvergleich des IC-4N2P mit modifizierten Testschaltungen . . . . .  | 107 |
| 5.15. Signimpulse bei 64 aktiven Mikrozellen in einem einzigen Segment . . . . .   | 108 |

|   |     |
|---|-----|
| 5.16. Schematische Darstellung des IC mit NMOS- und PMOS-Transistoren<br>[86], mit Erlaubnis, copyright © 2024, IEEE . . . . .  | 109 |
| 5.17. Layout der Schaltung IC-4N2P mit hervorgehobenen Hauptlayern . . . . .  | 111 |
| 5.18. Layout der Schaltung IC-2NR mit hervorgehobenen Hauptlayern. . . . .  | 112 |
| 5.19. Simulation der Signalamplituden des PGC-SiPM mit 254 Mikrozellen unter Berücksichtigung verschiedener Segmentierungen und Einsatz des Verstärkers IC-2NR. “Seg.” steht dabei für Segmentierung. . . . .     | 113 |
| 5.20. Vergleich der Signale eines aktiven SiPM unter Verwendung der Schaltung IC-2NR mit denen analoger SiPM, deren schnelle Ausgänge bei steigender Zellenanzahl eine zunehmende Degradation aufweisen . . . . . | 115 |
| 5.21. Abhängigkeit der Signale des PGC-IC-2NR von unterschiedlichen OV . . . . .  | 116 |
| 5.22. Signale eines aktiven Segmentes . . . . .   | 117 |
| 5.23. Signale mehrerer aktiver Segmente . . . . .   | 117 |
| 5.24. Vergleich der Impulsantworten bei einer OV von 2 V unter Verwendung des PGC-SiPM . . . . .  | 119 |
| 5.25. Analyse der Signalepulse bei einer OV von 2 V zwischen den aktiven Modellen PGC-IC-4N2P und PGC-IC-2NR . . . . .  | 120 |
| 5.26. Layout des aktiven SiPM-Moduls PGC-IC-2NR, das die Integration von 254 Mikrozellen und deren Verbindung mit den zugehörigen Verstärkereinheiten zeigt . . . . .   | 121 |
| 5.27. Nahaufnahme der gelieferten Chips . . . . .   | 122 |
| 6.1. Vereinfachtes Blockschaltbild der PCB-Konfiguration PCB-Variante 2 mit SiPM, Verstärker und Anschlüssen . . . . .  | 128 |
| 6.2. Schaltungsdiagramm von PCB-Variante 2 mit dem externen Verstärker und den passiven Komponenten . . . . .   | 129 |
| 6.3. IV-Kennlinien der SiPM PGC und VGC in einer Dunkelkammer . . . . .   | 131 |
| 6.4. Diagramm der Gain Messung, mit einem linearem Fit zum Nullpunkt . . . . .  | 132 |
| 6.5. Vergleich der DCR für die SiPM-Typen PGC und VGC in Abhängigkeit der OV. Als Vergleich werden auch die Werte des DGI-SiPM und des PM3350 SiPM von KETEK dargestellt . . . . .                                | 134 |
| 6.6. CT in Abhängigkeit der OV: Ein Vergleich zwischen PGC- und VGC-SiPM mit DGI-SiPM und dem PM3350 von KETEK . . . . .  | 136 |
| 6.7. CT in Abhängigkeit des Gains: Ein Vergleich zwischen PGC- und VGC-SiPM mit DGI-SiPM und dem PM3350 von KETEK . . . . .   | 137 |

|   |     |
|---|-----|
| 6.8. Diagramm der CDN-Messungen, einschließlich D-CT und APP, in Abhängigkeit der OV . . . . .  | 138 |
| 6.9. Messung und Kalkulation der PDE für den PGC- und den VGC-SiPM . .  | 139 |
| 6.10. Der Puls des langsamen Ausgangs des PGC-SiPM und des VGC-SiPM mit PCB-Variante 1 und dem Standard-Messaufbau 0 weist deutliche Unterschiede auf. Es zeigt sich, dass die Amplitude des PGC-SiPM um etwa 42% höher als die des VGC-SiPM ist. Zudem wird eine verlängerte Abklingzeit beim VGC-SiPM im Vergleich zum PGC-SiPM beobachtet. Um diesen Unterschied trotz des hohen Rauschens sichtbar zu machen, wurde die langsame Abflusszeit $\tau_l$ gefittet. . . . . | 141 |
| 6.11. Der Vergleich illustriert die 1 p.e. Pulse der zwei aktiven SiPM-Modelle PGC-IC-2NR und PGC-IC-4N2P. Die Messdaten wurden bei einer OV von 2 V aufgenommen. . . . .   | 142 |
| 6.12. Es wird ein Vergleich der 1 p.e. der VGC-SiPM-Varianten VGC-IC-2NR und VGC-IC-4N2P miteinander verglichen. Die Durchführung der Messungen erfolgte bei einer OV von 2 V. . . . .  | 143 |
| 6.13. Vergleich der verstärkten 1 p.e. Pulse des analogen PGC-SiPM mit der Pulshöhe des aktiven SiPM-Moduls PGC-IC-2NR. Zur Anwendung kamen dabei Messaufbau 1 und PCB-Variante 2. Die Bandbreite des Oszilloskops betrug 4 GHz. . . . .  | 144 |
| 6.14. SPTR Messungen der analogen SiPM PGC und VGC . . . . .  | 147 |
| 6.15. SPTR Messungen der aktiven SiPM-Typen VGC-IC-2NR, VGC-IC-4N2P, PGC-IC-2NR und PGC-IC-4N2P . . . . .   | 148 |
| 6.16. Darstellung der SPTR-Messungen in Abhängigkeit zur OV. Erkennbar ist eine Verbesserung der SPTR mit anwachsender OV. Die kleinsten Werte wurden bei den OV 4 V und 5 V erfasst. . . . .   | 149 |
|   |     |
| B.1. SPICE-Skript für die Simulation von analogen und aktiven SiPM-Modellen: Ausschnitt des Skriptbeginns mit den einstellbaren Parametern für die Simulation . . . . .   | 200 |
| B.2. SPICE-Skript eines konventionellen analogen SiPM . . . . .   | 200 |
| B.3. SPICE-Skript des aktiven SiPM PGC-IC-2NR . . . . .   | 201 |
| B.4. Modell der IC-2NR Schaltung . . . . .  | 201 |

B.5. Modell der konventionellen analogen und der aktiven Mikrozele. Der Stromimpuls der Mikrozele kann dabei mit einer Exponentialfunktion modelliert werden. . . . . 202

B.6. Abhängigkeit der Signale des PGC-IC-4N2P von unterschiedlichen OV . . 203

B.7. Eingangsimpedanz des IC-4N2P (V(3)/RS1 in Grün) und des IC-2NR (V(4)/RS2 in Blau) . . . . . 204



# Tabellenverzeichnis

|  |     |
|--|-----|
| 3.1. Übersicht der konventionellen SiPM, die in dieser Arbeit charakterisiert werden [18, 88, 109] (*Für PM3350 kein Datenblatt vorhanden) . . . . .   | 28  |
| 3.2. Durchbruchspannungen konventioneller SiPM ermittelt mit $m_{dIdU}$ . . . . .  | 31  |
| 3.3. Kapazität $C_{Zelle}$ bei einer OV von 2 V. Die Abweichungen liegen bei 5%. . . . .   | 34  |
| 3.4. Erholungszeit $\tau$ bei einer OV von 5 V, die Abweichungen liegen bei 5%. . . . .  | 36  |
| 3.5. Technischer Vergleich zwischen Messaufbau 1 und 2, hierbei steht "VV" für Vorverstärker, "Kab." für Kabel und "Adpt." für Adapter . . . . .   | 58  |
| 3.6. Vergleichsmessungen der Messplätze 1 und 2, die dritte Spalte gibt die Werte von Messaufbau 2 mit der subtrahierten Laserpulsbreite von 60 ps wieder . . . . .  | 58  |
| 3.7. Übersicht der SPTR-Ergebnisse kommerzieller SiPM . . . . .  | 59  |
| 3.8. Vergleich der SPTR, die in dieser Arbeit gemessen worden sind, mit den aus Gundacker et al. [25]. Eine dritte Spalte berücksichtigt die Laserpulsbreite $\sigma_{Laser}^2$ von 42 ps, die Gundacker et al. [25] verwendet hat. . . . .    | 63  |
| 4.1. Übersicht der SiPM-Namen und Abkürzungen . . . . .  | 66  |
| 4.2. Zusammenfassung der Kernmerkmale im Mikrozell-Design [84] . . . . .   | 66  |
| 4.3. Ermittelte Durchbruchspannungen der verschiedenen SiPM-Typen . . . . .  | 72  |
| 4.4. Übersicht der RC-Zeiten $\tau$ und Abschätzung der Kapazitäten $C_{Zelle}$ . . . . .  | 74  |
| 5.1. Theoretische Durchbruchspannungen von Silizium pn-Übergängen in Abhängigkeit der Epi-Konzentration von $2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ für unterschiedliche Übergangsradien [161, 162]. . . . .   | 94  |
| 5.2. Übersicht der Kennwerte der eingesetzten NMOS- und PMOS-Transistoren M1 - M6 im IC-4N2P. Hierbei steht "AD" für Drain-Diffusionsfläche, "AS" für Source-Diffusionsfläche, "PD" für Drain-Perimeter und "PS" für Source-Perimeter. . . . . | 104 |
| 5.3. Schrittweise Erhöhung der Weite für die MOSFET M4 und M3 . . . . .  | 107 |

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 5.4. | Übersicht der Werte der verwendeten NMOS Transistoren M1 und M2. Hierbei steht wiederum “AD” für Drain-Diffusionsfläche, “AS” für Source-Diffusionsfläche, “PD” für Drain-Perimeter und “PS” für Source-Perimeter.                                      | 110 |
| 5.5. | Entwicklung der Amplitudenhöhen und der Anstiegsraten in Abhängigkeit unterschiedlich starker Segmentierung. Hierbei steht “Seg.” für Segmentierung, “Rel.” für relativ, “Amp.” für Amplitude, “Anst.” für Anstiegszeit und “Verb.” für Verbesserungen. | 114 |
| 5.6. | Übersicht der prozessierten konventionellen analogen SiPM-Modulen   | 122 |
| 5.7. | Übersicht der prozessierten aktiven SiPM-Modulen. “CF” steht dabei für “Current Follower” also Stromfolger  | 122 |
| 6.1. | Vergleich zwischen PCB-Ansatz 1 und PCB-Ansatz 2 hinsichtlich der Anzahl der Anschlüsse und der Präsenz eines Verstärkers auf der Platine. PCB-Ansatz 2 weist aufgrund der Spannungsversorgung des Qorvo-Verstärkers eine sechs Pin-Verbindungen auf.   | 130 |
| 6.2. | Übersicht der Kapazitäten $C_{Zelle}$ und RC-Zeiten $\tau$  | 133 |
| 6.3. | Aus dem Layout ausgemessene Abstände der aktiven Bereiche der SiPM und der entsprechende CT bei einer OV von 2 V. Für kommerzielle SiPM sind keine Informationen zu den Abständen verfügbar.  | 136 |
| 6.4. | Vergleichsmessungen der Messplätze 1 und 2. Die dritte Spalte gibt die Werte von Messaufbau 2 mit der subtrahierten Laserpulsbreite von 60 ps wieder.   | 145 |
| 6.5. | Zusammenfassung der gemessenen (“gem.”) SPTR-Werte mit Messaufbau 1 und der korrigierten (“kor.”) SPTR-Werte bei jeweils optimaler OV, einschließlich eines Vergleichs mit dem PM3350 SiPM.   | 150 |
| 6.6. | Vergleich der DCR-Werte und PDE von integrierten SiPM, die mit 0,35 $\mu\text{m}$ CMOS-Technologie gefertigt wurden, mit Literaturangaben bei einer OV von 2 V.   | 152 |
| 6.7. | Vergleich der SPTR-Werte von CMOS SiPM in der 0,35 $\mu\text{m}$ -Technologie. “Klassisch” bezeichnet in der Tabelle die Verwendung eines externen Verstärkers und “CF” den integrierten Stromfolger.   | 153 |
| 7.1. | Standard-Charakterisierungsparameter für die PGC- und VGC-SiPM-Designs bei einer OV von 2 V. *Die PDE-Werte wurden bei einer OV von 2,25 V gemessen. **Die SPTR basiert auf Messungen bei einer OV von 4 V für den PGC-SiPM und 3 V für den VGC-SiPM.   | 157 |

B.1. Übersicht der SiPM-Namen . . . . . 197

B.2. Standardparameter aller konventioneller SiPM, die in dieser Arbeit ver-  
messen worden sind, bei jeweils 5 V OV . . . . . 198

B.3. SPTR Werte konventioneller SiPM bei einer OV von 5 V. Dabei wurde  
der Messaufbau 1 verwendet, mit dem Unterschied, dass als Oszilloskop  
ein DRS4 Evaluationsboard zum Einsatz kam [181]. . . . . 199



## A. Abkürzungen

|           |   |
|-----------|---|
| Adpt.     | - Adapter   |
| APD       | - Avalanche Photodiode  |
| APP       | - After Pulsing Probability (dt. Nachpuls-Wahrscheinlichkeit)   |
| $C_d$     | - Diodenkapazität   |
| $C_{eq}$  | - Kapazität der Reihenschaltung von Mikrozellen   |
| $C_g$     | - Gitterkapazität   |
| $C_q$     | - Kapazität des Quenchingwiderstands  |
| CCDF      | - Cumulative Probability Distribution Function<br>(dt. Kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilungsfunktion) |
| CDN       | - Correlated Delayed Noise (dt. Korreliertes verzögertes Rauschen)  |
| CF        | - Current Follower (dt. Stromfolger)  |
| Conv-SiPM | - Konventioneller (CMOS-)SiPM   |
| CT        | - Optical Crosstalk (dt. Optisches Übersprechen)  |
| DCR       | - Dark Count Rate (dt. Dunkelzählrate)  |
| D-CT      | - Delayed Crosstalk (dt. Verspätetes Übersprechen)  |
| DG-SiPM   | - Dual-Guarded (CMOS-)SiPM  |
| DGI-SiPM  | - Dual-Guarded-Implantat (CMOS-)SiPM  |
| DNW       | - Deep n-Well (dt. tiefe n-Wanne)   |
| DPW       | - Deep p-Well (dt. tiefe p-Wanne)   |
| Eval-Kit  | - Evaluation Kit (Firma KETEK)  |
| FET       | - Feldeffekttransistoren  |
| FF        | - Füllfaktor  |
| FO        | - Fast Output (schneller Ausgang)   |
| FWHM      | - Full Width at Half Maximum (dt. Halbwertsbreite)  |
| GS/s      | - Giga-Samples pro Sekunde  |
| HPK       | - Hamamatsu Photonics K.K.  |
| IC        | - Integrated Circuit (dt. Integrierter Schaltkreis)   |

## A. Abkürzungen

|              |  |
|--------------|--|
| IC-2NR       | - IC mit zwei runden NMOS  |
| IC-4N2P      | - IC mit vier NMOS und zwei PMOS   |
| IC-4N2PR     | - IC mit vier runden NMOS und zwei runden PMOS   |
| IV-Kurve     | - Current-Voltage Characteristics (dt. Strom-Spannungs-Kurve)  |
| Kab.         | - Kabel  |
| Laserpulsbr. | - Laserpulsbreite  |
| LIDAR        | - Light Detection and Ranging (dt. Lichterkennung und Reichweitenmessung)  |
| M1           | - Messaufbau 1   |
| M2           | - Messaufbau 2   |
| MOS          | - Metal-Oxide-Semiconductor (dt. Metall-Oxid-Halbleiter)   |
| MOSFET       | - Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor<br>(dt. Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor)             |
| MSO          | - Mixed-Signal-Oszilloskop   |
| MUSIC        | - Multiple-Use-SiPM-Integrated-Circuit<br>(dt. Mehrfachverwendbares SiPM-Integriertes-Schaltkreis)                   |
| MWA          | - Moving Window Average (dt. Gleitender Fensterdurchschnitt)   |
| MWD          | - Moving Window Difference (dt. Gleitender Fensterunterschied)   |
| NIRUVIS      | - "NIR" für "Near-Infrared" (dt. Nahes Infrarot)<br>und "UVIS" für "Ultraviolet-Visible" (dt. Ultraviolett-Sichtbar) |
| NMOS         | - n-Kanal-MOSFET   |
| NW           | - n-Well (dt. n-Wanne)   |
| Osz.         | - Oszilloskop  |
| OV           | - Overvoltage (dt. Überspannung)   |
| PCB          | - Printed Circuit Board (dt. Gedruckte Leiterplatte)   |
| PDE          | - Photonen-Detektionseffizienz   |
| PDP          | - Photonendetektionswahrscheinlichkeit   |
| p.e.         | - Photoelektron  |
| PGC-SiPM     | - Physical-Guarded-Cells-SiPM  |
| PMT          | - Photomultiplier Tube   |
| PMOS         | - p-Kanal-MOSFET   |
| pn-Übergang  | - Übergang zwischen p- und n-dotierten Halbleiter  |
| PW           | - p-Well (dt. p-Wanne)   |
| PX           | - Auftretenswahrscheinlichkeit für das optische Übersprechen   |
| $R_d$        | - Diodenwiderstand   |
| $R_{Last}$   | - Lastwiderstand   |

|                                 |   |
|---------------------------------|---|
| $R_q$                           | - Quenchingwiderstand   |
| Ref.-signal                     | - Referenzsignal  |
| RTO2064                         | - Ein spezifisches Oszilloskop-Modell von Rhode & Schwarz     |
| SG-SiPM                         | - Single-Guarded (CMOS-)SiPM                                  |
| SiPM                            | - Silicon Photomultiplier                                     |
| SoC                             | - System-on-Chip (dt. System auf einem Chip)                  |
| SPAD                            | - Single Photon Avalanche Diode                               |
| SPTR                            | - Single Photon Time Resolution (dt. Einzelphotonenauflösung) |
| sTTD                            | - spatiale Time-to-Digital                                    |
| Strahlent.                      | - Strahlenteiler  |
| TDC                             | - Time-to-Digital Converter (dt. Zeit-zu-Digital-Umsetzer)    |
| TOF                             | - Time-of-Flight-Imaging (dt. Zeit-zu-Digital-Wandler)        |
| TOF-PET                         | - Time-of-Flight-Positronenemissionstomografie                |
| VGC-SiPM                        | - Virtual-Guarded-Cells-SiPM                                  |
| VV                              | - Vorverstärker   |
| $\tau_A$                        | - Anstiegszeit des SiPM-Pulssignals                           |
| $\tau_l$                        | - Langsame Komponente (Abfallzeit)                            |
| $\tau_s$                        | - Schnelle Komponente (Anstiegszeit)                          |
| OPA                             | - Optisch-parametrischen Verstärker                           |
| UV                              | - Ultraviolette   |
| VSC                             | - Visual Studio Code  |
| $\sigma_{\text{Aufbau}}^2$      | - Varianz des Messaufbaus                                     |
| $\sigma_{\text{SPTR-Gesamt}}^2$ | - Gesamte Varianz der SPTR                                    |
| $\sigma_{\text{Laser}}^2$       | - Varianz des Lasers  |



## B. Anhang

### B.1. Standardcharakterisierung weitere SiPM

**Tabelle B.1.** Übersicht der SiPM-Namen

| SiPM Typ          | Hersteller | Aktive Fläche in mm <sup>2</sup> | Mikrozelle in $\mu\text{m}$ |
|-------------------|------------|----------------------------------|-----------------------------|
| PM3315            | KETEK      | 9                                | 15                          |
| PM3325            | KETEK      | 9                                | 25                          |
| PM3350            | KETEK      | 9                                | 50                          |
| MICROFC-10035     | OnSemi     | 1                                | 35                          |
| MICROFC-30035     | OnSemi     | 9                                | 35                          |
| MICROFC-30050     | OnSemi     | 9                                | 50                          |
| MICROFJ-30035     | OnSemi     | 9                                | 35                          |
| MICROFJ-40035     | OnSemi     | 16                               | 35                          |
| MICROFJ-60035     | OnSemi     | 36                               | 35                          |
| S4N44C013         | Broadcom   | 16                               | 30                          |
| S4N66C013         | Broadcom   | 36                               | 30                          |
| HPK S14160-1310PS | HPK        | 1                                | 10                          |
| HPK S14160-3015PS | HPK        | 9                                | 15                          |
| HPK S14160-3010PS | HPK        | 9                                | 10                          |
| HPK S13720-1325   | HPK        | 1                                | 25                          |
| HPK S13360-2050VE | HPK        | 4                                | 50                          |
| HPK S13360-3050VE | HPK        | 9                                | 50                          |
| HPK S13360-6050VE | HPK        | 36                               | 50                          |

B. Anhang

**Tabelle B.2.** Standardparameter aller konventioneller SiPM, die in dieser Arbeit vermessen worden sind, bei jeweils 5 V OV

| SiPM Typ          | $V_{DB}$ in V | DCR in kHz/mm <sup>2</sup> | CT in % | RC-Zeit* ns |
|-------------------|---------------|----------------------------|---------|-------------|
| PM3315            | 27,1          | 131                        | 19,4    | 25          |
| PM3325            | 24,7          | 122                        | 26,0    | 38          |
| PM3350            | 25,4          | 121                        | 16,6    | 127         |
| MICROFC-10035     | 11,1          | 69                         | 1       | 56          |
| MICROFC-30035     | 32,6          | 73                         | 9       | 78          |
| MICROFC-30050     | 18,1          | 106                        | 9       | 114         |
| MICROFJ-30035     | 20,6          | 93                         | 9       | 61          |
| MICROFJ-40035     | 19,6          | 84                         | 16      | 76          |
| MICROFJ-60035     | 22,6          | 82                         | 36      | 126         |
| S4N44C013         | 26,7          | 148                        | 19,2    | 72          |
| S4N66C013         | 28            | 143                        | 22,8    | 112         |
| HPK S14160-1310PS | 39,4          | 60                         | < 1     | 6           |
| HPK S14160-3015PS | 38,3          | 104                        | < 1     | 28          |
| HPK S14160-3010PS | 38,1          | 360                        | < 1     | 27          |
| HPK S13720-1325   | 57,5          | 87                         | 4,3     | 23          |
| HPK S13360-2050VE | 51,8          | 100                        | 11,0    | 28          |
| HPK S13360-3050VE | 50,8          | 300                        | 10,8    | 29          |
| HPK S13360-6050VE | 51,3          | 80                         | 10,3    | 54          |

\* mit (47  $\Omega$ ) Lastwiderstand

## B.2. Simulationsskripte der PGC SiPM-Module

**Tabelle B.3.** SPTR Werte konventioneller SiPM bei einer OV von 5 V. Dabei wurde der Messaufbau 1 verwendet, mit dem Unterschied, dass als Oszilloskop ein DRS4 Evaluationsboard zum Einsatz kam [181].

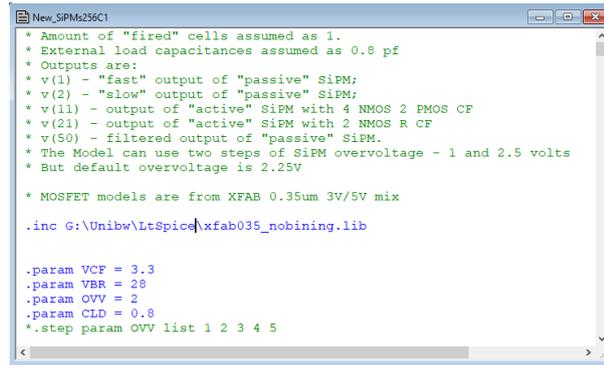
| SiPM Typ          | SPTR in ps |
|-------------------|------------|
| PM3315            | 349        |
| PM3325            | 244        |
| PM3350            | 140        |
| MICROFC-10035     | 153        |
| MICROFC-30035     | 223        |
| MICROFC-30050     | 261        |
| MICROFJ-30035     | 214        |
| MICROFJ-40035     | 205        |
| MICROFJ-60035     | 207        |
| S4N44C013         | 129        |
| S4N66C013         | 232        |
| HPK S14160-1310PS | 174        |
| HPK S14160-3015PS | 287        |
| HPK S14160-3010PS | 250        |
| HPK S13720-1325   | 288        |
| HPK S13360-2050VE | 161        |
| HPK S13360-3050VE | 172        |
| HPK S13360-6050VE | 214        |

## B.2. Simulationsskripte der PGC SiPM-Module

In diesem Abschnitt soll das SPICE-Skript erläutert werden, welches für die Simulation der PGC-Module geschrieben wurde.

Ein Ausschnitt, der den Anfangsteil des Scripts abbildet und die genannten Ausgänge darstellt, ist in Abbildung B.1 gezeigt.

## B. Anhang



```
* Amount of "fired" cells assumed as 1.
* External load capacitances assumed as 0.8 pf
* Outputs are:
* v(1) - "fast" output of "passive" SiPM;
* v(2) - "slow" output of "passive" SiPM;
* v(11) - output of "active" SiPM with 4 NMOS 2 PMOS CF
* v(21) - output of "active" SiPM with 2 NMOS R CF
* v(50) - filtered output of "passive" SiPM.
* The Model can use two steps of SiPM overvoltage - 1 and 2.5 volts
* But default overvoltage is 2.25V

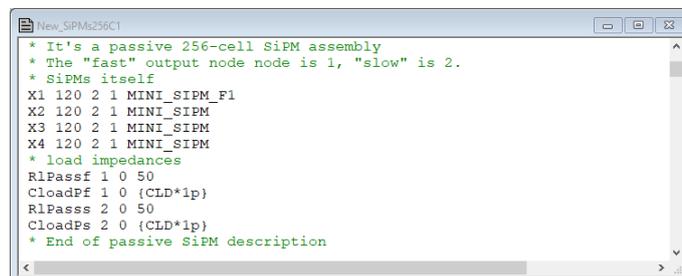
* MOSFET models are from XFAB 0.35um 3V/5V mix
.inc G:\Unibw\LtSpice\xfab035_nobining.lib

.param VCF = 3.3
.param VBR = 28
.param OVV = 2
.param CLD = 0.8
*.step param OVV list 1 2 3 4 5
```

**Abbildung B.1.** SPICE-Skript für die Simulation von analogen und aktiven SiPM-Modellen: Ausschnitt des Skriptbeginns mit den einstellbaren Parametern für die Simulation

Die eingesetzten MOSFET-Modelle basieren auf der X-FAB 0,35  $\mu\text{m}$  3V/5V-Technologie. Wie aus Abbildung B.1 ersichtlich ist, erfolgt eine direkte Integration der Parameter dieser Modelle in die Simulationsumgebung. Darüber hinaus kann die Durchbruchspannung “VBR”, die OV “OVV” sowie ein Korrekturfaktor für die Lastkapazität “CLD” am Ausgang des SiPM eingestellt werden.

In Abbildung B.2 wird das analoge SiPM-Modell mit einer Matrix von 256 Zellen dargestellt. Der SiPM ist in vier Quadranten unterteilt, die jeweils 64 Mikrozellen besitzen und im SPICE-Skript als “X1”, “X2”, “X3” und “X4” bezeichnet sind. Der Quadrant “X1” beinhaltet dabei einen von 64 Zellen, in dem eine aktivierte Mikrozele enthalten ist. Diese aktivierte Mikrozele wird als “*MINI\_SIPM\_F1*” bezeichnet. Die Anzahl der aktivierbaren Mikrozellen lässt sich variabel anpassen und wird durch den Parameter nach dem “F” angezeigt, der durch eine Zahl ersetzt wird (“*MINI\_SIPM\_FA*”, wobei “X” für die Anzahl der aktivierten Mikrozellen steht). Die Knotenpunkte 1 in den Quadranten des SiPM repräsentieren den “schnellen” Ausgang, wohingegen die Knotenpunkte 2 den “langsamen” Ausgang kennzeichnen.



```
* It's a passive 256-cell SiPM assembly
* The "fast" output node node is 1, "slow" is 2.
* SiPMs itself
X1 120 2 1 MINI_SIPM_F1
X2 120 2 1 MINI_SIPM
X3 120 2 1 MINI_SIPM
X4 120 2 1 MINI_SIPM
* load impedances
RlPassf 1 0 50
CloadPf 1 0 {CLD*1p}
RlPasss 2 0 50
CloadPs 2 0 {CLD*1p}
* End of passive SiPM description
```

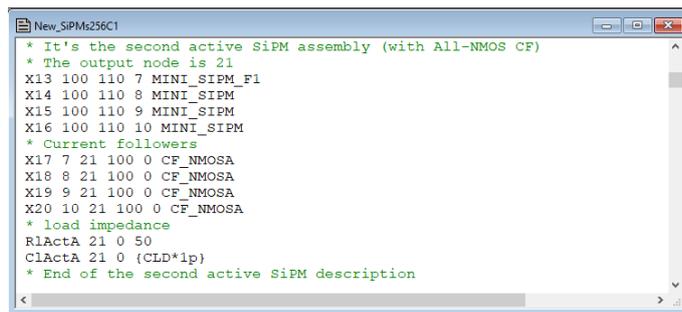
**Abbildung B.2.** SPICE-Skript eines konventionellen analogen SiPM

## B.2. Simulationsskripte der PGC SiPM-Module

Um eine akkurate Simulation des realen Systems zu gewährleisten, wurden Lastimpedanzen in die SiPM-Struktur integriert. Für den “schnellen” Ausgang wurden sowohl eine resistive Last “RlPassf” mit einem Wert von  $50\Omega$  als auch eine kapazitive Last “ClodPf” definiert und durch die Variable CLD\*1p, berücksichtigt. Entsprechend sind für den “langsamen” Ausgang eine analoge resistive Last “RlPass” und eine kapazitive Last “ClodPs” eingebaut worden.

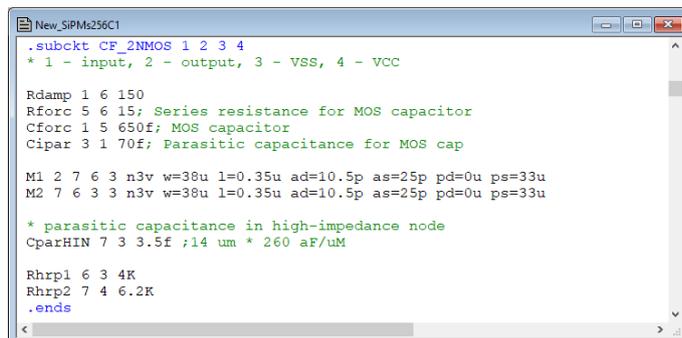
Parallel zur Entwicklung der analogen Modelle wurden die aktiven Modelle konzipiert. Eine Darstellung des Modells PGC-IC-2NR ist in Abbildung B.3 visualisiert. Sie zeigt eine Schnittstellenkonfiguration zwischen dem PGC-SiPM und dem IC-2NR, welches im Modell mit “CF\_NMOS” gekennzeichnet ist. Für den IC-2NR existiert ein Untermodell, das in Abbildung B.4 dargestellt ist und sämtliche Parameter des NMOS-Modelles einpflegt.

Die für diese Modellierung verwendeten Parameter wurden aus der Architektur entnommen, die in Kapitel 5.3 erläutert worden sind. Außerdem wurden Messwerte unterschiedlicher CMOS Modelle in das Modell mit eingepflegt und diese mit dem Modell verglichen. Analog hierzu wurde ein Modell für den IC-4N2P entwickelt.



```
New_SIPMs256C1
* It's the second active SiPM assembly (with All-NMOS CF)
* The output node is 21
X13 100 110 7 MINI_SIPM_F1
X14 100 110 8 MINI_SIPM_
X15 100 110 9 MINI_SIPM
X16 100 110 10 MINI_SIPM
* Current followers
X17 7 21 100 0 CF_NMOSA
X18 8 21 100 0 CF_NMOSA
X19 9 21 100 0 CF_NMOSA
X20 10 21 100 0 CF_NMOSA
* load impedance
RlActA 21 0 50
ClActA 21 0 {CLD*1p}
* End of the second active SiPM description
```

Abbildung B.3. SPICE-Skript des aktiven SiPM PGC-IC-2NR



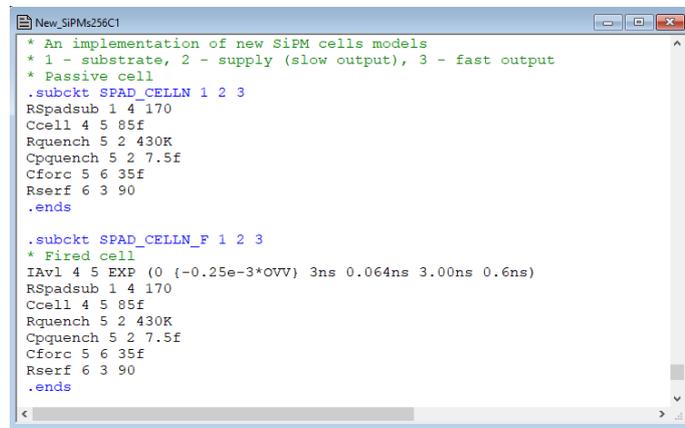
```
New_SIPMs256C1
.subcckt CF_2NMOS 1 2 3 4
* 1 - input, 2 - output, 3 - VSS, 4 - VCC
Rdamp 1 6 150
Rforc 5 6 15; Series resistance for MOS capacitor
Cforc 1 5 650f; MOS capacitor
Cipar 3 1 70f; Parasitic capacitance for MOS cap
M1 2 7 6 3 n3v w=38u l=0.35u ad=10.5p as=25p pd=0u ps=33u
M2 7 6 3 3 n3v w=38u l=0.35u ad=10.5p as=25p pd=0u ps=33u
* parasitic capacitance in high-impedance node
CparHIN 7 3 3.5f ;14 um * 260 aF/uM
Rhrp1 6 3 4K
Rhrp2 7 4 6.2K
.ends
```

Abbildung B.4. Modell der IC-2NR Schaltung

## B. Anhang

Die Mikrozellen werden durch zwei Untermodelle repräsentiert, die in Abbildung B.5 dargestellt sind. Das erste Untermodell zeigt eine passive Zelle, die mit drei Knotenpunkten für das Substrat (“1”), den langsamen und den schnellen Ausgang (“2” und “3”) ausgestattet ist, sowie alle typischen Kapazitäten und Widerstände einer Mikrozelle. Dazu gehören der Quenchingwiderstand “Rquen”, die Zellkapazität “Ccell”, zusätzliche parasitäre Kapazitäten “Cforc”, Widerstände zum Substrat “RSpadsub”, sowie der Widerstand in Serie zwischen dem aktiven Teil der Mikrozelle (des IC) und dem Substratpotential “Rserf”.

Im unteren Teil der Abbildung B.5 ist eine aktive Mikrozelle abgebildet. Diese beinhaltet neben den passiven und parasitären Kapazitäten sowie den Widerständen einer Mikrozelle auch ein Strompulssignal “IAvl”, das als Exponentialfunktion in Abhängigkeit von der OV modelliert ist.



```
New_SiPMs256C1
* An implementation of new SiPM cells models
* 1 - substrate, 2 - supply (slow output), 3 - fast output
* Passive cell
.subckt SPAD_CELLN 1 2 3
RSpadsub 1 4 170
Ccell 4 5 85f
Rquen 5 2 430K
Cpquen 5 2 7.5f
Cforc 5 6 35f
Rserf 6 3 90
.ends

.subckt SPAD_CELLN_F 1 2 3
* Fired cell
IAvl 4 5 EXP (0 (-0.25e-3*OVV) 3ns 0.064ns 3.00ns 0.6ns)
RSpadsub 1 4 170
Ccell 4 5 85f
Rquen 5 2 430K
Cpquen 5 2 7.5f
Cforc 5 6 35f
Rserf 6 3 90
.ends
```

**Abbildung B.5.** Modell der konventionellen analogen und der aktiven Mikrozelle. Der Stromimpuls der Mikrozelle kann dabei mit einer Exponentialfunktion modelliert werden.

### B.3. Simulationsergebnisse PGC-IC-4N2P

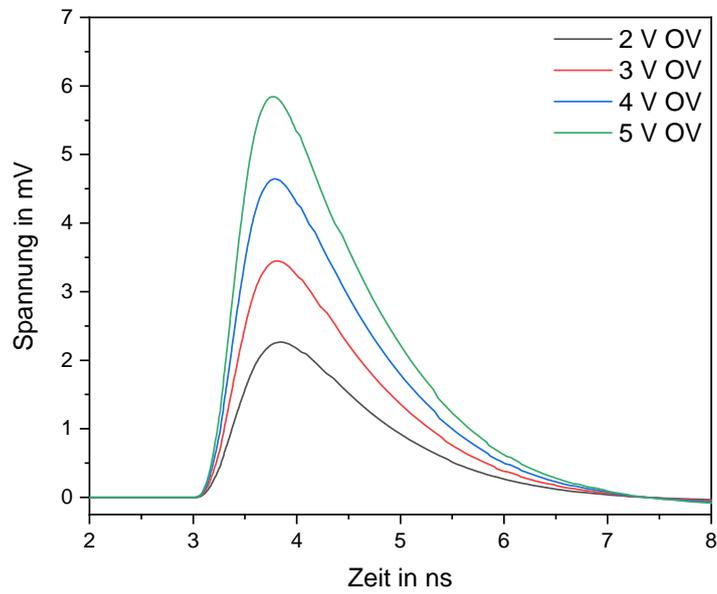


Abbildung B.6. Abhängigkeit der Signale des PGC-IC-4N2P von unterschiedlichen OV

B. Anhang

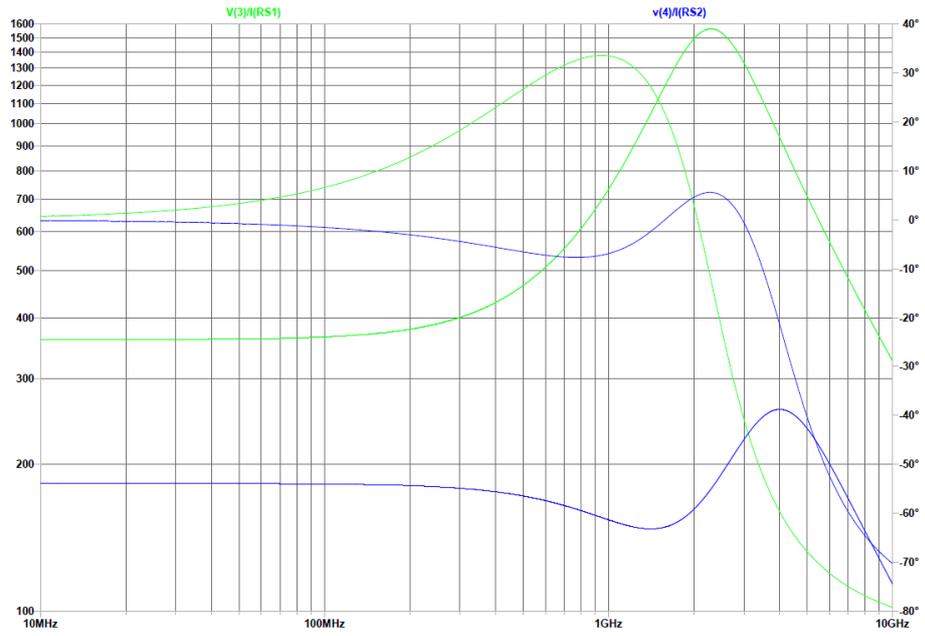


Abbildung B.7. Eingangsimpedanz des IC-4N2P (V(3)/RS1 in Grün) und des IC-2NR (V(4)/RS2 in Blau)

## C. Publikationsliste

### 1. Journal Paper:

- J. Preitnacher, S. Ageev, W. Hansch. "A novel SiPM combined with an amplifier on one chip with improved SPTR in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS." *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 71, No. 3, pp. 301-308, Mar. 2024. DOI: 10.1109/TNS.2024.3363228.
- J. Preitnacher, S. Ageev, W. Hansch. "Enhancing Photodetection Efficiency of CMOS SiPMs using Virtual Guard Rings in a Standard 0.35  $\mu\text{m}$  Process." *Electronics Letters*, Vol. 59, No. 19, pp. e12938, Oct. 2023. DOI: 10.1049/ell2.12938.

### 2. Preprint-Publikationen:

- J. Preitnacher, S. Ageev, W. Hansch. "Enhancing Photodetection Efficiency of CMOS SiPMs using Virtual Guard Rings in a Standard 0.35  $\mu\text{m}$  Process." *Authorea*, May 2023. DOI: 10.22541/au.168490464.41800313/v1.

### 3. Konferenzvorträge:

- J. Preitnacher, W. Schmailzl, S. Ageev, W. Hansch. "A novel silicon photomultiplier in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology with virtual guard rings and improved geometric efficiency." *DPG-Frühjahrstagungen*, Dresden, Mar. 2023.
- J. Preitnacher, W. Schmailzl, S. Ageev, W. Hansch. "Single Photon Avalanche Diodes with an on-chip integrated preamplifier to improve single photon time resolution." *DPG-Frühjahrstagungen*, Heidelberg, Mar. 2022.

### 4. Weitere Konferenzvorträge:

- W. Schmailzl, J. Preitnacher, W. Hansch. "Timing measurements of a NIR silicon photomultiplier based on spherical depletion - applications and limits of the design." *DPG-Frühjahrstagungen*, Heidelberg, Mar. 2022.



## D. Danksagung

Im Zeitraum von Juli 2020 bis März 2024 entstand diese Arbeit während meiner Funktion als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Physik der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München. An dieser Stelle möchte ich all jenen meine tiefe Dankbarkeit aussprechen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen und mich während dieser Zeit unterstützt haben.

Besonders hervorheben möchte ich Prof. Dr. Walter Hansch. Seine Inspiration, Unterstützung und das in mich gesetzte Vertrauen ermöglichten es mir, dieses Thema anzugehen und nach meinem Ermessen zu gestalten.

Zudem gebührt mein Dank Prof. Dr. Paul Seifert, der in der entscheidenden Endphase die wichtige Aufgabe der Korrektur meiner Arbeit übernommen hat.

Ebenso möchte ich mich bei Prof. Dr. Wiedner von der Ruhr-Universität Bochum herzlich bedanken, dass er die Rolle meines Zweitkorrektors übernommen hat.

Ein spezieller Dank gebührt M.Sc. Wolfgang Schmailzl von der Firma Broadcom, von dem ich enorm viel lernen konnte und der mir stets hilfreich zur Seite stand.

Des Weiteren danke ich Sergei Ageev für seine Einführung in die Welt der Schaltungstechnik. Sein Fachwissen und die fortwährende Unterstützung waren während meiner Arbeit von unschätzbarem Wert.

Mein Dank geht auch an die KETEK GmbH, insbesondere an Dr. Florian Wiest und Dr. Peter Iskra, für ihre Einführung ins Thema SiPM, ihre organisatorische Hilfe und die stete Bereitschaft, meine Fragen zu beantworten.

Für die sorgfältige Korrektur dieser Arbeit danke ich Dr. Florian Wiest, Dr. Peter Iskra, Dr. Thomas Ganka und M. Sc. M.Sc. Andreas Schels.

#### *D. Danksagung*

Ich bin ebenfalls Dr. Torsten Sulima für seine Hilfe bei verwaltungstechnischen Fragen sehr dankbar.

Zuletzt, aber keineswegs am wenigsten, danke ich meiner Familie und meiner Freundin Ruhattha. Ihre fortwährende Unterstützung und Ermutigung waren während dieses gesamten Prozesses ein unschätzbare Anker für mich.