

Fakultät für Physik und Astronomie

Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg

Bachelorarbeit

Im Studiengang Physik

vorgelegt von

Lukas Mandok

geboren in Offenburg

2020

**Analoge Charakterisierung und Optimierung des
HV-MAPS Prototypen ATLASPix3**

Die Bachelorarbeit wurde von Lukas Mandok

ausgeführt am

Physikalisches Institute in Heidelberg

unter der Betreuung von

Prof. Dr. André Schöning

Zusammenfassung

Monolithisch aktive Hochspannungs-Pixelsensoren (HV-MAPS) werden ursprünglich für das Mu3e-Experiment entwickelt, um den speziellen Anforderungen eines geringen Materialeinsatz zu genügen. Aber auch in zahlreichen anderen modernen Detektorexperimenten sind HV-MAPS aufgrund ihrer kostengünstigen Herstellung und der ausgezeichneten Zeitauflösung eine vielversprechende Alternative zu herkömmlichen hybriden Pixeldetektoren. Basierend auf den Vorgaben für die äußere Schicht des ATLAS Inner Tracker-Upgrades, wurde ATLASPix3 als erster maßstabsgetreu Prototyp entworfen. Die HV-CMOS-Technologie ermöglichen eine schnelle driftbasierte Ladungssammlung und vereinen die gesamte Ausleseelektronik mit der Sensordiode auf einem Chip, der bis auf 50 μm gedünnt werden kann. Diese Arbeit umfasst die Charakterisierung des ATLASPix3 Sensors anhand analoger Testsignale. Zu diesem Zweck werden die Pulsformen des Verstärkers und des Komparators in Abhängigkeit von der Sensorkonfiguration gemessen. Unter Berücksichtigung der Leistungsaufnahme sowie der Rauschraten und Effizienz-Werte wird die Performance des Sensors untersucht und optimiert. Die analogen Messungen wurden im Labor durchgeführt, während die Rausch- und Effizienzwerte durch die Analyse von Daten aus einer Teststrahl-Kampagne ermittelt wurden.

Abstract

High voltage monolithic active pixel sensors (HV-MAPS) are originally developed for the Mu3e experiment to meet the special needs of low material consumption. But also in numerous other modern detector experiments, HV-MAPS are a promising alternative to conventional hybrid pixel detectors due to their low cost production and excellent time resolution. Based on the outer layer requirements for the ATLAS Inner Tracker upgrade, ATLASPix3 was designed as the first true to scale prototype. The HV-CMOS technology enables a fast drift-based charge collection and combines the entire readout electronics with the sensor diode on a chip that can be thinned down to 50 μm . This work includes the characterization of the ATLASPix3 sensor using analog test signals. For this purpose the pulse shapes of the amplifier and the comparator are measured in dependence of the sensor configuration. Taking into account the power consumption, as well as the noise rates and efficiency values, the performance of the sensor is investigated and optimized. The analog measurements were performed in the laboratory, while the noise and efficiency values were obtained by analyzing data from a testbeam-campaign.

Inhaltsverzeichnis

I	Einleitung	1
1	Einleitung	3
2	Theoretische Grundlagen	5
2.1	Das Standardmodell	5
3	Interaktion mit Materie	7
3.1	Photonen	7
3.2	Geladene Teilchen	8
3.2.1	Ionisation	8
3.2.2	Bremsstrahlung	10
3.3	Vielfach Coulomb-Streuung	10
4	Halbleiterphysik	11
4.1	Halbleiter	11
4.1.1	Silizium	12
4.1.2	Intrinsischer Halbleiter	12
4.1.3	Extrinsische Halbleiter	12
4.2	Der pn-Übergang	13
4.3	Ladungssammlung	15
4.4	Der MOSFET	15
5	Pixel Sensoren	17
5.1	Hybride Sensoren	17
5.2	Monolithische Aktive Pixelsensoren	17
5.3	Monolithisch aktive Hochspannungs-Pixelsensoren	18
II	Aufbau	19
6	ATLASPix3	21
6.1	Chip Design	22
6.1.1	Pixel Zelle	23
6.1.2	Peripherie Zelle	25
6.2	Signalformung	27
7	Aufbau	29
7.1	Messaufbau	29
7.1.1	Motherboard PCB	30

7.1.2	Insert	32
7.1.3	DAQ	32
III Messungen		33
8	Messmethoden	35
8.1	Durchführung	35
8.2	Messgrößen	37
8.2.1	AmpOut	37
8.2.2	Hitbus	38
8.2.3	Leistungsverbrauch	39
8.2.4	Effizienz und Noise-Rate	40
8.3	Signalquellen	41
8.3.1	Eisen-55 Isotop	41
8.3.2	Injektion	42
9	Charakterisierung der Injektion	43
9.1	Parameter Abhängigkeit	43
9.2	Hochspannungsabhängigkeit	46
10	Untersuchung der Testausgänge	47
10.1	Leitungstreiber	47
10.1.1	AmpOut	47
10.1.2	Hitbus	49
10.2	Positionsabhängigkeit	50
10.2.1	Spaltenabhängigkeit des AmpOuts	50
10.2.2	Positionsabhängigkeit des Hitbus	51
11	Charakterisierung des analogen Schaltkreises	55
11.1	<i>VNPix</i>	55
11.2	<i>VPLoadPix</i>	57
11.3	<i>VNFBPix</i>	58
11.4	<i>VNFollPix</i>	60
12	Charakterisierung des digitalen Schaltkreises	63
12.1	BLResPix	64
12.2	VNCompPix	65
12.3	VMinusPix	66
12.4	VGatePix	69
12.5	VPBiasRec & VNBiasRec	70
12.6	Baseline und Threshold	71
13	Interaktion von Sensorkomponenten	73
13.1	Auswirkung von <i>VNCompPix</i> auf den AmpOut	73
13.2	Biasspannungen	76

IV Diskussion	77
14 Zusammenfassung und Diskussion	79
15 Ausblick	83
V Appendix	85
A DAC Werte	87
B Zusätzliche Messungen	89
B.1 Biasspannungen	89
C Literatur	91

Teil I

Einleitung

1 Einleitung

Das Standardmodell ist die theoretische Grundlage der modern Teilchenphysik. Mit erstaunlicher Präzision ermöglicht es die Beschreibung der elementaren Teilchen und deren Interaktion. Mit der Entdeckung des Higgs-Bosons wurden inzwischen sämtliche Vorhersagen bestätigt. Die Beobachtung zahlreicher unerklärbarer Phänomene, wie dem Hierarchieproblem der Teilchen oder der Existenz von Gravitation und dunkler Materie, weisen allerdings auf die Unvollständigkeit des Standardmodells hin und geben Anlass zu weiterführenden Theorien. Diese sind häufig mit neuen schweren Teilchen oder Abweichungen vom Standardmodell verbunden.

Um möglichen neuen Teilchen oder Prozessen auf die Spur zu kommen existieren Experimente wie ATLAS am LHC, die mit hoher Rate Stoßprozesse bei hohen Energien untersuchen. Dass Ausbleiben neuer Entdeckungen hängt möglicherweise damit zusammen, dass die Energieskalen, auf denen sich neue Theorien bewegen, bisher nicht erreicht werden konnten.

Aus diesem Grund planen Experimente an Beschleunigern die Schwerpunktennergie der Teilchenkollisionen zu erhöhen, um schwerere Teilchen direkt erzeugen zu können. In einer indirekten Suche nach Anomalien im Standardmodell, wird meist nach seltenen Zerfällen gesucht. Zur einer genauen Bestimmung der Verzweigungsverhältnisse sind präzise Messungen eines Ereignisses bei möglichst hoher Rate von Nöten.

Um das Potential des LHC vollständig ausnutzen zu können ist das High-Luminosity Upgrade geplant, mit dem die fünf bis siebenfache Luminosität, bei einer gleichzeitig erhöhen Schwerpunktsenergie, im Vergleich zum vorherigen Betrieb erreicht werden soll.

Diese Teilchenrate stellt die Experimente am CERN vor ganz neue Herausforderungen. Die Detektoren müssen der stark erhöhten Strahlung standhalten können und eine kontinuierliche und genaue Datenerfassung auch bei Milliarden von Teilchenkollisionen pro Sekunde ermöglichen. Die starke Überlagerung von Tracks verschiedenster simultaner Ereignisse erfordert eine umso bessere Auflösung und Unterdrückung von Hintergrundereignissen.

In diesem Zuge will ATLAS den kompletten inneren Spurdetektor durch den Silizium-basierten Inner Tracker (ITk), bestehend aus Pixel- und Strip-Detektoren, ersetzen. Als Konventionelle Technologie sind hybride Pixelsensoren auch weiterhin für den Einsatz im ITk vorgesehenen.

Aufgrund der beständigen Vorschritte bei CMOS-basierenden monolithisch aktiven Hochspannungs-Pixelsensoren (HV-MAPS), zeichnen sich diese als attraktive Alternativ ab. HV-MAPS entstammen ursprünglich der Entwicklung für den Mu3e-Detektor, dessen Vorgaben eines geringen Materialeinsatzes, einer hohen Zeitauflösung und der Fähigkeit sehr hohe Raten zu bewältigen, existierende Lösungen nicht genügen.

Diese neuartige Technik kann deutlich kostengünstiger kommerziell hergestellt werden. Gegenüber dem komplexen Aufbau hybrider Pixelsensoren aus separatem Detektor und Auslesechip, werden beide Einzelteile zu einer Einheit zusammengeführt.

Die Ladungssammlung ist über Drift innerhalb der Verarmungszone realisiert und ermöglicht somit eine hohe Zeitauflösung. Die Dicke des Sensors ist dabei weitestgehend von der Größe der Verarmungszone und somit der Resistivität des Substrats abhängig, was eine Dünnung auf bis zu 50 μm erlaubt.

Da es sich hierbei um eine vergleichbar neue Technologie handelt, ist diese noch nicht ausgereift genug, um die Ansprüche des ATLAS ITk innerhalb dem vorgesehenen Zeitraum zu erfüllen. Allerdings zeigen zahlreiche weitere Experimente, wie LHCb, PANDA und P2 Interesse an den Sensoren.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der analogen Charakterisierung des ATLASPix3 Sensors. Dieser ist ein auf der HV-MAPS-Technologie basierender Prototyp, der für das ATLAS Experiment entworfenen wurde. Dazu werden die Signalpulse an den verfügbaren Testausgängen nach dem Amplifier und dem Komparator in Abhängigkeit von der Sensorkonfiguration untersucht. Unter Einbeziehung des Leistungsverbrauchs und der Effizienz des Sensors wird die Performance der Komponenten bewertet und optimiert.

2 Theoretische Grundlagen

2.1 Das Standardmodell

Das Standardmodell der Teilchenphysik ist eine Quantenfeldtheorie, welche alle bekannten fundamentalen Teilchen und deren Interaktion auf der Quantenebene beschreibt. Wie in Abbildung 2.1 illustriert ist, werden die Teilchen in zwölf Fermionen mit Spin 1/2, zwölf Eichbosonen mit Spin 1, sowie einem spinlosen Higgs-Boson unterteilt. Die einzelnen Teilchen unterscheiden sich in ihren Quantenzahlen und den Wechselwirkungen, an denen sie teilhaben. Zu jedem der zwölf Fermionen gehört außerdem ein entsprechendes Anti-Teilchen mit identischer Masse, aber teilweise inversen Quantenzahlen. Die Fermionen gelten als Grundbausteine der Materie und setzen alle weiteren Teilchen zusammen. Bosonen sind dagegen die Vermittler der drei fundamentalen Wechselwirkungen, der starken, schwachen und elektromagnetischen Kraft. Die Gravitation ist, als vierte bekannte fundamentale Wechselwirkung, nicht im Standardmodell inbegriffen, kann aufgrund ihrer Schwäche auf der Quantenebene aber vernachlässigt werden.

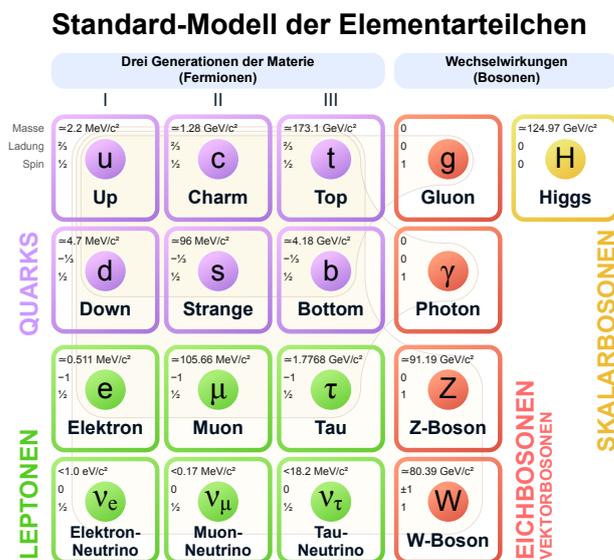


Abbildung 2.1: Standardmodell der Teilchenphysik [1]

Fermionen werden entsprechend ihrer Masse in drei verschiedene Generationen eingeteilt, wobei schwerere Teilchen instabil sind und in Teilchen niedriger Generation zerfallen. Die nächste Unterteilung der Fermionen wird anhand ihrer Interaktionen getroffen. Quarks nehmen an allen drei fundamentalen Wechselwirkungen teil, während Leptonen von der starken Wechselwirkung ausgeschlossen sind.

In jeder Generation der Quarks existiert ein sogenannter up-typ (up, charm, top) und down-typ (down, strange, bottom), welche eine entsprechend elektrische Ladung von $2/3 e$ bzw. $-1/3 e$ tragen. Zusätzlich zur elektrischen Ladung tragen Quarks eine Farbladung, die über das masselose Gluon, in Form der starken Wechselwirkung übertragen wird. Gluonen sind selbst farbtragend und können so miteinander interagieren. Diese Eigenschaft beschränkt die Wechselwirkungsreichweite der Gluonen auf wenige Femtometer. Da in der Natur keine isolierten farbtragenden Teilchen vorkommen können, sind sowohl Quarks als auch Gluonen in farbneutralen Einheiten, sogenannte Hadronen, eingeschlossen. Dies wird als Confinement bezeichnet.

Träger der elektromagnetischen Kraft ist das masselose Photon, das an alle elektrisch geladene Fermionen koppeln kann. Neben den Quarks zählt das Elektron, Myon und Tauon sowie das geladene W-Boson dazu. Diese tragen jeweils eine einfache Elementarladung.

Neutrinos sind hingegen ungeladen und werden im Standardmodell auch als masselos betrachtet. Dem steht allerdings die Beobachtung der Neutrinooszillation [2] entgegen, welche für mindestens zwei Neutrinos eine Masse erfordert. Aufgrund der fehlenden Ladung, können Neutrinos nur über die schwache Wechselwirkung interagieren. Träger der schwachen Wechselwirkung sind das $W^{+/-}$ -Boson mit einer elektrischen Ladung von ± 1 und einer Ruhemasse von etwa $80,4 \text{ GeV}/c^2$ und das neutrale Z^0 -Boson, das eine Masse von etwa $91,2 \text{ GeV}/c^2$ besitzt [3, 4].

Mit der Entdeckung des Higgs-Bosons am CERN, konnte das Standardmodell um das letzte vorhergesagte fundamentale Teilchen erweitert werden. Der zugrundeliegende Higgs-Mechanismus beschreibt die Wechselwirkung von Teilchen mit dem sogenannten Higgs-Feld, was dem W- und Z-Boson und potentiell weiteren Fermionen ihre Masse gibt. [5].

Obwohl das Standardmodell fast sämtliche Phänomene mit erstaunlicher Präzession beschreibt, ist es nicht vollständig. Zum einen lässt es die gravitative Wechselwirkung auf Quantenebene außen vor. Außerdem bleiben einige Fragen bezüglich einer vereinheitlichten Kraft, des Hierarchieproblems, sowie der Materie-Antimaterie Asymmetrie und der dunklen Materie im Universum offen. Dies erfordert Theorien jenseits des Standardmodells, die mit Experimenten, wie ATLAS am LHC, überprüft werden müssen.

3 Interaktion mit Materie

Zur Teilchendetektion und auch Identifikation wird die quantenmechanische Wechselwirkung von Teilchen mit Materie verwendet. Die quantitative Energieübertragung, sowie die Wahrscheinlichkeit einer Interaktion ist dabei von den Eigenschaften des eintreffenden Teilchens, wie Masse, Ladung und kinetischer Energie, abhängig. Die Messung eines Teilchens beeinflusst dieses aber direkt. Dabei muss meist der Grad der Beeinflussung und die Messgenauigkeit gegeneinander abgewogen werden. Im folgenden werden die Teilcheninteraktionen, die in Pixel Detektoren von besonderer Bedeutung sind, genauer erklärt.

3.1 Photonen

Bei der Betrachtung von Photonen oberhalb der Ionisationsschwelle treten drei unterschiedliche Prozesse auf, die bei der Wechselwirkung mit einem Medium relevant sind. Dazu gehören der photoelektrische Effekt, die Comptonstreuung und die Paarbildung. In Abhängigkeit von der Kernladungszahl des Absorbers und der Energie des eintreffenden Photons ist, wie in Abbildung 3.1 veranschaulicht, einer der Wechselwirkungsprozesse dominant.

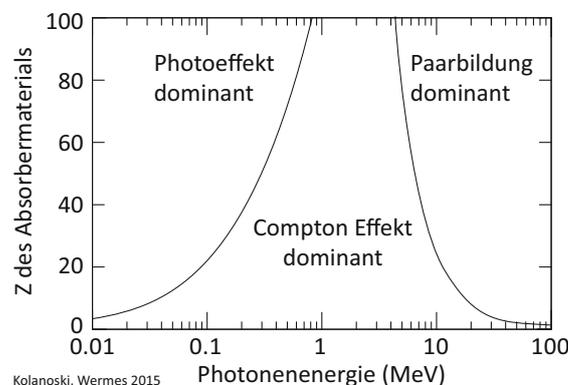


Abbildung 3.1: Dominante Bereiche der verschiedenen Interaktionsprozesse von Photonen mit Materie, in Abhängigkeit der Kernladungszahl des Absorbers und der Energie des Photons [6].

Photoelektrischer Effekt Beim photoelektrischen Effekt wird das Photon vollständig von einem Atom absorbiert, wobei dieses ionisiert wird. Dabei muss die Energie des Photons mindestens der Bindungsenergie des Elektrons entsprechen. Am wahrscheinlichsten betrifft der Ionisationsprozess das Elektron, dessen Differenz aus Bindungsenergie und der Energie des Photons am kleinsten ist. Handelt es sich dabei um ein Elektron einer inneren Schale, wird die entstandene Fehlstelle unter Freisetzung eines weiteren Photons durch eine Hüllenelektron besetzt. Der

Wirkungsquerschnitt dieses Prozesses steigt mit der Ordnungszahl des Absorbers an, sinkt aber mit steigender Photonenenergie ab. In einer Näherung gilt oberhalb der K-Schale das Verhältnis (3.1) [6]:

$$\sigma \propto \frac{Z^n}{E_\gamma^{-m}}, \quad \text{mit: } n \approx 4 - 5 \quad \& \quad m \gtrsim 3.5 \quad (3.1)$$

Compton-Effekt Der Compton-Effekt bezeichnet die elastische Streuung eines Photons an einem freien Elektron oder einem quasifreien Hüllenelektron. Ein Teil der Energie wird als Rückstoß auf das Elektron übertragen, was eine Winkeländerung des Photons zur Folge hat. Dieser Prozess ist im unteren MeV-Bereich dominant, wobei der Wirkungsquerschnitt (3.2) nur proportional zur Kernladungszahl ist, und somit eher bei leichteren Kernen gegenüber den anderen Prozessen ausgeprägt ist [6].

$$\sigma \propto \frac{Z}{E_\gamma} \quad (3.2)$$

Paarbildung Oberhalb des Schellenwerts der zweifachen Ruhenergie des Elektrons ($E_\gamma \geq 2m_e c^2$), ist die Paarbildung, also die Erzeugung eines Elektronen-Positronen-Paars im Coulomb-Feld des Atoms möglich. Hierbei findet eine vollständige Übertragung der Energie in die Masse und die kinetische Energie der Endzustandsteilchen statt. Der Wirkungsquerschnitt des Vorgangs ist proportional zu der Ordnungszahl im Quadrat (3.3) [6].

$$\sigma \propto Z^2 \quad (3.3)$$

3.2 Geladene Teilchen

Geladene Teilchen verlieren aufgrund von elektromagnetischen Wechselwirkungen in einem Medium an Energie. Die Energie des Teilchens, sowie die Beschaffenheit des Mediums sind von Bedeutung für die Art des Energieverlustes. Im nicht relativistischen Bereich ist die Ionisation der dominante Prozess. Erst für hochrelativistischen Teilchen gewinnen Strahlungseffekte, wie Bremsstrahlung an Bedeutung.

3.2.1 Ionisation

Schwere Teilchen Der Energieverlust durch Ionisation wird für schwerere Teilchen durch die *Bethe-Bloch-Formel* (3.4) beschrieben. Diese gibt den mittleren Energieverlust $\langle \frac{dE}{dx} \rangle$ pro Weglänge an, den Teilchen vorwiegend durch inelastische Stoßprozesse an Hüllenelektronen in einem Material erfahren [2].

$$-\left\langle \frac{dE}{dx} \right\rangle = \frac{4\pi n z^2}{m_e c^2 \beta^2} \left(\frac{e^2}{4\pi \epsilon_0} \right)^2 \left[\log \left(\frac{2m_e c^2 \beta^2}{I(1-\beta^2)} \right) - \beta^2 - \frac{\delta(\beta\gamma)}{2} \right] \quad (3.4)$$

Da der Energieübertrag pro Stoß nicht unabhängig von der Gesamtenergie ist, lässt sich die statistische Fluktuation des Energieverlustes mit einer Landau-Verteilung beschreiben. Mit der relativen Geschwindigkeit $\beta = \frac{v}{c}$, der Ladung des Teilchens z , der Elektronendichte im Absorber

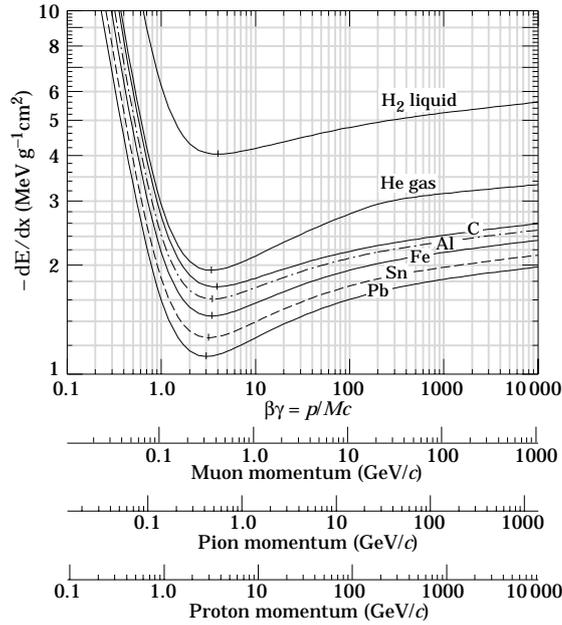


Abbildung 3.2: Mittlere Energiedeposition von geladenen Teilchen in verschiedenen Medien entsprechend der Bethe-Bloch-Formel [2]

n , sowie dessen mittlere Anregungsenergie I . Die verwendeten Konstanten sind die Elektronenmasse m_e , die Elementarladung e , die Lichtgeschwindigkeit c und die elektrische Feldkonstante ϵ_0 . $\delta(\beta\gamma)$ beschreibt einen Korrekturterm für relativistische Dichteeffekte. In Abbildung 3.2 ist der Verlauf der Funktion für verschiedene Materialien dargestellt. Es fällt ein einheitliches Minimum bei etwa $\beta\gamma \approx 3$ auf. An diesem Punkt werden die Teilchen als minimal ionisierend bezeichnet, weil sie am wenigsten Energie an das Medium verlieren. Für langsamere Teilchen steigt die Deposition mit β^{-2} an, da die effektive Wechselwirkungszeit, die für Interaktion mit Materie zur Verfügung steht, anwächst. Der Anstieg bei größeren Impulsen ist zum einen durch das asymptotische Anwachsen des maximal möglichen Energieübertrags, also auch durch relativistische Effekte erklärbar. Aufgrund der höheren Geschwindigkeit wird das elektrische Feld des Teilchens entlang der Bewegungsrichtung gestaucht, was denn transversalen Anteil und somit den Wirkungsquerschnitt erhöht. Die Polarisation des umgebenden Mediums begrenzt diesen Effekt allerdings und ist für das Abflachen der Kurve verantwortlich [6].

Elektronen und Positronen Elektronen und Positronen können nicht alleine mithilfe der *Bethe-Bloch-Formel* beschrieben werden, da aufgrund der geringen Masse Strahlungseffekte relevant werden. Aber auch die Ionisation unterscheidet sich von anderen Teilchen, da für Positronen Annihilationen mit den Elektronen des Mediums zu einem Teilchenverlust führt. Bei Elektronen muss zudem, aufgrund ihrer Ununterscheidbarkeit zu den Elektronen des Mediums, die Pauli-Abstoßung berücksichtigt werden. Die *Berger-Seltzer-Formel* (3.5) beinhaltet die nötigen Korrekturen für eine Beschreibung des Ionisationsvorgangs [7].

$$-\left\langle \frac{dE}{dx} \right\rangle = \rho \frac{0.153536 Z}{\beta^2 A} \left(B_0(T) - 2 \log \left(\frac{I}{m_e c^2} \right) - \delta \right) \quad (3.5)$$

Die auftretenden Parameter sind das Bremsvermögen $B_0(T)$, das mittlere Anregungspotential I , der Anteil der Protonen an den Nukleonen $\frac{Z}{A}$ und die Dichte des Materials. δ beschreibt erneut die notwendige Dichtekorrektur [6].

3.2.2 Bremsstrahlung

Bei hochrelativistischen Teilchen ($\beta \approx 1$) müssen neben der Ionisation zusätzliche Strahlungseffekte beachtet werden. Relevant ist vor allem die Bremsstrahlung, bei der geladene Teilchen durch Abstrahlung von Photonen im Coulomb-Feld eines Atomkerns an Energie verlieren. Der Energieverlust (3.6) ist abhängig von der Strahlungslänge X_0 des Materials [2].

$$-\frac{dE}{dx} = -\frac{E}{X_0} \quad \text{mit:} \quad X_0 = \frac{716,408 \text{ g/cm}^2 A}{Z(Z+1) \log(287/\sqrt{Z})} \quad (3.6)$$

3.3 Vielfach Coulomb-Streuung

Beim Durchqueren eines Mediums ist neben dem Energieverlust auch die Ablenkung des Teilchens relevant. Bei der Interaktion mit den Coulomb-Feldern der Atomkerne im Material wird das Teilchen entsprechend der Rutherford-Streuung abgelenkt. Nach dem *Zentralen Grenzwertsatz*, lässt sich die effektive Richtungsänderung des Teilchens nach einer Vielzahl an Streuungen durch eine Gaußverteilung beschreiben. Eine Näherung der Standardabweichung der Verteilung ist durch die *Highland-Formel* (3.7) gegeben [2]:

$$\theta_0 = \frac{13,6 \text{ MeV}}{pc\beta} z \sqrt{\frac{x}{X_0}} \left(1 + 0.038 \log \left(\frac{x}{X_0} \right) \right) \quad (3.7)$$

Hierbei bezeichnen β und p die Geschwindigkeit und der Impulse des gestreuten Teilchens, z dessen Ladung und x die Dicke des Mediums [6]. In Abbildung 3.3 ist dieser Vorgang mit den nötigen Parametern zur Beschreibung der Ablenkung gegeben.

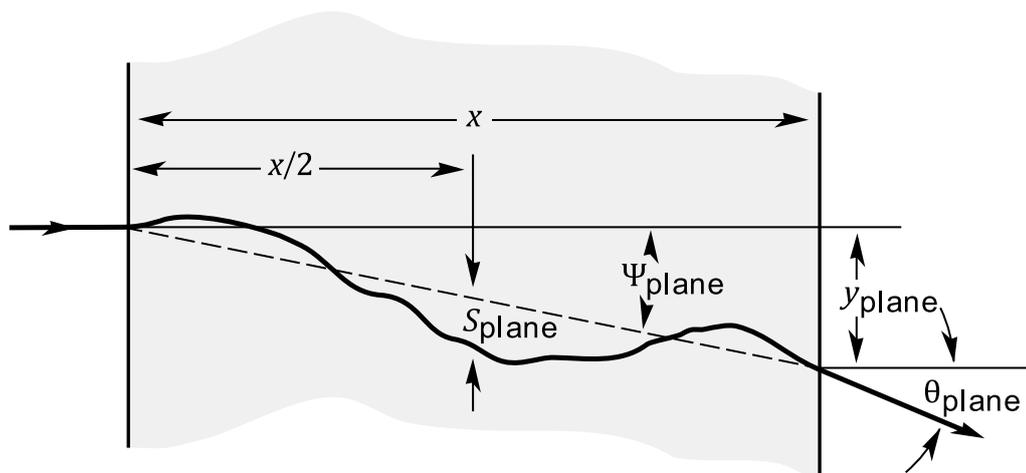


Abbildung 3.3: Beschreibung der Ablenkung eines Teilchens in einem Medium aufgrund von Vielfachstreuung [2]

4 Halbleiterphysik

4.1 Halbleiter

Halbleiter beschreiben eine Gruppe von Elementen und Verbindungen, deren elektrische Leitfähigkeit zwischen denen eines Metalls und Isolatoren liegen.

Der genaue Unterschied kann mithilfe des Bändermodells in Abbildung 4.1 erklärt werden. Im Kristallgitter eines Festkörpers treten eine Vielzahl an Energieniveaus auf, die in einfacher Näherung als kontinuierliche Energiebänder beschrieben werden können. Diese können von einer bestimmten Anzahl an Elektronen besetzt werden. Durch Anregung gebundener Elektronen in höhere Energiezustände wird die elektrische Leitung in einem Material ermöglicht. Das höchste vollständig besetzte Energieband wird als Valenzband bezeichnet. Hier ist aufgrund des Pauli-Prinzips keine gerichtete Bewegung von Ladungsträgern und somit kein Stromfluss möglich. In Metallen (a) ist das nächst höhere Band (Leitungsband) nur teilweise mit Elektronen besetzt, sodass diese mit geringem Energieaufwand im selben Band angeregt werden können. In Isolatoren ist das Leitungsband leer und durch einen großen Abstand (Bandlücke) vom Valenzband getrennt, sodass keine thermische Anregung in das Leitungsband möglich ist. In Halbleitern ist die Situation ähnlich, mit dem Unterschied, dass die Bandlücke deutlich kleiner ist. Die Fermi-Energie E_F beschreibt den höchsten von einem Elektron besetzten Energiewert im Grundzustand des Gitters, also am absoluten Nullpunkt bei 0 K. Dieser befindet sich bei Isolatoren und Halbleitern in der Regel mittig zwischen dem Valenzband und dem Leitungsband.

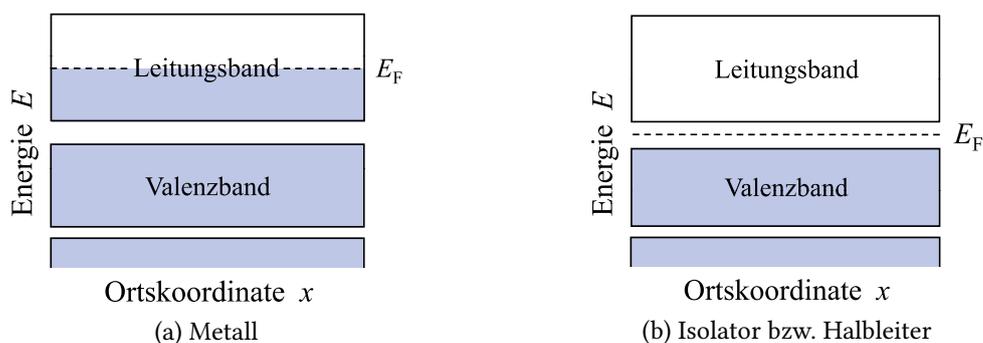


Abbildung 4.1: Bändermodell für Metall und Isolator [8]

Aufgrund ihrer elektrischen Eigenschaften sind Halbleiter im Detektorbau zum Nachweis von Teilchen unverzichtbar. Die wichtigsten Vertreter sind Silizium (Si) und Germanium (Ge).

4.1.1 Silizium

Silizium ist der in der Technik am meisten eingesetzte Halbleiter. Es besitzt vier Valenzelektronen, welche zu einer Anordnung der Atome in einer Diamantstruktur führen. Alle weiteren wichtigen Eigenschaften von Silizium sind in Tabelle 4.1 aufgelistet.

Eigenschaft		Wert	Einheit
Ordnungsnummer	Z	14	
Atommasse	m_{Si}	28,085	u
Massedichte	ρ_{Si}	2,330	kg/m ³
Atomdichte	n	5×10^{22}	cm ⁻³
Gitterkonstante	a	5,431	Å
Spezifischer elektrischer Widerstand	ρ	$2,3 \times 10^5$	Ω cm
Elektrische Leitfähigkeit	σ	5×10^{-4}	A V ⁻¹ m ⁻¹
Intrinsische Ladungsträgerdichte	n_i	$1,01 \times 10^{10}$	cm ⁻³
Indirekte Bandlücke	E_{gap}	1,12	eV
Elektronen Mobilität	μ_n	1459	cm ² /Vs
Löcher Mobilität	μ_p	500	cm ² /Vs
Elektron-Loch-Paar Erzeugungsenergie	ω	3,66	eV
Strahlungslänge	X_0	9,36	cm

Tabelle 4.1: Eigenschaften von Silizium [9]

4.1.2 Intrinsischer Halbleiter

Bei einer Temperatur von $T = 0\text{K}$ ist das Valenzband eines Halbleiters voll besetzt, wohingegen das Leitungsband leer ist. Das Material verhält sich wie ein Isolator. Aufgrund des geringen Abstandes des Valenz- und Leitungsbands sind Übergänge der Elektronen in das Leitungsband durch thermische Anregung möglich. Diese Übergänge hinterlassen Fehlstellen, sogenannte Löcher, im Valenzband. Ein Loch kann durch Rekombination mit einem Elektron besetzt werden und somit innerhalb des Valenzbands wandern. Neben den angeregten Elektronen im Leitungsband, tragen also auch Löcher zur elektrischen Leitfähigkeit bei. Dieser Vorgang beschreibt die Eigenleitung eines intrinsischen Halbleiters.

4.1.3 Extrinsische Halbleiter

In reinem Zustand ist die Leitfähigkeit von Silizium sehr niedrig und kaum vergleichbar mit einem Metal. Das Einpflanzen von Fremdatomen (Dotierung) wird verwendet, um zusätzliche Ladungsträger zur Verfügung zu stellen und so die Leitfähigkeit um mehrere Größenordnungen zu erhöhen. Hierbei wird gezielt die Anzahl einer Sorte von Ladungsträger erhöht, wel-

che als Majoritätsladungsträger bezeichnet werden. Die entgegengesetzten Ladungen sind die Minoritätsladungsträger und nur in deutlich geringerer Konzentration vorhanden. Anhand dieser Unterteilung wird zwischen zwei Möglichkeiten unterschieden.

n-Dotierung Bei der n-Dotierung werden im vierwertigen Siliziumgitter, fünfwertige Elektronen-Donatoren (zum Beispiel Arsen oder Phosphor) eingesetzt. Diese besitzen ein zusätzliches Valenzelektron, das nicht für die Gitterbindungen benötigt wird. Im Vergleich zu den kovalent gebundenen Elektronen ist kaum Energie nötig, um diese in das Leitungsband zu heben. Beim Anlegen einer Spannung stehen diese Elektronen als quasifreie negative Ladungsträger zur Verfügung, wobei an der Stelle des Donators eine ortsfeste positive Ladung zurückbleibt. Im Bändermodell äußert sich die n-Dotierung durch eine Verschiebung der Fermi-Energie an die Unterkante des Leitungsbands.

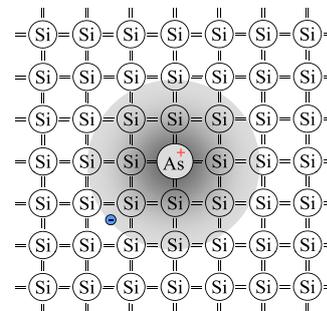


Abbildung 4.2:
n-Dotierung [8]

p-Dotierung Bei der p-Dotierung werden dreiwertige Elektronen-Akzeptoren (beispielsweise Bor) verwendet, welchen ein Valenzelektron fehlt, um die Gitterbindungen einzugehen. Die entstandenen Löcher haben dabei nur ein leicht höheres Energieniveau als die Elektronen des Valenzband, können also mit geringem Energieaufwand von solchen besetzt werden. Hierbei werden quasifreie positive Ladungsträger bereitgestellt, die beim Anlegen einer Spannung durch das dotierte Material wandern können. Analog zur n-Dotierung entstehen an der Position der Fremdatome ortsfeste negative Ladungen und das Fermi-Niveau wird an die Oberkante des Valenzbands verschoben [8].

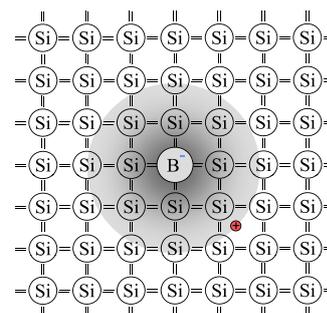


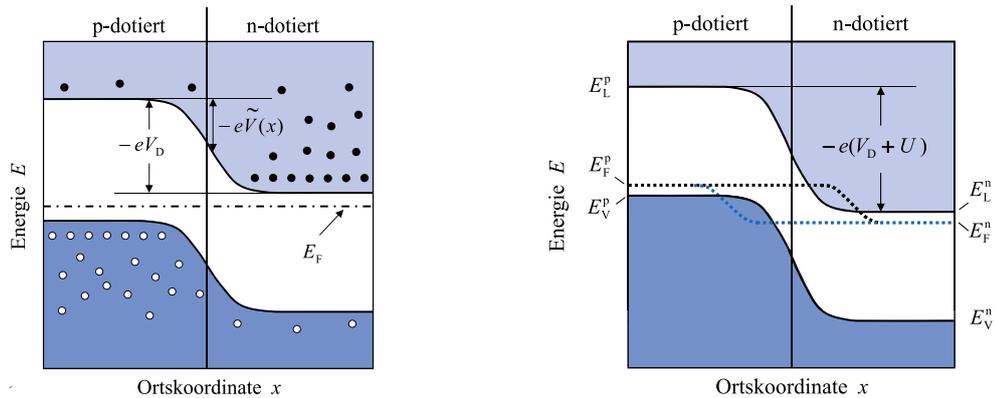
Abbildung 4.3:
p-Dotierung [8]

4.2 Der pn-Übergang

In einer Diode werden ein n-dotierter und ein p-dotierter Halbleiter in Kontakt gebracht. Dabei bildet sich ein sogenannter pn-Übergang aus. Der Konzentrationsgradient aus überschüssigen und entgegengesetzt geladenen Ladungsträger im n- und p-Halbleiter erzeugt einen Diffusionsstrom im Grenzbereich. Die resultierende Diffusionsspannung V_D (4.1) ist abhängig von der Temperatur T , der Dichte der Akzeptor- (n_A) und Donatoratome (n_D) und der intrinsischen Ladungsträgerdichte n_i :

$$V_D = k_B T \ln \left(\frac{n_D n_A}{n_i^2} \right) \quad (4.1)$$

Freie Elektronen aus der n-Schicht diffundieren in den p-dotierten Bereich und besetzen die freien Löcher. Der entstandene Bereich wird als Verarmungszone bezeichnet, da keine freien Ladungsträger mehr zur Verfügung stehen. Die ortsfesten Ladungen werden nicht mehr von den



(a) pn-Übergang im Gleichgewicht [8]

(b) pn-Übergang in Sperrrichtung [8]

Abbildung 4.4: pn-Übergang ohne und mit extern angelegter Spannung

diffundierten Ladungsträgern kompensiert, sodass sich eine Raumladungszone ausbildet. Diese ist dem Diffusionsgradienten entgegengesetzt, verursacht einen umgekehrten Driftstrom und begrenzt somit die Ausbreitung der Verarmungszone. Es bildet sich ein Gleichgewichtszustand aus, in dem sich Drift- und Diffusionsstrom gegenseitig kompensieren. Abbildung 4.4a veranschaulicht diesen Zustand im Bändermodell. Die Fermi-Niveaus beider Kristalle gleichen sich aneinander an, was zu einer Krümmung der Energiebänder im Übergangsbereich führt. Der Gleichgewichtszustand kann durch eine von außen angelegte elektrische Spannung beeinflusst werden. Die Breite d der Sperrschicht ergibt sich bei einer angelegten externen Spannung V_{ext} aus der Gleichung (4.2).

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon_r\epsilon_0(V_D - V_{ext})}{e} \frac{n_A + n_D}{n_A n_D}} \quad (4.2)$$

Für externe Spannungen $V_{ext} < 0$ wird die Diffusionsspannung verstärkt und somit die Verarmungszone vergrößert, wie in Abbildung 4.4b zu sehen ist. In der Sperrschicht sind kaum freie Ladungsträger vorhanden, weshalb diese einen hohen Widerstand besitzt. Der resultierende Stromfluss in einer Diode ist in der Kennlinie in Abbildung 4.5 dargestellte. In

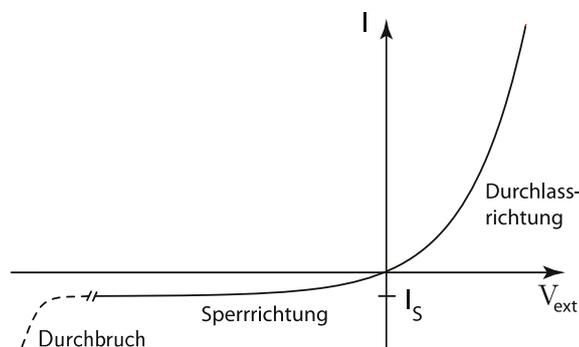


Abbildung 4.5: Diodenkennlinie

Sperrrichtung findet nur ein sehr schwacher Feldstrom I_S statt, der auf der thermischen Erzeugung von Minoritätsladungsträger beruht. Der Verlauf der Kennlinie (s. Gleichung (4.3)) ergibt sich aus dem exponentiellen Anstieg der Ladungsträgerkonzentration mit der extern angelegten Spannung [8].

$$I = I_S \left(e^{eV_{ext}/kT} - 1 \right) \quad (4.3)$$

4.3 Ladungssammlung

In Kapitel 3 wurde der genaue Vorgang der Energiedeposition von geladenen Teilchen und Photonen beim Durchdringen von Materie beschrieben. In Halbleitermaterialien führt dies zur Ionisation des Mediums und somit zur Bildung von Elektronen-Loch-Paare. Findet dieser Prozess innerhalb der Verarmungszone statt, werden die Ladungen durch das elektrische Feld getrennt und driften zu den Elektroden. Die Ladungssammlung ist ebenfalls durch Diffusion möglich wobei diese auf Grund der vergleichbar geringen Geschwindigkeit vernachlässigt werden kann. Die Geschwindigkeit des Ladungsdrifts, ergibt sich aus dem Drude-Modell und ist Abhängigkeit von der Ladungsträgerbeweglichkeit μ und Größe des elektrischen Feldes:

$$\mathbf{v}_D = \mu \times \mathbf{E}, \quad (4.4)$$

Die maximale Zeit, welche die Ladungsträger benötigen, um die Elektrode zu erreichen, ergibt sich aus der Breite der Verarmungszone unter Annahme einer konstanten Geschwindigkeit:

$$t = \frac{d}{v_D}. \quad (4.5)$$

4.4 Der MOSFET

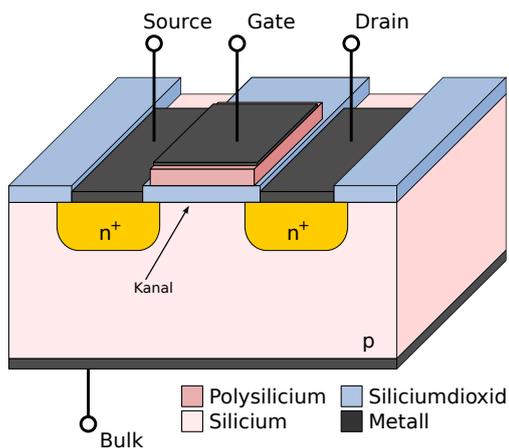
Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (**MOSFET**, metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) sind grundlegenden Bausteine der modernen Elektronik. Sie gehört zu den Feldeffekttransistoren und dienen wie diese als spannungsgesteuerte Widerstände. Neben den üblichen Gate, Drain und Source Anschlüssen besitzen sie zusätzlich einen Anschluss am Substrat (Bulk) und ein isoliertes Gate. Vereinfacht wird die Spannung zwischen Gate und Source verwendet, um den Stromfluss von Drain nach Source zu beeinflussen.

Hierzu werden zum Beispiel für ein n-Typen, wie in Abbildung 4.6a dargestellt, zwei stark n-dotierte Bereiche in ein schwach p-dotiertes Substrate implantiert. Diese dienen als Elektroden. Auf der Oberfläche dazwischen wird das Gate als eine Metallschicht, isoliert durch eine Oxidschicht, aufgetragen. Dieses hat zusammen mit dem Substrat die Funktionsweise eines Kondensators, sodass eine am Gate angelegte positive Spannung (U_{GS}) ein elektrisches Feld im Substrat erzeugt. Dieses Feld verursacht eine Wanderung der Minoritätsladungsträger (Elektronen) an die Grenzschicht und dort eine Rekombination mit den Majoritätsträger (Defektelektronen) des Substrats. Unterhalb einer Schwellenspannung (U_{TH}) verursacht dies die Ausbildung einer nicht leitenden Verarmungszone. Oberhalb dieser kritischen Spannung ($U_{GS} > U_{TH}$) stehen nicht mehr genug Löcher zur Rekombination zur Verfügung, sodass die Konzentration an freien

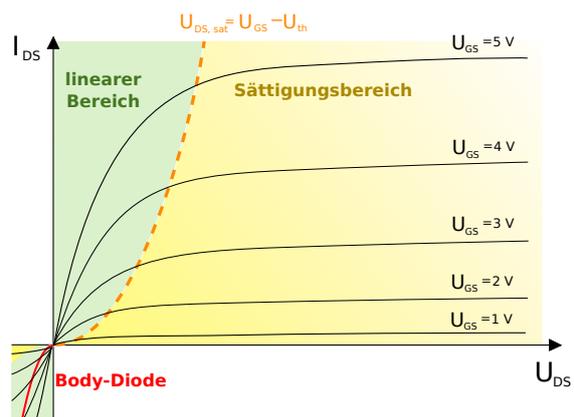
Minoritätsträger ansteigt. Dieser als "Inversion" bezeichnete Zustand ermöglicht einen Stromfluss (I_{DS}) entlang einem Kanal zwischen der Source und Drain Elektrode.

Da ein Stromfluss unterhalb der Threshold Spannung (Sperrbereich), bis auf einen schwachen Leckstrom, nicht stattfinden kann, eignet sich dieses Bauteil als An/Aus-Schalter. Der Stromfluss oberhalb des Thresholds ist in der Kennlinie in Abbildung 4.6b für verschiedene Gate-Source-Spannungen dargestellt. Bis zu einer Sättigungsspannung ($U_{DS,sat}$) zwischen Source und Drain, steigt der Strom linear an. Darüber ist der Stromfluss unabhängig von der Spannung und kann alleine durch das Potential am Gate gesteuert werden.

Es wird zwischen zwei Grundtypen unterschieden, einem p-leitenden PMOS und dem n-leitenden NMOS von denen jeweils zwei weitere Typen, dem Verarmungstyp und dem Anreicherungstyp existieren. Bei der gemeinsamen Verwendung von n- und p-Typ in integrierten Schaltkreisen spricht man von Complementary MOS (CMOS) [10].



(a) Darstellung eines n-Typ MOSFET Transistors



(b) Kennlinie eines MOSFET Transistors

Abbildung 4.6: Skizze und Kennlinie eines n-Typ MOSFET

5 Pixel Sensoren

Silizium Pixelsensoren sind zur Detektion geladener Teilchen in modernen Experimenten der Teilchenphysik (wie bei ATLAS, CMS und ALICE am LHC) unerlässlich. Eine hohe Auflösung bei der Spurfindung der Teilchen (Tracking) erfordert das Aufteilen der Halbleitersensoren in mehrere Pixel. Die konventionelle Methode, wie sie beispielsweise im Inner Tracker des ATLAS Experiments zum Einsatz kommt, ist der Einsatz hybrider Pixelsensoren.

5.1 Hybride Sensoren

Hybride Pixelsensoren bestehen aus zwei Einheiten, einer Matrix aus Siliziumdetektoren und einem ebenfalls in Pixeln unterteilten ASIC-Auslesechip (Anwendungsspezifische integrierte Schaltung). Dies werden separat gefertigt und nachträglich mittels der Flip-Chip-Montage (Bump-Bonding) verbunden. Dabei handelt es sich um eine aufwendige Methode, um Lötkontakte zwischen den zwei Teilen herzustellen.

Diese Methode ist gut erforscht und ermöglicht es die Pixelschicht sehr fein zu segmentieren und bei der Detektion eine gute Zeitauflösung zu erreichen. Außerdem sind die Sensoren sehr strahlenhart.

Der komplizierte Aufbau bringt allerdings einige Nachteile mit sich. Zum einen sind Bump-Bonds sehr aufwendig und teuer in der Herstellung und beim Einsatz in einigen Experimenten aufgrund des hohen Materialeinsatzes ungeeignet.

5.2 Monolithische Aktive Pixelsensoren

Monolithische Aktive Pixelsensoren (MAPS) verfolgen einen anderen Ansatz, indem diese den Sensor und die gesamte Ausleselektronik auf einem Chip integrieren. Dazu kommt die kommerziell verfügbare CMOS-Technik zum Einsatz, welche es erlaubt, die Kosten stark zu reduzieren. Der Sensor besteht größtenteils aus einem stark p-dotierten Substrat, das eine schwach dotierte epitaxial-Schicht einschließt. Das p-Substrat dient als Potentialbarriere und kann größtenteils abgetragen werden, was sehr dünne Sensoren ermöglicht. In der Epi-Schicht ist die gesamte Elektronik implementiert, sowie die n-Wanne der Elektrode. Die Verarmungszone ist allerdings schwach ausgeprägt, wodurch die Ladungssammlung im Sensor hauptsächlich mittels Diffusion stattfindet. Dieser Vorgang ist langsam und liefert im Vergleich zum Ladungsdrift kleinere Signale, allerdings unter deutlich geringerem Leistungsverbrauch.

5.3 Monolithisch aktive Hochspannungs-Pixelsensoren

Das Einführen von Ladungssammlung via Drift wird durch monolithisch aktive Hochspannungs-Pixelsensoren (HV-MAPS) [11] ermöglicht. Das Konzept ist in Abbildung 5.1 veranschaulicht. Hierzu wird die gesamte Elektrode auf eine tiefe n-Wanne ausgeweitet, welche ebenfalls die Pixelelektronik enthält. NMOS Transistoren werden zusätzlich in flachen p-Wannen von der Elektrode entkoppelt. Diese Methode erlaubt den Einsatz von hohen Sperrspannungen an der Diode um eine große Verarmungszone zu erzeugen. Das p-Substrat jenseits der Verarmungszone wird ebenfalls nicht benötigt, was es erlaubt den ganzen Sensor auf $50\ \mu\text{m}$ zu dünnen.

Der Drift ermöglicht eine sehr schnelle Ladungssammlung, wodurch eine deutlich bessere Zeitauflösung, die zum Teil auch den hybriden Pixelsensoren überlegen ist, erreicht werden kann. Die zusätzlich hohe Strahlenhärte bietet ein ideales Einsatzgebiet in allen Detektoren, die präzise Orts- und Zeitauflösung bei gleichzeitig hohen Ereignisraten benötigen.

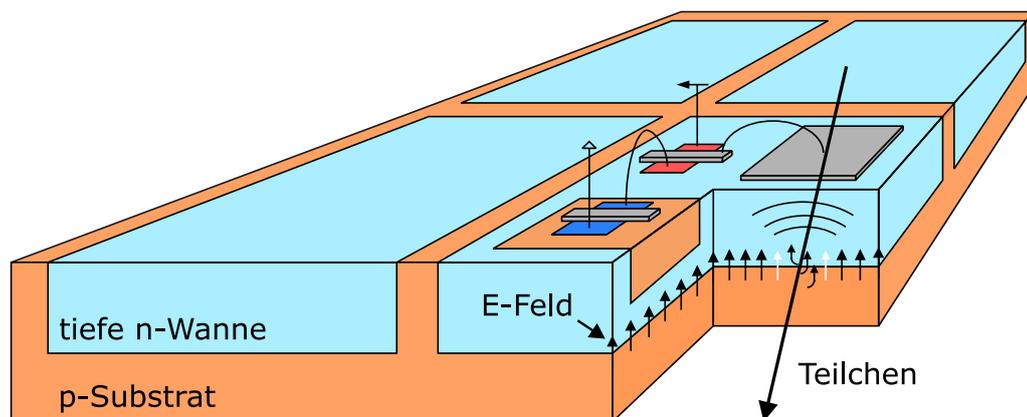


Abbildung 5.1: Skizze eines HVMAPS [11] (bearbeitet)

Teil II

Aufbau

6 ATLASPix3

HV-MAPS werden als MuPix-Sensoren ursprünglich für das Mu3e-Experiment entwickelt, dessen Anforderungen eines geringen Materialbudgets konventionelle Techniken, wie hybride Pixelsensoren, nicht genügen. In zahlreichen weiteren in der Entwicklung befindlichen Tracking-Detektoren bieten sich HV-MAPS als kostengünstigere Alternative an. Der ATLASPix Sensor wurde ursprünglich als Prototyp für das Upgrade des ATLAS Inner Tracker (ATLAS ITk), im Zuge der erhöhten Luminosität des HL-LHC, entwickelt. Ziel war es die Kriterien für die äußeren Pixellagen des ATLAS ITk zu erfüllen. In der Ausführung eines CMOS-Vierfachmoduls, könnten dieser die zuvor verwendeten hybriden Sensoren ersetzen.

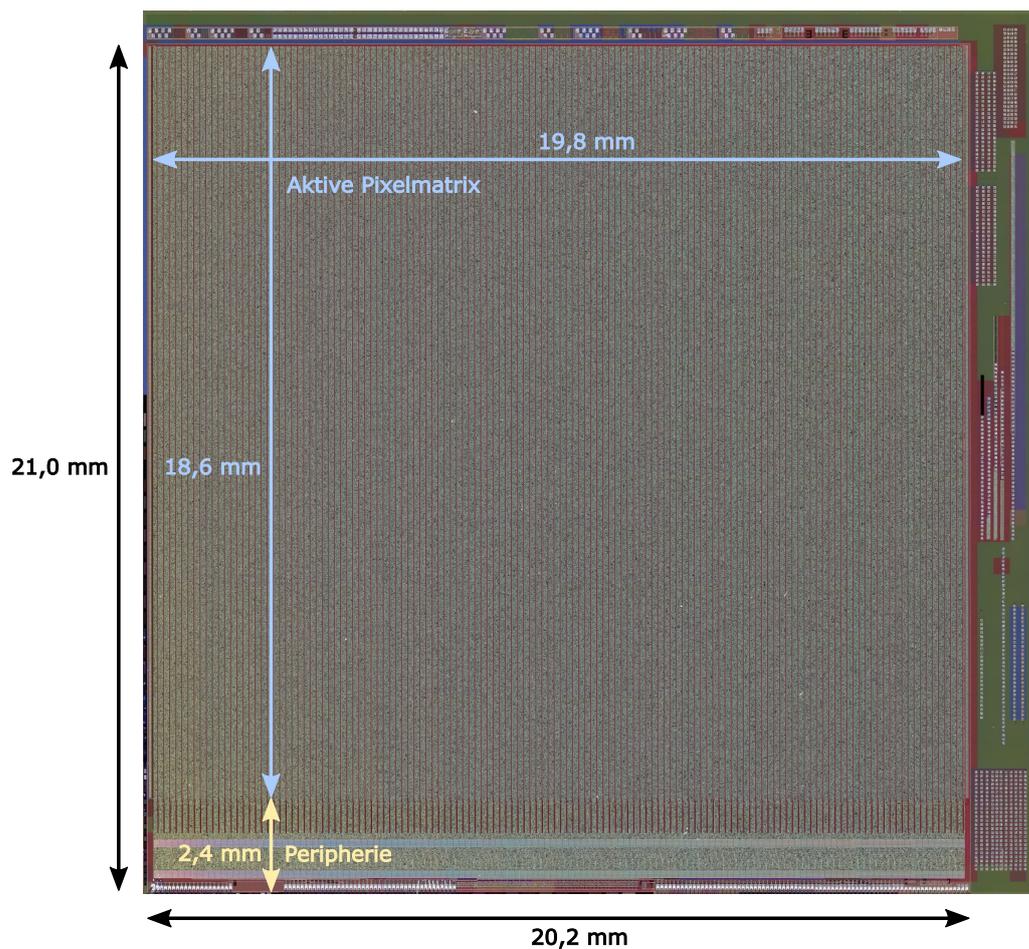


Abbildung 6.1: Aufnahme des ATLASPix3 Sensors von oben [12]

6.1 Chip Design

ATLASPix3 ist der Nachfolger des ATLASPix1 und wird im TSI 180 nm Prozess hergestellt. Eine Photographie des Sensors ist in Abbildung 6.1 zu sehen. Der Sensor füllt eine Fläche von:

$$A_{\text{Sensor}} = 20,2 \times 21,0 \text{ mm}^2 = 4,242 \text{ cm}^2, \quad (6.1)$$

aus. In Abbildung 6.2 ist eine Übersicht der Aulesestruktur des Sensors dargestellt. Der Sensor besteht übergeordnet aus zwei Bereichen, der Pixelmatrix, mit den einzelnen Pixel Zellen, und der Peripherie, die zum einen ebenfalls in Pixel unterteilt ist und einen separaten Ausleseschaltkreis (Readout) enthält [13].

Die Pixelmatrix besteht aus 132 Spalten mit je 372 Pixeln. Ein Pixel hat eine Abmessung von $150 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$ in der Breite und Höhe. Der sensitive Teil des Sensors hat somit eine Fläche von:

$$A_{\text{Pixelmatrix}} = (132 \times 372) \cdot (150 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}) \approx 3,68 \text{ cm}^2 \quad (6.2)$$

und somit eine Abdeckung von etwa 87 % des gesamten Chips. Ein Pixel enthält neben der Sensor Diode unter anderem einen ladungssensitiven Verstärker (CSA, charge sensitive amplifier), einen Source-Folger (SF, source follower) und einen Komparator.

Jedem Pixel ist eine Zelle in der Peripherie zugeordnet, die insbesondere die Aufgabe von Hit-Zwischenspeicher (Hit-Buffer) erfüllen. Diese Pixel haben eine Größe von $75 \times 15,15 \mu\text{m}^2$ und sind in Doppelspalten mit je 40 Pixelpaaren angeordnet. Die eingenommene Fläche ist somit:

$$A_{\text{Peripherie}} = (132 \times 372) \cdot (75 \mu\text{m} \times 15,15 \mu\text{m}) \approx 0,558 \text{ cm}^2 \quad (6.3)$$

Die Aufgabe der Pixelelektronik ist die Erkennung und Verarbeitung von Hitsignalen. Die Hitinformationen, also Zeitstempel (Timestamp) und Pixeladresse werden in der Peripherie generiert. Hierzu kommt der auf dem Sensor integrierte Zustandsautomat (State Maschine) zum Einsatz. Diese verwendet einen Regelkreis aus einer Phasenregelschleife (PLL, phase-locked-loop), bestehend aus einem spannungsgetriebenen Oszillator (VCO, voltage controlled oscillator), um einen Taktgeber (clock) von 625 MHz zu betreiben. Die Clock ermöglicht es die Timestamps zu generieren und den betreibt den seriellen Readout [13].

Digital-Analog-Wandler (DAC, digital-to-analog converter) werden verwendet, um in den Pixel-Zellen und der Peripherie Spannungen zu erzeugen und damit einzelne Komponenten zu steuern.

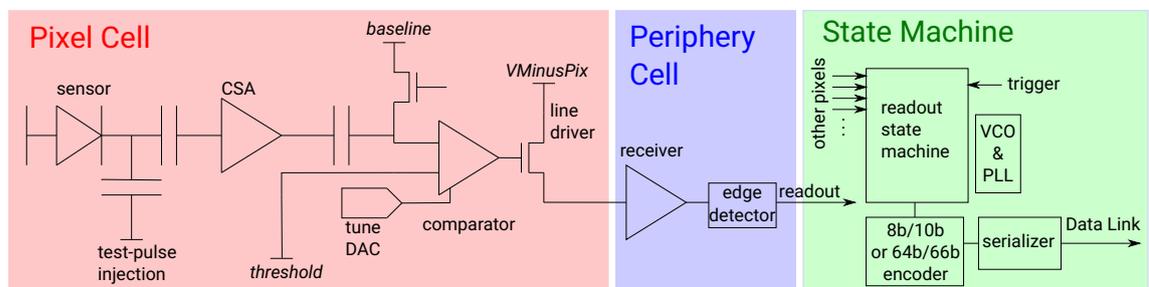


Abbildung 6.2: Konzept des ATLASPix3 Chip Designs

6.1.1 Pixel Zelle

In Abbildung 6.3 ist eine schematische Zeichnung der Pixelelektronik zu finden. Die Schaltkreise sind in der tiefen n-Wanne des Pixels eingebettet ("floating logic"), sodass diese unbeeinflusst von der angelegten Hochspannung ist. Die Potentiale (VSSA, VDDA und GNDA), zur Versorgung der Schaltkreise in den Pixeln, werden extern bereit gestellt.

Ein Teilchen, welches das Pixel durchquert erzeugt freie Ladungen in der Verarmungszone. Diese driften zur Elektrode und laden dadurch die Rückkopplungskapazität (C_{fb}) auf. Das Signal trifft von dort auf den Ladungsverstärker (CSA), der Abhängig von der Ladung eine Spannung erzeugt. Über einen Widerstand (R_{fb}) wird der Fluss einer Stromquelle zwischen Ausgang und Eingang des Verstärkers gesteuert, um den Abfall des Signals zu erreichen. Ein Source-Follower wird verwendet, um die Rückkopplung zu stabilisieren. Vor dem Komparator wird das Signal an die Baseline (BL_{Pix}) gekoppelt, um die Gleichspannungskomponente zu entfernen. Durch den vorgeschalteten Widerstand wird zusätzlich die Funktionsweise eines Hochpassfilters erreicht. Der Komparator diskriminiert das eintreffende Signal mit dem vorgegebenen Schwellenwert (Threshold), TH_{Pix} und erzeugt daraus ein, bis auf die Länge, normiertes Rechtecksignal. Das Ausgangssignal wird mittels eines Leitungs-Treibers in die Peripherie-Zelle weitergeleitet. Das extern bereitgestellte $V_{MinusPix}$ dient als Grundlevel des übertragenen Signals.

Zu Testzwecken ist nach dem Ausgang des Verstärkers ein weiterer, durch V_{PFoll} gesteuerter, Source-Follower vorhanden. Dieser stellt den Verstärker Ausgang (AmpOut) zur Verfügung und erlaubt somit die Untersuchung des analogen Signals innerhalb der Signalverarbeitung. Dieser zusätzliche Ausgang ist allerdings nur an den Pixeln der untersten Reihe integriert.

Mithilfe der sogenannten Injektion können auch künstliche Signale erzeugt werden. Hierzu wird die Kapazität C_{inj} mit einer externen Spannung aufgeladen, welche nach Abbruch der Spannung Ladung direkt in die n-Wanne des Pixels entlässt. Diese Funktion ist in jedem Pixel enthalten. Die Verknüpfung von Spalten und Reihen Registern erlaubt es an deren Schnittstellen die Injektion in beliebigen einzelnen und auch Muster von mehreren Pixeln zu aktivieren.

Es werden eine Vielzahl von Biasspannungen verwendet, um die oben aufgelisteten Komponenten der Elektronik zu steuern. Diese sind inklusive ihrer groben Funktionsweise in Tabelle 6.1

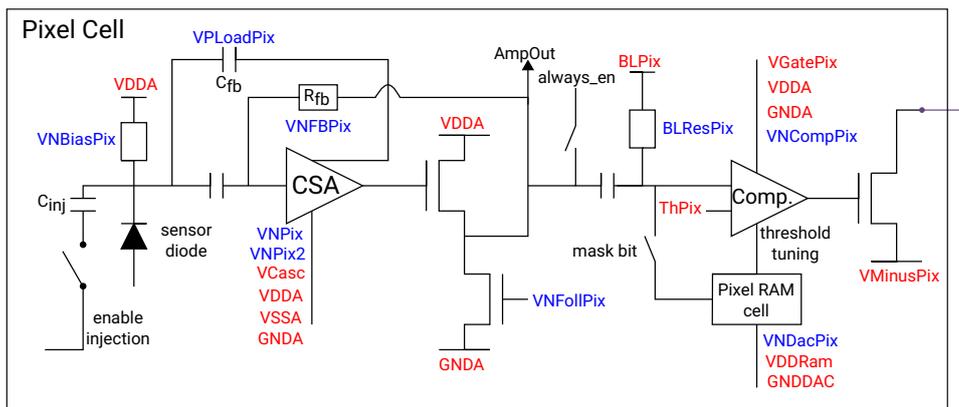


Abbildung 6.3: Skizze der ATLASPix3 Pixel Zelle. DACs in blau und Spannungen in rot

aufgelistet. Im Gegensatz zu früheren Sensoren werden auch die Baseline und der Threshold nicht auf dem Motherboard erzeugt, sondern mittels der sensorseitigen VDACs (chip voltage DACs) *BLPix* und *THPix* geregelt. Diese verwenden VDDA als obere Referenzspannung, woraus sich deren Operationsbereich ergibt.

Zusätzlich besteht die Möglichkeit einzelne Pixel separat voneinander einzustellen (Tuning) oder vollständig auszuschalten (maskieren). Der hierzu vorhandene 4 bit Tune DAC (TDAC) ermöglicht es den Threshold des Pixels anzupassen.

Biasspannung	Ursprung	Funktion
<i>VNPix</i>	DAC	Stromfluss im Verstärker
<i>VPLoadPix</i>	DAC	Rückkopplungskapazität und Last des Verstärkers
<i>VNFBPix</i>	DAC	lineare Rückkopplung des Verstärkers
<i>VNFollPix</i>	DAC	Source-Follower stabilisiert Rückkopplung
<i>VPFoll</i>	DAC	AmpOut Testausgang
<i>BLPix</i>	Intern	Baseline Spannung im Komparator
<i>BLResPix</i>	DAC	Widerstand der Baseline Wiederherstellung
<i>THPix</i>	Intern	Schwellenwert des Komparators
<i>VGatePix</i>	Extern	Gate der Transistoren im Komparator
<i>VNCompPix</i>	DAC	Stromfluss im Komparator
<i>VMinus</i>	Extern	Grundlevel des Treibers in die Peripherie

Tabelle 6.1: Biasspannungen in der Pixelzelle

6.1.2 Peripherie Zelle

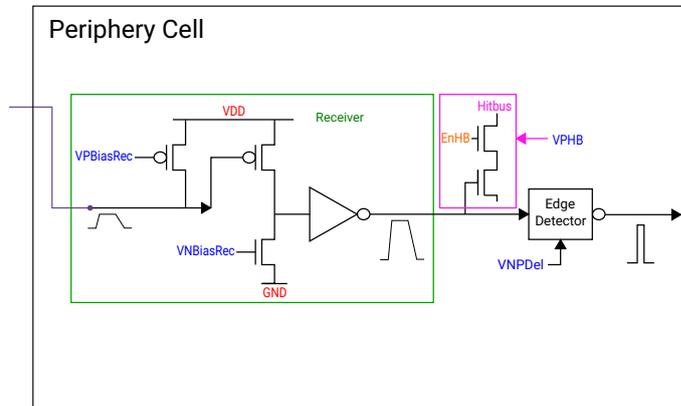


Abbildung 6.4: Skizze der ATLASPix3 Peripherie Zelle

Das aus dem Pixel kommende Signal des Leitungstreibers wird in der Peripherie von einem Empfänger (Receiver) in eine CMOS Amplitude (GND zu VDD) konvertiert. Der Receiver besteht aus einem PMOS und einem NMOS Transistor, welche entsprechend von den DACs $VPBiasRec$ und $VNBiasRec$ gesteuert werden. Diese sind Bestandteil des Line Drivers, dessen Funktionsweise in Abbildung 6.5 genauer ersichtlich wird. Wird ein Signal vom Komparator registriert, wird die Spannung am Ausgang des Komparators von der Baseline des Line Drivers ($VMinusPix$) über den Threshold angehoben. Dies schaltet den Transistor des Line Drivers durch, sodass ein Strom I_D zur Peripherie fließen kann. Dieser wird mittels $PNBiasRec$ von dem PMOS Transistor in der Peripherie reguliert. Der Strom verursacht einen Abfall der Leitungsspannung V_D , auf dessen Grundlevel:

$$V_D \approx VDD - VMinusPix. \quad (6.4)$$

Dieser Spannungsabfall kann mithilfe des NMOS Transistors (gesteuert durch $VNBiasRec$) detektiert und in einen Puls konvertiert werden [14].

Zu Testzwecken ist wie in der Pixelzelle direkt nach dem Receiver ein Source Follower integriert, welchen das Signal als sogenannten Hitbus an einen Testausgang weiterleitet. Dieser wird über den DAC $VPHB$ gesteuert. Der Ausgang kann nur Reihenweise für eine komplette Spalte festgelegt werden. Die wichtigen Biasspannungen sind in Tabelle 6.2 aufgelistet.

Im Flankendetektor (Edge Detector) wird zum eintreffenden Signal ein digitales kurzes Rechtecksignal mit zeitgleichen ansteigenden Flanken generiert. Diese werden daraufhin von der State Maschine verarbeitet. Für jedes Signal werden die Spalten- und Reihen-Adresse des Pixels abgespeichert, sowie die Zeitpunkte (Timestamps) der Ansteigenden (TS1) und Abfallenden Flanke (TS2) des Komparator-Signals. Beide Timestamps werden mithilfe der gleichen Base-Clock der State Maschine in 8 ns Schritten erzeugt. Für den Speicher der Timestamps stehen im Falle von TS1 10 bit und TS2 7 bit zur Verfügung. Mithilfe der Clock-Teiler DACs $ckdivend$ für TS1 und $ckdivend2$ für TS2 lässt sich die Auflösung beider Timestamps reduzieren, indem eine gewisse Anzahl an Clock-Zyklen übersprungen werden. Für TS1 sollte dies vermieden werden, da die

Zeitauflösung beeinträchtigt wird. Im Falle von TS2 ermöglicht es aber größere Bereiche abzudecken, was bei langen Signalen notwendig ist.

Die Zeit oberhalb des Thresholds (T_{oT} , Time over Threshold beschreibt die Länge eines Signals und ist somit aus der Differenz von TS2 und TS1 geben. Falls Clock-Teiler verwendet werden, muss die Berechnung entsprechend (6.5) angepasst werden:

$$T_{oT} = TS2(1 + ckdivend) - TS2(1 + ckdivend2) \quad (6.5)$$

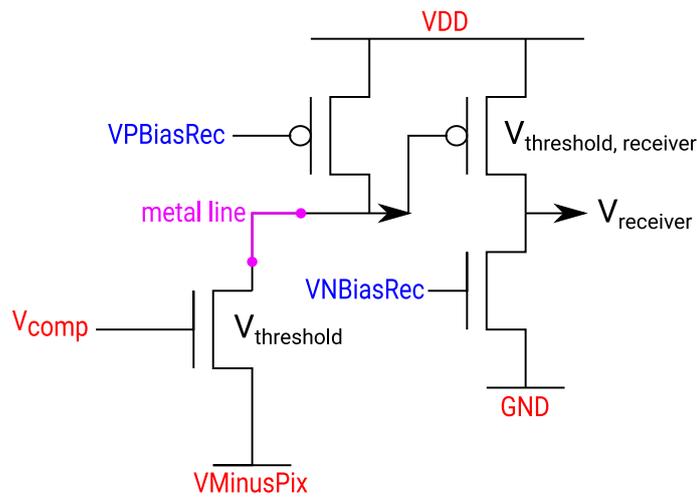


Abbildung 6.5: Skizze des Line Drivers [14]

Biasspannung	Ursprung	Funktion
$VPBiasRec$	DAC	Eingangsspannung des Empfängers (PMOS)
$VNBiasRec$	DAC	Eingangsspannung des Empfängers (NMOS)
$VPHB$	DAC	Source-Follower des Hitbus Ausgang

Tabelle 6.2: Biasspannungen in der Peripherie Zelle

6.2 Signalformung

Da in dieser Arbeit explizit die einzelnen Pulsformen untersucht werden, wird in diesem Abschnitt darauf eingegangen, wie diese entstehen.

Injektion Signale werden mittels einer Injektionsspannung, welche eine Kapazität im Pixel auflädt, erzeugt. Die Entladung der Kapazität erzeugt einen Stromfluss von Elektronen in die tiefe n-Wanne des Pixels. So wird die Ladung, welche bei der Ionisation durch ein Teilchen entsteht nachempfunden. Direkt gemessen werden kann diese Ladung allerdings nicht, sondern nur die Injektionsspannung. Der zeitliche Verlauf ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Entscheidend ist die abfallende Flanke der Spannung, welche den Elektronenfluss erzeugt. Die ansteigende Flanke ist nicht von Bedeutung, kann allerdings die Pulsform beeinflussen (s. Kapitel 9).

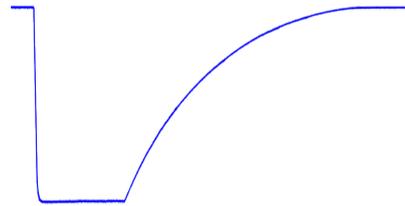


Abbildung 6.6: Zeitlicher Verlauf der Injektionsspannung

AmpOut Das auf dem CSA eintreffende Signal entspricht in etwa einem rechteckigen Puls. Der CSA setzt sich vereinfacht aus einem Hoch- und einem Tiefpass zusammen. Die Faltung des Rechteckpulses mit der Signalmodulation des Hoch- und Tiefpasses unter Beteiligung des linearen Feedbacks ergibt annäherungsweise einen abgerundeten Dreieckspuls mit einer ansteigenden und abfallenden Flanke entsprechend Abbildung 6.7. Eine genaue Ausführung der Berechnung sind in [15] zu finden. Zusammen mit der Höhe, also der Amplitude, kann der Pulse anhand diesen Parametern untersucht werden. Die Vermessung kann am AmpOut Ausgang vorgenommen werden.



Abbildung 6.7: Zeitlicher Verlauf des AmpOut Pulses

Hitbus Im Komparator wird das Ausgangssignal des Verstärkers an einem Threshold diskriminiert. In der Peripherie wird am Empfänger ein normiertes rechteckiges Signal mit sehr steilen Flanken, wie in Abbildung 6.8, erzeugt. Dieses Signal erreicht danach den Hitbus Ausgang.

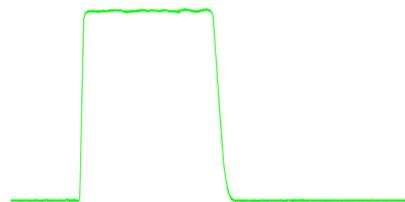


Abbildung 6.8: Zeitlicher Verlauf des Hitbus Pulses

7 Aufbau

7.1 Messaufbau

Der Messaufbau besteht aus einem sogenannten "Single Setup", bei dem lediglich ein einzelner Sensor untersucht werden soll. Das Herzstück ist der ATLASPix3 Sensor, der fest mit einer einsetzbaren Platine (**Insert PCB**, insertable printed circuit board) verbunden, auf der Hauptplatine (Motherboard PCB) angeschlossen ist. Über das PCB erfolgt die Spannungsversorgung mittels zweier Netzteile, sowie das Konfigurieren und Auslesen des Sensors. Hierbei werden ein *HAMEG HMP4040* [16] und ein *Keithley 2611B* [17] verwendet.

Zum Auslesen ist zum einen das DAQ-System [19, 18] (data acquisition) verantwortlich, das aus einem Computer mit entsprechender Software und einem FPGA besteht. Die überwiegende Datenaufnahme findet aber mittels eines Oszilloskops statt, das analoge Signale von den Testpunkten des Inserts abtastet.

Im folgenden Abschnitt werden die einzelnen Bestandteile des Messaufbaus sowie der Datenerhebung erklärt. Hierzu ist der gesamte Aufbau in Abbildung 7.1 dargestellt und das Motherboard mit Insert PCB separat in 7.2, wobei die einzelnen Komponenten farblich markiert sind und im folgenden Text erklärt werden.

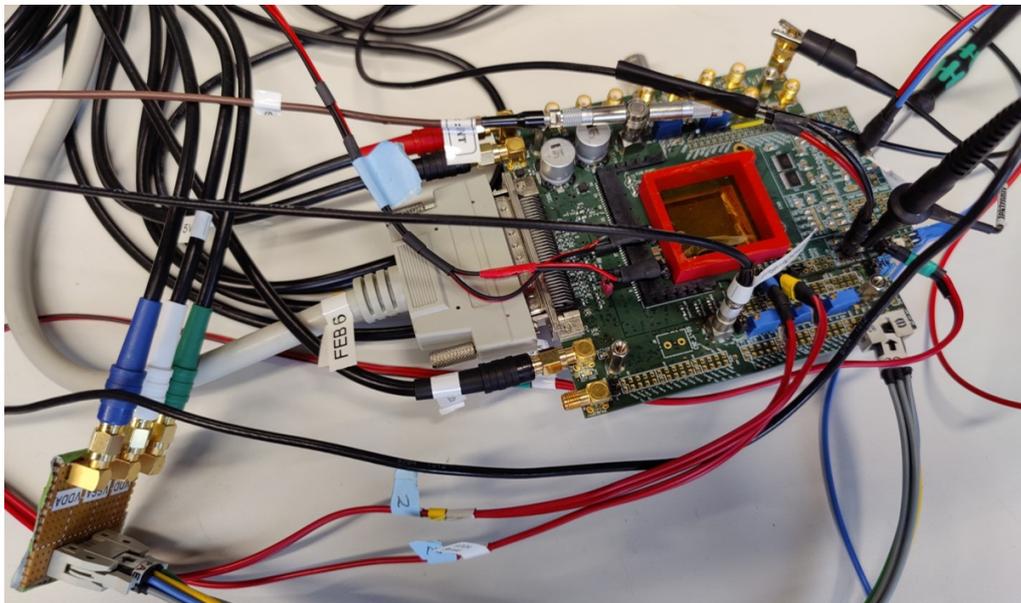


Abbildung 7.1: Charakterisierungsaufbau

7.1.1 Motherboard PCB

Um den Betrieb der Sensoren flexibel zu gestalten und systematische Fehlerquellen bei einem neuen Aufbau zu reduzieren, werden diese nicht direkt auf die Hauptplatine befestigt, sondern auf einer weiteren separaten Insert Platine (in weiß). An dessen Oberseite wird es über den "Edge Connector" mit den Motherboard verbunden. Dies ermöglicht die bessere Wiederverwendbarkeit des Sensors. Außerdem können so verschiedene Sensoren mit dem gleichen Aufbau untersucht werden, da zum Wechseln des Sensors lediglich den Austausch des Inserts nötig ist. Aufgabe der Hauptplatine ist, neben der Verbindung mit dem DAQ Computer, die Kontrolle aller externen Biasspannungen.

Über den rot markierten SMA Konnektor ist die Hochspannung angeschlossen. Die Stromversorgung erfolgt ebenso über zwei Konnektoren (schwarz), welche die 5 V Spannungen LVDS und die Low-Voltage bereit stellen. Mittels Spannungsteilern werden diese zu den Versorgungsspannungen des Sensors herunterregelt. Die dunkelgrün markierten Potentiometern ermöglichen es die Versorgungsspannungen VDDA und VDD per Hand einzustellen. VSSA ist hingegen über einen internen Spannungsteiler auf 1,0 V festgesetzt. Insbesondere für VSSA wird aber eine bessere Kontrolle benötigt, da die Messungen meist auf einer Spannung 1,2 V durchgeführt wurden.

Aus diesem Grund können die Spannungen des Motherboard's überbrückt und über den blau markierten Konnektor extern direkt am PCB zur Verfügung gestellt werden. Bei der externen Spannungsversorgung treten insbesondere auf dem Motherboard und dem Insert Spannungsabfälle auf, welche zu Verschiebungen der Spannungspegeln am Sensor im Vergleich zur Stromversorgung führen. Diesbezüglich erlaubt die Verwendung der SENSE-Funktion des HAMEG's [16] die durch Zuleitungswiderstände verursachten Spannungsgefälle bis hin zu den Testpunkten (pink) auf dem Insert zu kompensieren. Hierzu passt die Stromversorgung die erzeugten Spannungen an, um diese auf dem Insert konstant zu halten. Einige DACs werden ebenfalls durch die Änderung des Stromflusses beeinflusst. Aus diesem Grund werden die Biasspannungen *BLPix*, *THPix*, *VMinusPix* und *VGatePix* konstant gemessen und die DACs wenn nötig angepasst. Hierzu wird ein Arduino Uno [20] Setup mit zwei 16 Bit Analog/Digital-Wandlern mit integriertem Verstärker (ADS1115 [21]) verwendet, um die Spannungen zu messen. Als weiterer Vorteil erlaubt die externe Lösung die Beobachtung der Stromflüsse auf den Versorgungsspannungen und so die Bestimmung der Leistungsaufnahme der Teilkomponenten des Sensors.

Auf dem Motherboard PCB stehen zahlreiche Testpunkte zur Verfügung, um das Injektionssignal (gelb), den AmpOut (hellgrün) und den Hitbus (orange) abzugreifen. Die Verbindung des PCBs zum DAQ-System ist über den in violett markierten SCSI-3 (small computer system interface III) Konnektor realisiert.

7.1.2 Insert

Das Insert ist der Sensor-spezifische Teil des Aufbaus. Der Sensor ist mithilfe von Pad-Bonds fest mit dieser Platine verbunden. Das Insert stellt die Ausgänge des Sensors über eine Vielzahl an Testpunkten für Messungen zur Verfügung. So können die nötigen Versorgungs-, sowie Biasspannungen gemessen werden. An der oberen Seite befindet sich der Anschluss zum "Edge Connector" auf dem Motherboard, welcher die Schnittstelle zur Hauptplatine darstellt. Des Weiteren beinhaltet das Insert einige Filterelemente in Form von Kapazitäten, welche an die Erdung koppeln. Der Sensor wird mittels eines 3D-gedruckten, mit Kapton[®]-Folie abgedeckten Rahmens gegen äußere Einflüsse und mechanische Beschädigungen geschützt.

7.1.3 DAQ

FPGA Die Verbindung des PCB's zum DAQ-Computer erfolgt über ein *Stratix IV* FPGA (field programmable gate array) [22], welches den ersten Schritt in der Verarbeitung der eintreffenden Daten übernimmt, bevor diese auf die DAQ-Software treffen. Hierbei handelt es sich um einen integrierten Schaltkreis, der mit logischen Schaltungen programmiert werden kann. Es stellt darüber hinaus eine veränderbare Referenzfrequenz von 125 MHz bereit. Zur Verbindung des Setups ist eine Adapterkarte nötig, welche das SCSI-3 Kabel auf die **HSMC** (high speed mezzanine card) Steckplätze des FPGA's weiterleitet.

Teil III

Messungen

8 Messmethoden

8.1 Durchführung

Die Charakterisierung beschreibt die allgemeine Untersuchung der Performance des ATLASPix3 Sensors in Abhängigkeit der DACs, welche einzelne Komponenten der Schaltkreise steuern. Es werden hierzu überwiegend Vermessungen der analogen Signale von Testausgängen aus dem Labor herangezogen. Zusätzlich werden Effizienz-Werte sowie die durch Rauschen verursachten Signale (Noise-Rate) aus den Ergebnissen der Teststrahl Kampagne (Testbeam campaign) vom Juli/August 2020 am PSI (Paul Scherrer Institut) verwendet.

Labormessungen Im Labor sind unter anderem Messungen zur Analyse der einzelnen Testausgänge des Sensors möglich. Die Signale werden mithilfe eines *Tektronix DPO7254C* Oszilloskop [23] untersucht und vermessen. Dazu wird die Injektion mittels eines LEMO®-Splitters und Kabels vom Motherboard PCB, der AmpOut mit einer passiven *Tektronix B6139B* Messsonde [24] vom Testpunkt auf dem Insert und der Testausgang des Hitbus auf dem Motherboard PCB, ebenfalls mit einem LEMO®-Kabel, abgegriffen. Um einen Stromfluss in das Oszilloskop zu verhindern wird für den AmpOut und die Injektion eine $1\text{ M}\Omega$ Terminierung verwendet. Der AmpOut Testausgang benötigt einen weiteren $1\text{ k}\Omega$ Widerstand auf dem Insert. Für den Hitbus wird die Termination auf $50\ \Omega$ gesetzt.

Um hochfrequentes Rauschen herauszufiltern, welches ansonsten die Messung das Signal beeinträchtigen würde, wird die Bandbreite des Oszilloskops auf 20 MHz begrenzt. Die Abtastrate des Oszilloskops ist auf $10,0\text{ GS/s}$ mit 100 ps/pt gesetzt, sodass die Geschwindigkeit der Datennahme nicht beeinträchtigt wird. Um den statistischen Fehler hinreichend klein auf unter 2 % zu reduzieren werden mindestens 2500 Messpunkte pro Einstellung genommen.

Für einzelne Messungen wird jeweils vom den gleichen Standard DAC-Einstellungen ausgegangen. Dazu muss zur Vereinfachung angenommen werden, dass der Einfluss von DACs unabhängig von den Werten anderer DACs ist. In der Diskussion in Kapitel 14 wird die Angemessenheit dieser Vereinfachung basierend auf den Messungen abgeschätzt. Außerdem wurde, um die Vergleichbarkeit der Messungen untereinander zu wahren, ein identisches Setup für alle Messungen beibehalten. Hierbei wurde das Motherboard PCB mit der Kennung 242-3-16 und das Insert mit dem Sensor der Kennung 315-1-1 [25] verwendet.

Falls nicht anders angegeben, wurde immer das Pixel (0/0) in der linken unteren Ecke der Pixelmatrix für die Messungen verwendet. Die Messbereiche wurden anhand der stabilen Funktionsweise des Sensors ausgewählt. Soweit möglich betrifft dies den gesamten Bereich der untersuchten DACs.

Testbeam Einfache Messungen im Labor ermöglichen keine Aussage über die Effizienz des Sensors. In einer Testbeam Kampagne werden geladene, hochenergetische Teilchen verwendet um korrelierte Signale in mehreren Sensorlagen hintereinander zu erzeugen. Dieser Aufbau wird

als Teleskop bezeichnet, wobei die zweite Lage, das zu testende Gerät (**DUT**, **device under test**), charakterisiert wird. Zur Bestimmung von Effizienz- und Noise-Werten werden die Anzahl an gesamten Signalen (Hits) auf der DUT mit den, zu Teilchenspuren (Tracks) des Teleskops assoziierten, Hits verglichen. Die nicht zuordbaren Signale werden als Rauschen gewertet, wobei die zu Tracks fehlende Hits die Effizienz reduzieren. In der Masterarbeit [26] und den ELOG-Einträgen des Testbeams [27, 28], wird der genaue Aufbau, die Durchführung sowie die Auswertung der Messungen des Testbeams beschrieben.

Der bei den Labor-Studien verwendete ATLASPix3 Sensor wurde bei späterer Verwendung allerdings beschädigt, sodass beim Testbeam ein anderer Sensor, der Kennnummer 135-1-3 [25], als DUT verwendet werden musste. Die Lagen des restlichen Teleskops waren mit MuPix10 Sensoren [29] besetzt.

Hier ist es wichtig anzumerken, dass die Messwerte unter leicht veränderten Standard DACs (Appendix A) genommen wurden. Außerdem ermöglichen bzw. erfordern unterschiedliche DAC-Einstellungen häufig eine Anpassung des Thresholds, um eine stabile Funktionsweise des Sensors zu erreichen. Das liegt daran, dass sich das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (Noise-over-Signal-Ratio) verändern kann. Tritt eine stark erhöhte Noise-Rate bei mehreren Pixeln (Hot Pixel) auf, kann dies die Auslesbarkeit des Sensors beeinträchtigen. Auf diese Weise wird durch die Reduzierung des Threshold für einen Messpunkt häufig eine Verbesserung der Effizienz erreicht, auch wenn das Beibehalten des gleichen Thresholds ansonsten zu einer Verschlechterung führen würde. Die in dieser Arbeit verwendeten Messungen wurden alle bei einem konstanten Threshold von 100 mV durchgeführt, um die Vergleichbarkeit mit den Labormessungen zu garantieren. Die Ergebnisse für Effizienz und Noise-Raten bei dem minimalen Threshold sind wiederum in [26] zu finden.

Die Testbeam-Kampagne wurden in der PiM1-Area des Paul-Scherrer-Instituts (PSI) durchgeführt. An dieser Strahllinie (Beamline) wird ein Target mit beschleunigten Protonen beschossen. Die restliche Beamline fokussiert vor allem die dabei entstehenden Pionen zu einem Strahl mit einem Durchmesser von mehreren cm. Die benötigten Dipol- und Quadrupolmagnete wurden so konfiguriert, um positive geladene Pionen mit einem Impulse von $350 \text{ MeV } c^{-1}$ zu erhalten, den Anteil der im Strahl enthaltenen Protonen zu minimieren und den Impuls der Teilchen möglichst parallel auszurichten. Aufgrund der vergleichsweise niedrigen Energie der Teilchen sind diese besonders anfällig für Coulomb Vielfachstreuung im Detektormaterial.

Betrieb des Sensors ATLASPix3 Sensoren, inklusive der im Labor und dem Testbeam verwendeten, zeigen eine starke Abhängigkeit von Lichteinstrahlung auf die Oberfläche der Pixelmatrix und der Peripherie. Der Stromfluss auf den Versorgungsspannungen wird durch zusätzlichen Lichteinfall in der Größenordnung von $\mathcal{O}(\text{mA})$ erhöht. Insbesondere der Stromfluss auf der HV-Spannungen ist starken Schwankungen unterlegen, die nur schlecht kontrolliert werden können. Im Normalbetrieb schwankt der Stromfluss zwischen $1 \mu\text{A}$ und $3 \mu\text{A}$. Bei direkter Bestrahlung mit Licht erhöht sich dieser um teilweise $6 \mu\text{A}$. Aus Sicherheitsgründen ist der Stromfluss auf $10 \mu\text{A}$ begrenzt, sodass der Sensor nicht beschädigt werden kann. Ein ähnliches Verhalten ist auch in Abhängigkeit von der Temperatur zu sehen. Ein längerer Betrieb des Sensors führt meist zu einem Anstieg des Stromflusses auf der HV. Dieser kann mittels erhöhter Luftzirkulation reduziert werden. Um den Einfluss äußerer Bedingungen zu minimieren wurden die Umweltbedingungen möglichst konstant gehalten. Zum einen wurde die Raumtem-

peratur mittels Klimatisierung auf Raumtemperatur geregelt. Die äußere Lichteinwirkung wurde unterdrückt und durch eine gleichmäßige künstliche Beleuchtung ersetzt. Zusätzlich wurde der Sensor mit lichtundurchlässigem Klebeband abgedeckt. Hierbei sind Messungen, die mit einer radioaktiven Quelle durchgeführt wurden allerdings ausgenommen.

Darstellung Die Messergebnisse werden jeweils in mehrachsigen Diagrammen dargestellt. Um die Messgrößen auseinanderhalten zu können, ist die Achse jeweils in der selben Farbe markiert, wie die Messwerte, die darauf bezogen sind. Falls mehr als eine Größe die gleiche Achse verwendet, ist die Achse schwarz gefärbt. In jeder Messungen gibt es einen Standard Wert, der auch in allen restlichen Messungen zum Einsatz kam. Dieser ist jeweils mit einem grauen Balken im Diagramm gekennzeichnet. Um den Zusammenhang und Verlauf von Messwerten besser erkennen zu können sind diese mit gestrichelten Linien verbunden. Diese repräsentieren aber nicht den eigentlichen Verlauf der Messwerte. Im deb Diagrammen sind die Anstiegs- und Abfallrate jeweils mit Anstieg und Abfall abgekürzt. Falls sich eine Messung auf einen DAC-Wert bezieht, sind diese mit zwei x-Achsen dargestellt. In diesem Fall zeigt die obere den dezimalen DAC-Wert und die untere den zugehörigen hexadezimalen Wert. Im Text werden aber grundsätzlich Dezimalwerte verwendet.

8.2 Messgrößen

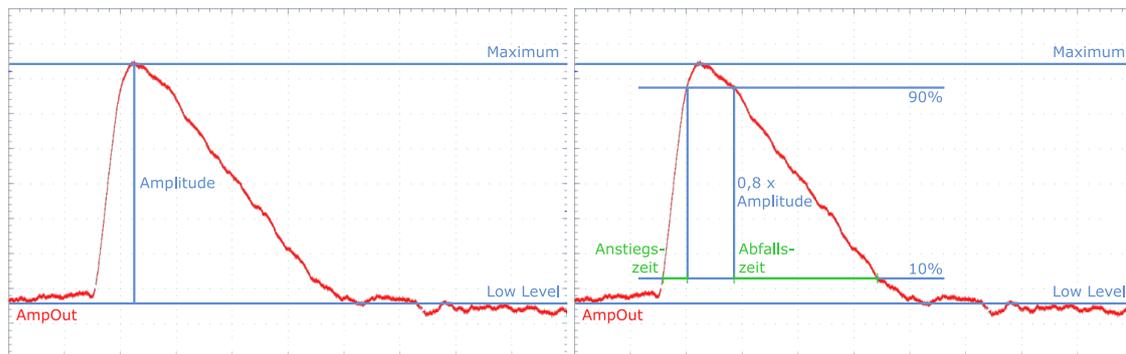
8.2.1 AmpOut

Zur Charakterisierung des analogen Schaltkreises wird die Pulsform des Verstärker-Ausgangs (AmpOut) verwendet. Ein signifikanter Pulsparameter ist vor allem die Amplitude des Signals, da diese eng mit der Effizienz zusammenhängt. Die Amplitude beschreibt dabei die Spannungsdifferenz des Maximums und der Baseline des Pulses. Eine größere Amplitude ermöglicht eine einfachere Unterscheidung von Rauschen durch die Verwendung höherer Thresholds. Ebenso entscheidend, ist dessen Auswirkung auf die Zeitauflösung, da ein größeres Signal schneller ansteigt und somit den Threshold eher überschreitet. Genauere Aussage über das Ansteigen und Abfallen des Signals treffen dabei die Anstiegsgeschwindigkeit der steigenden und fallenden Flanken.

Zur genauen Berechnung der Amplitude muss ein mögliche Unterschwingung nach dem Abfallen des Signals und die Fluktuation der Baseline auf Grund von Rauschen beachtet werden. Deshalb wird anstatt des Minimums des Signals das Low Level verwendet, welche die eben genannten Einflüsse kompensiert, indem das Mittel der Baseline verwendet wird. Zur Berechnung der Amplitude wird der Durchschnitt aller Einzelwerte verwendet (8.1):

$$\text{Amplitude}_{\text{AmpOut}} [\text{mV}] = \text{Maximum} - \text{Low Level} \quad (8.1)$$

Für die Anstiegsgeschwindigkeit werden die Spannungslevel bei 10 % und 90 % der Referenzspannungen verwendet, was 80 % der Differenz entspricht. Hierzu muss ebenfalls das Low Level verwendet werden, um oben genannte Effekte zu kompensieren. Das Maximum wird allerdings gegen das High Level ersetzt, das abweichende Ergebnisse liefern kann. Der limitierende Faktor ist, dass die Anstiegszeiten und entsprechend die Abfallzeiten entweder zwischen High und Low



(a) Amplitude des AmpOuts

(b) Anstiegs- und Abfallzeit des AmpOuts

Abbildung 8.1: Pulsparameter des AmpOuts

Level oder Maximum und Minimum bestimmt werden können. Für Zeit- und Spannungsdifferenzen müssen natürlich identische Spannungslevel verwendet werden. Die Bestimmung des High Levels ist bei stärkerem Rauschen allerdings sehr ungenau, was teilweise zu einer starken Verringerung dieses Pegels und damit der Spannungsdifferenz führen kann. Um den Fehler auf diesen Messungen zu verringern, muss anders, als bei der Amplitude, die Rechnung für jeden einzelnen Messpunkt durchgeführt werden, anstatt dem Mittelwert aller Messpunkte zu verwenden. Die Standardabweichung des Mittelwerts ist so bis um ein dreifaches geringer.

Die Anstiegs- und Abfallgeschwindigkeit wird aus 80 % der Differenz von High Level und Low Level durch die Anstiegs- bzw. Abfallzeit, also der Dauer zwischen dem Überschreiten der Spannungslevel, berechnet (8.2). Die genaue Bestimmung der Spannungspegel ist in Abbildung 8.1 dargestellt.

$$\text{Anstieg/Abfall}_{\text{AmpOut}} \left[\frac{\text{mV}}{\text{ns}} \right] = 0.8 \times \frac{\text{High Level} - \text{Low Level}}{\text{Anstiegs-/Abfallzeit}} \quad (8.2)$$

8.2.2 Hitbus

Der Hitbus wird auf sehr ähnliche Weise vermessen. Da es sich hierbei um ein digitalisiert und normiertes Signal handelt, ist die Amplitude meist kein aussagekräftiger Messparameter mehr. Sie wird hauptsächlich dazu verwendet, die Steigung der Flanken zu bestimmen. Im Gegensatz zum AmpOut, tritt hier nur sehr wenig Rauschen und keine Unterschwingung auf. Für diese Messungen können also die zuverlässigere Bestimmung des Maximums und Minimums verwendet werden. Die Rechnungen (8.3) & (8.4) werden analog zum AmpOut durchgeführt.

$$\text{Amplitude}_{\text{Hitbus}} [\text{mV}] = \text{Maximum} - \text{Minimum} \quad (8.3)$$

$$\text{Anstieg/Abfall}_{\text{Hitbus}} \left[\frac{\text{mV}}{\text{ns}} \right] = 0.8 \times \frac{\text{Amplitude}}{\text{Anstiegs-/Abfallzeit}} \quad (8.4)$$

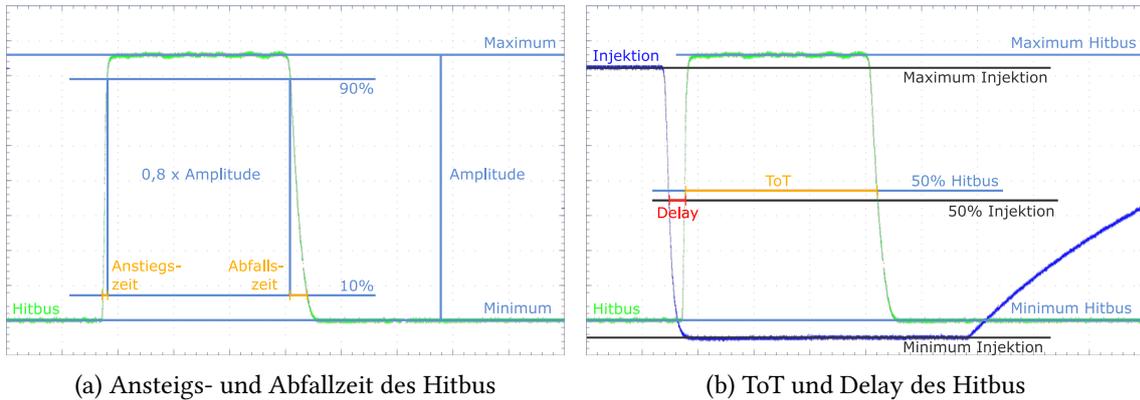


Abbildung 8.2: Pulsparameter des Hitbus

Darüber hinaus wird am Hitbus zum einen die Zeit, in der sich das Signal oberhalb des Schwellenwerts befindet (ToT, time over threshold) gemessen. Ebenso von Interesse ist die Verzögerung zur Ladungsträgerentladung im Pixel (Delay), in diesem Fall also die Zeitdifferenz zum Injektionssignal. In beiden Fällen wird zur Bestimmung des Start und Endpunktes die Überschreitung von 50 % der Spannungsdifferenz zwischen Minimum und Maximum verwendet. In den zugehörigen Gleichungen (8.5) und (8.6) ist die ansteigende Flanke mit \uparrow und die abfallende mit \downarrow gekennzeichnet.

$$\text{ToT}_{\text{Hitbus}} [\text{ns}] = \text{Hitbus}_{\downarrow,50\%} - \text{Hitbus}_{\uparrow,50\%} \quad (8.5)$$

$$\text{Delay}_{\text{Hitbus}} [\text{ns}] = \text{Hitbus}_{\uparrow,50\%} - \text{Injektion}_{\downarrow,50\%} \quad (8.6)$$

8.2.3 Leistungsverbrauch

Parallel zu allen Messungen wird ebenfalls der Leistungsverbrauch protokolliert. Insbesondere DACs, welche den Stromfluss zum Verstärker und Komparator regulieren, haben darauf einen großen Einfluss. Dieser muss zum Beispiel beim Entwerfen einer hinreichenden Kühlungslösung berücksichtigt werden. Dazu wird der Stromfluss auf den drei Versorgungsspannungen VSSA = 1,2 V, VDDA = 1,8 V und VDD = 1,8 V gemessen. VSSA und VDDA dienen dabei als Versorgungsspannungen für den analogen Teil, welcher in der aktiven Pixelmatrix auf jedem einzelnen Pixel integriert ist. VDD betreibt hingegen die Schaltkreise am Komparator und die digitalen Schaltkreise in der Peripherie. Um die Vergleichbarkeit mit anderen Sensoren verschiedener Größe zu ermöglichen, ist es sinnvoll die Leistung anhand der ausschlaggebenden Fläche zu normalisieren. Im Falle von VSSA und VDDA ist das die Fläche der aktiven Pixelmatrix, entsprechend den Formeln (8.7) & (8.8):

$$P_{VSSA} \left[\frac{\text{mW}}{\text{cm}^2} \right] = \frac{U_{VSSA} \cdot I_{VSSA}}{A_{\text{Aktive Pixelmatrix}}} \quad (8.7)$$

$$P_{VDDA} \left[\frac{\text{mW}}{\text{cm}^2} \right] = \frac{U_{VDDA} \cdot I_{VDDA}}{A_{\text{Aktive Pixelmatrix}}} \quad (8.8)$$

VDD lässt sich dagegen nicht gut auf eine Fläche normieren. Zwar betreibt VDD den Teil der Peripherie, der in einzelne Pixel unterteilt ist und mit der Fläche der Peripherie skalieren würde, aber auch die State Maschine, die unabhängig von der Fläche des Sensors ist. Die genaue Aufspaltung wurde hier nicht näher untersucht. Allerdings verursacht die State Maschine bei ATLASPix1 [14] einen Großteil des Leistungsverbrauch im Vergleich zu den Peripherie Zellen. Die Messungen der Stromstärken der Vorspannung wurden mittels der Anzeige des HAMEG HMP4040 durchgeführt. Da die Sense-Kabel direkt mit dem Insert verbunden sind, bezieht sich diese Rechnung nur auf den Verbrauch nach den Testpunkten auf dem Insert und umgeht den Spannungsabfall, der davor im Setup auftritt. Als Fehler auf die Messwerte wurde jeweils die Größte Abweichung vom Mittelwert verwendet.

Bei den standardmäßigen DACs, die als Ausgangspunkt für jede Messung verwendet werden, beträgt die Leistungsaufnahme pro Spannung:

	Strom [mA]	Leistung [mW]	Leistung/Fläche [mW/cm ²]
VSSA	141,90 ± 0,20	170,28 ± 0,24	46,24 ± 0,07
VDDA	194,00 ± 0,20	349,2 ± 0,4	94,82 ± 0,10
VDD	62,0 ± 0,3	111,6 ± 0,5	

Tabelle 8.1: Leistungsverbrauch bei Standard DACs. Die auf die Fläche normierten Werte sind nur Näherungen.

Und auf den gesamten Sensor bezogen:

$$P_{\text{total}} \approx (631,1 \pm 0,7) \text{ mW} \quad (8.9)$$

$$P_{\text{total / Fläche}} \approx (148,77 \pm 0,17) \text{ mW/cm}^2 \quad (8.10)$$

8.2.4 Effizienz und Noise-Rate

Die Effizienzen und Noise-Raten wurden auf die gleiche Weise, wie in [26] bestimmt. Da es sich allerdings um andere Daten handelt und die Analyse selbst durchgeführt wurde, wird der Vorgang hier ebenfalls kurz erklärt, die Funktionsweise der verwendeten Software aber ausgelassen. Effizienzen, sowie Noise-Raten werden aus den Tracking-Informationen des Teleskops gewonnen. Die im Teststrahl vorhandenen hochenergetischen Teilchen erzeugen korrelierte Hits in den hintereinander aufgestellten Sensorlagen. Die Teleskop-Lagen 0, 2 und 3 werden für das Tracking benutzt. Anhand ausgewählter zeitlicher und räumlicher Suchbereiche¹, werden die Hits möglichen geraden Tracks zugeordnet. Anschließend wird eine softwareseitige Ausrichtung der Lagen

¹ $\chi^2_{\text{cut}} = 10$, $\text{timeCut}_{\text{track}} = 80 \text{ ns}$, $\text{matching}_{\text{radius}} = 300 \mu\text{m}$, $\text{matching}_{\text{time}} = 120 \text{ ns}$

durchgeführt, um die Residuen, also die Abstände der Hits von den Tracks, zu minimieren. Den gefundenen Tracks werden Hits der DUT Lage 1 zugeordnet, welche daraufhin auf die gleiche Weise, wie die Referenzlagen ausgerichtet wird. Hierbei ist es wichtig, das die DUT nicht für die Bestimmung der Tracks verwendet wird, da sich die Größe der Residuen direkt auf die Effizienz des Sensors auswirkt. Hier wird zwischen den "unbiased" Residuen der Referenzlagen und "biased" Residuen der DUT unterschieden.

In diesem Zustand können die Tracks für Analysezwecke verwendet werden. Dazu wird die Anzahl der Tracks gezählt, denen ein Hit auf der DUT zugeordnet werden kann. Der Quotient mit der Gesamtzahl an Tracks definiert die Effizienz (8.11). Diese wird für jeden Pixel der DUT separat bestimmt.

$$\text{Effizienz} = \frac{\#(\text{Tracks mit assoziierten Hits})}{\#(\text{Tracks mit und ohne assoziierten Hits})} \quad (8.11)$$

Um die Effizienz des ganzen Sensors zu bestimmen werden die Effizienzen der einzelnen Pixel in einer Verteilung dargestellt. Hierbei werden die äußeren 3 Pixel an den Rändern der Pixelmatrix weggelassen, da hier auftretende Randeffekte, wie die Streuung der Teilchen weg von den Teleskoplagen, den Effizienz-Wert des Sensors negativ beeinflussen. Da die einzelnen Effizienz-Werte nach oben hin auf 1 beschränkt sind, ergibt sich eine Binomialverteilung, deren Erwartungswert die Gesamteffizienz darstellt. Die Noise-Rate ergibt sich aus der Anzahl der nicht zuordbaren Hits durch die Gesamtanzahl der Hits pro Pixel der DUT-Lage (8.12).

$$\text{Noise} = \frac{\#(\text{nicht assoziierte Hits})}{\#(\text{alle Hits})} \quad (8.12)$$

Hierbei ist zu beachten, dass diese Noise-Rate neben den eigentlich, durch Rauschen verursachten, unkorrelierten Fehlsignalen auch weitere Anteile enthält, die aus dem Tracking resultieren. So erhalten Teilchen, welche aus dem Teleskop gestreut werden und nicht in allen Referenzlagen einen Hit erzeugen, keinen zugehörigen Track. Diese werden aus diesem Grund zur Noise-Rate gezählt. Ebenso führen nicht registrierte Hits in den Referenzlagen zu fehlenden Tracks, was ebenso die Noise-Rate erhöht.

8.3 Signalquellen

Zur Erzeugung von Signalen in der Pixelmatrix des Sensors werden zwei unterschiedliche Quellen verwendet werden. Zum einen ein radioaktives Eisen-55 Isotop, zum anderen eine künstlich erzeugte Ladungs-Injektion im Pixel.

8.3.1 Eisen-55 Isotop

Eisen-55 zerfällt durch Elektroneneinfang zu Mangan-55 mit einer Halbwertszeit von 2,737 Jahren. Die Fehlstelle in der K-Schale wird darauf durch ein Elektron einer höherer Schale besetzt. Mit einer Wahrscheinlichkeit von 60 % wird die Energie durch ein emittiertes Auger Elektron mit 5,19 keV freigesetzt. Die Wahrscheinlichkeit, dass diese das Eisen-55 verlässt ist aber sehr gering, weshalb dieser Anteil zum Spektrum vernachlässigt werden kann. Sichtbar sind stattdessen vor allem Röntgenstrahlen des K-Übergangs, welche mit einer Wahrscheinlichkeit von 16,2 % eine Energie von 5,898 75 keV beim $K_{\alpha 1}$ Übergang und mit 8,2 % 5,887 65 keV

im $K_{\alpha 2}$ Übergang freisetzen. Zu den verbleibenden Möglichkeiten zählt der $K_{\beta 1}$ Übergang mit 6,490 45 keV und weitere kleinere Übergänge. Das sichtbare Spektrum ist auf Grund des geringen Unterschieds der K_{α} -Übergänge durch recht monoenergetische Photonen bei 5,9 keV charakterisiert [30].

Eisen-55 lässt sich somit sehr gut als unverfälschte Signalquelle einsetzen, die nicht abhängig von der Position des untersuchten Pixels, etc. ist. Nachteile der Eisen-Quelle sind die vergleichsweise kleinen Signale und die starke Streuung der erzeugten Ladungsträgerverteilungen in der Verarmungszone. Ebenso ist es nicht möglich die erzeugten Signale auf einzelne Pixel zu beschränken. Aus diesem Grund ist die Verwendung der Eisen-Quelle zur Hitbus Charakterisierung nicht möglich.

8.3.2 Injektion

Als Alternative zur Eisen-Quelle werden für fast alle Charakterisierungsmessungen künstlich erzeugte Injektionssignale verwendet. Hierbei wird mittels einer externen Spannung eine Kapazität aufgeladen, welche Ladungsträger direkt in die n-Schicht des ausgewählten Pixels entlässt. Aus diese Weise kann ein sehr gleichförmiges, einstellbares Signal erzeugt werden welches außerdem ideal dafür ist, die Messungen schnell mit ausreichend hoher Statistik durchzuführen.

9 Charakterisierung der Injektion

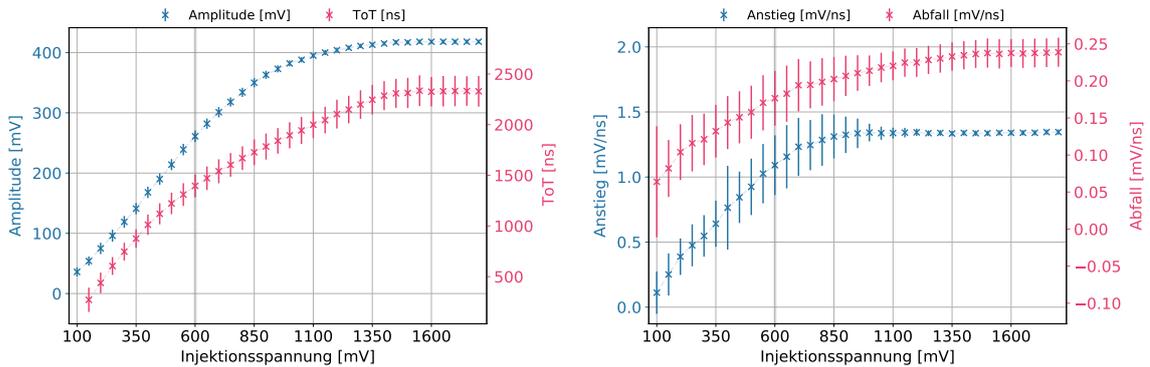
Die Injektion wird für fast alle Labormessungen verwendet, da hiermit ein stark modifizierbares Signal erzeugt werden kann. Die veränderbaren Parameter sind die Amplitude, die Wiederholungsrate und die Dauer eines Signals. Ladungen können dabei in beliebige Pixel in der Pixelmatrix injiziert werden.

9.1 Parameter Abhängigkeit

Amplitude Die Amplitude der Injektion kann, begrenzt durch VDDA, in einem Bereich von 0 V bis 1,8 V gesetzt werden. Damit lässt sich die Größe der Ladungsdeposition in der n-Wanne beeinflussen. Die Amplitude, die Anstieg- und Abfallraten des AmpOuts, sowie die ToT des Hitbus sind in Abbildung 9.1 in Abhängigkeit von der Amplitude der Injektion dargestellt.

Da der Verstärker ladungssensitiv ist, erhält man für Injektionsspannungen zwischen 100 mV und etwa 800 mV einen linearen Anstieg der Amplitude des verstärkten Signals. Ab Spannungen größer als 900 mV flacht die Kurve ab und saturiert oberhalb von 1300 mV, da das Ende des Operationsbereichs des Verstärkers erreicht ist. Die maximale AmpOut Amplitude ist etwa 420 mV. Im Vergleich zu anderen Messungen wurde hier ein niedriger Threshold von 80 mV gewählt, um stabile Messungen der ToT für niedrige Injektionsspannungen zu erhalten. Erst unter einer Spannung von 150 mV ist das Signal zu klein, um den Schwellenwert zuverlässig zu überschreiten. Die restlichen Graphen haben ein identisches Verhalten, wobei die Anstiegsrate schneller saturiert, während die ToT und die Abfallrate später in Sättigung gehen.

Für alle subsequenten Messungen wurde eine Injektionsspannung von 600 mV ausgewählt. Auf diese Weise erhält man recht große AmpOut Amplituden von 260 mV, wodurch ein ausreichend hoher Threshold von 100 mV gewählt werden kann, um falsche Signale aufgrund von Rauschen zu vermeiden. Ebenso wird ein möglichst großer Abstand zum Sättigungswert von 420 mV erreicht, sodass zukünftige Messungen nicht durch den eingeschränkten Operationsbereich des Verstärkers beeinflusst werden.



(a) AmpOut Amplitude und Hitbus ToT gegen die Injektionsspannung

(b) AmpOut Anstieg- und Abfallrate gegen die Injektionsspannung

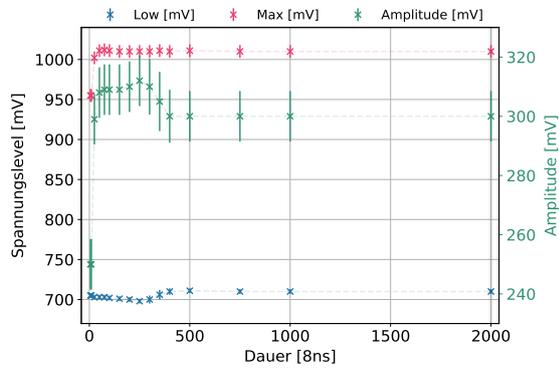
Abbildung 9.1: AmpOut Pulseparameter gegen die Injektionsspannung

Frequenz Die Frequenz der Injektion gibt die Wiederholungsrate des Injektionssignals an. Dabei ist zum einen die Totzeit des Pixels, wie auch die des Oszilloskops zu beachten. Als Parameter wurde 200 Hz gewählt, da dies schneller als die Abtastrate des Oszilloskop ist, die Signale im Pixel aber nicht interferieren.

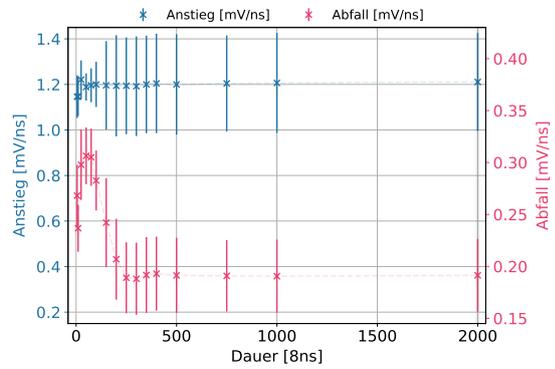
Dauer Die Dauer der Injektion, entspricht in etwa dem Zeitraum, in dem die Injektionsspannung aufrecht erhalten wird. Der Einfluss auf den AmpOut Pulses durch die Injektionsdauer ist in Abbildung 9.2 dargestellt. Unterhalb von $500 \times 8\text{ns}$ weisen alle Parameter Variationen auf, bleiben oberhalb aber konstant. Zwei beispielhafte, über mehrere Messpunkte gemittelte Oszilloskop Aufnahmen sind in Abbildung 9.3 zu sehen. Für sehr kleine Dauern unter $20 \times 8\text{ns}$ bricht insbesondere die Amplitude ein, da die Kapazität nicht vollständig aufgeladen werden kann, bevor die Spannung abfällt. Im Bereich bis $500 \times 8\text{ns}$ überlappen die abfallende Flanken der Injektion und des AmpOut, wie in 9.3a zu sehen ist. Die Entladung der Injektionskapazität koppelt mit dem AmpOut Signal und versärkt die Abfallrate. Für Injektionsdauern, welche länger als der AmpOut Puls sind, ist die selbe Reflexion in der Baseline des AmpOut Signals zu sehen. Innerhalb des Messfensters des Oszilloskops würde dies mit der Messung des Low Levels interferieren. Um diese Einflüsse zu verhindern, wird eine lange Dauer von $2000 \times 8\text{ns}$ gewählt.

Parameter	Wert	Einheit
Amplitude	600	mV
Frequenz	200	Hz
Dauer	2000	8ns

Tabelle 9.1: Parameter der Injektion

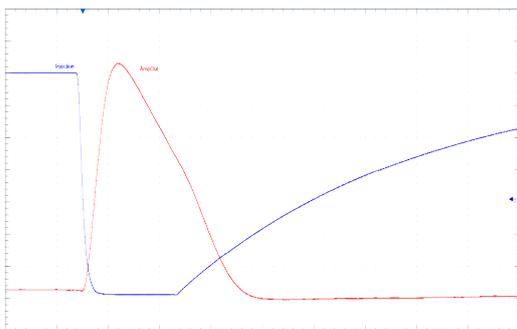


(a) Spannungsevel und Amplitude gegen die Injektionsdauer

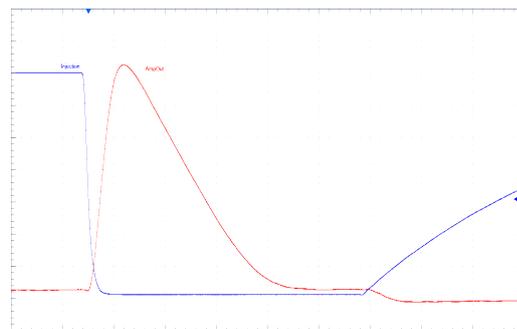


(b) Anstiegs- und Abfallrate gegen die Injektionsdauer

Abbildung 9.2: AmpOut Pulsparameter gegen die Injektionsdauer



(a) Injektionsdauer kürzer als der AmpOut Pulses bei $100 \times 8\text{ns}$



(b) Injektionsdauer länger als der AmpOut Pulses bei $300 \times 8\text{ns}$

Abbildung 9.3: Oszilloskop Aufnahmen für unterschiedliche Injektionsdauern

9.2 Hochspannungsabhängigkeit

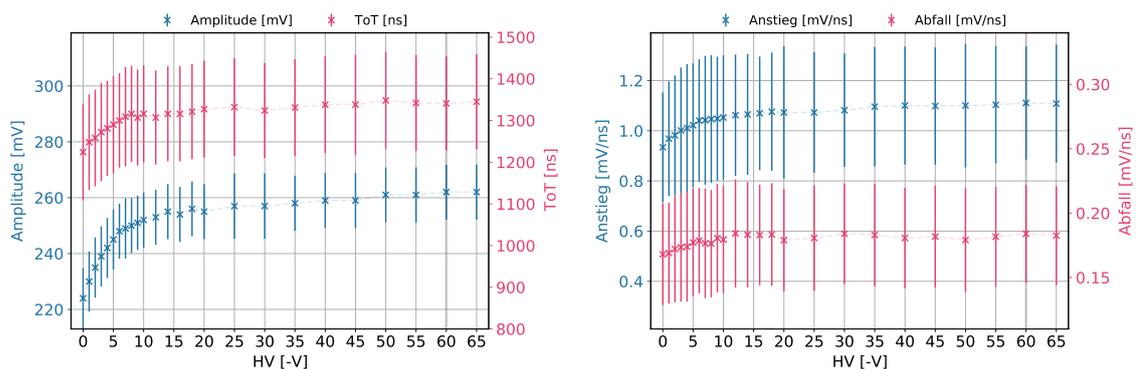
Ein ionisierendes Teilchen verursacht eine Ladungsansammlung in der Detektordiode, die sich in Abhängigkeit des verursachenden Prozesses, entlang des Teilchenpfades oder als ausgedehnte Wolke entsteht. Da die Hochspannung (HV) eine starke Auswirkung auf die Ausdehnung der Verarmungszone und das elektrische Feld darin hat, ist der Ladungssammelprozess stark von dieser abhängig. So ist bei einer höheren HV eine allgemeine Erhöhung der Signalamplitude aufgrund einer größeren Raumladungszone und mehr eingesammelten Ladungen zu erwarten. Die Hochspannung sollte ebenfalls die Ladungssammlung beschleunigen und den Delay verringern. Die Injektionskapazität entlässt die Ladungen allerdings in der n-Wanne sehr nah an der Elektronik. Aus diesem Grund sind keine der oben aufgezählten Effekte zu erwarten und das Signal sollte unabhängig von der HV-Spannung sein.

Die Messergebnisse des AmpOuts, sowie der ToT des Hitbus, sind in Abbildung 9.4 dargestellt, wobei entgegen der Erwartung doch Abhängigkeiten zu sehen sind.

Bis zu einer Spannung von -10 V steigen die Pulsparameter stark an. Anstiegs- und Abfallrate, sowie die ToT saturieren und verhalten sich darüber konstant, wohingegen die Amplitude weiterhin einen leichten, konstanten Anstieg verzeichnet.

Die gesehenen Abhängigkeiten beruhen darauf, dass der Amplifier zwar als unabhängig von der HV-Spannung konzipiert ist, dies aber nur in einem Grenzbereich zutrifft. Für geringe HV-Spannungen wird die Kapazität durchaus davon beeinflusst, wenn auch nicht ansatzweise so stark, wie in früheren Sensoren.

Optimal ist es eine möglichst große Hochspannung zu wählen. Oberhalb von -65 V beginnt der Stromfluss stark anzusteigen, da die Durchbruchspannung erreicht ist. Sicherheitshalber wurde für alle Folgemessungen eine etwas niedrigere Spannung von -60 V gewählt.



(a) Amplitude und ToT gegen die HV-Spannung

(b) Anstiegs- und Abfallrate gegen die HV-Spannung

Abbildung 9.4: AmpOut Pulseparameter in Abhängigkeit von der HV-Spannung

10 Untersuchung der Testausgänge

Die Implementierung der Testausgänge ist mit gewissen Einschränkungen verbunden. So ist es nicht möglich das Injektions-, AmpOut-, sowie Hitbussignal eines beliebigen Pixels in unbeeinträchtigt Form untersuchen zu können. Wie bereits im schematischen Aufbau einer Pixel und Peripherie Zelle in Abschnitt 6.1 detailliert erklärt wurde, sind zusätzliche Schaltkreise nötig um Testausgänge für AmpOut und Hitbus bereitzustellen. Da diese zusätzlichen Platz benötigen, sind nicht alle, sondern nur ausgewählte Pixel zugänglich. Der AmpOut Testausgang ist beispielsweise nur für die Pixel der untersten Reihe direkt an der Peripherie verfügbar. Der Hitbus Ausgang ist für jedes Pixel in der Peripherie vorhanden, lässt sich aber nur auf eine vollständige Spalte einschränken. So erhält man über den Hitbus aller in einer Spalte registrierten Signale auf einmal. Die Maskierung von Pixeln kann nicht verwendet werden, da diese ebenso den Hitbus-Ausgang blockiert. In Abbildung 10.1 sind die verfügbaren Testausgänge gekennzeichnet.

Darüber hinaus sind in den Schaltkreisen zusätzliche Source Follower verbaut, welche benötigt werden, um die Signale über größere Distanzen bis zu den Konnektoren auf dem Insert bzw. dem PCB herauszutreiben.

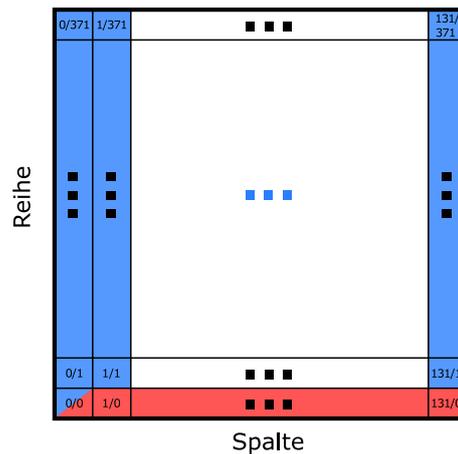


Abbildung 10.1: Mögliche AmpOut Ausgänge im rot und Hitbus Ausgänge im blau markierten Bereich [31] (bearbeitet)

10.1 Leitungstreiber

10.1.1 AmpOut

Der zusätzliche Source-Follower, welcher als Leitungstreiber für den AmpOut dient, wird durch den DAC *VPFoll* gesteuert. Dieser Schaltkreis ist nicht an der Formung des Analogsignals, das auf den Komparator trifft, beteiligt. Er beeinflusst aber die Pulsform des AmpOuts, bevor er gemessen werden kann. In Abbildung 10.2 sind die Pulsparameter über den DAC-Werte-Bereich von 1 bis 63 aufgetragen.

Aus Abbildung (a) ist ersichtlich, dass *VPFoll* den Arbeitspunkt des Source-Followers verschiebt. Das Low-Level wird über den gesamten DAC-Bereich angehoben, wobei sich die Zunahme für größere DACs verringert. Da der Operationsbereich nach oben hin begrenzt ist, steigt das Maximum bei größeren DACs aber deutlich langsamer an. Dies resultiert in einer stark ansteigenden Amplitude, die ihr Maximum bei $VPFoll = 20$ erreicht und danach langsam abfällt. Die Abfallrate

verhält sich identisch, mit einem Maximum bei demselben DAC-Wert, aber einem steileren Anstieg. Die Anstiegsrate verzeichnet einen deutlich langsameren, linearen Anstieg und saturiert oberhalb von 20. Die Auswirkung auf die Abfallrate lässt sich größtenteils durch die Veränderung des Operationsbereiches erklären. Da die ansteigende Flanke allerdings ein anderes Verhalten zeigt, hat *VPFoll* ebenfalls einen verzerrenden Einfluss auf die Formung des AmpOut Pulses. Die Veränderungen der Pulsparameter können in den folgenden Messungen also nicht absolut, sondern nur relativ zueinander betrachtet werden. Um bei Spannungsabfällen einem möglichst geringen Einfluss durch den Source-Followers zu unterliegen, wird dieser im Plateaubereich der Amplitude und Abfallrate bei *VPFoll* = 20 betrieben.

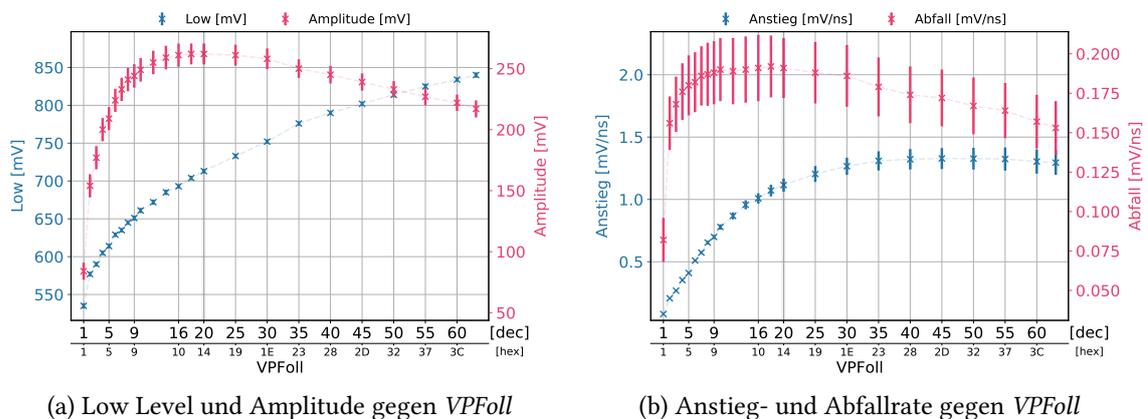
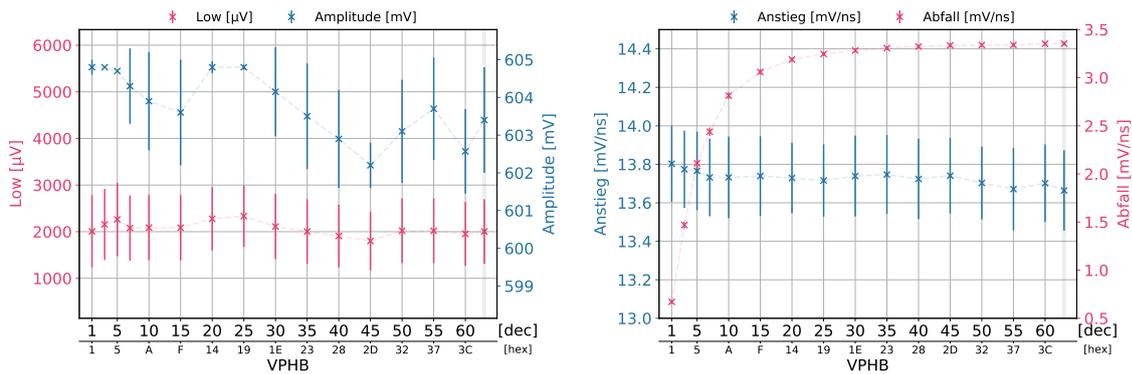


Abbildung 10.2: AmpOut Pulsparameter in Abhängigkeit von *VPFoll*

10.1.2 Hitbus

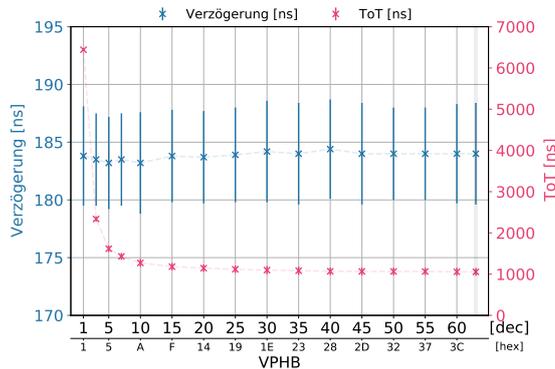
Wie der AmpOut, benötigt der Hitbus einen zusätzlichen Treiber, um das Signal zum Testpunkt auf dem PCB zu übertragen. Dieser befindet sich in der Peripherie nach dem Empfänger und wird mit Hilfe des *VPHB* DACs gesteuert. Die Vermessung des Hitbus in Abhängigkeit von *VPHB* ist in Abbildung 10.3 dargestellt.

Das Low Level, die Amplitude und die Verzögerung des Hitbus sind unabhängig vom DAC-Wert. Dagegen ist ein starker Abfall der ToT vorhanden, bis diese bei $VPHB = 10$ in Sättigung geht. Einen Anteil dieses Verhalten ist auf die Abfallrate zurückzuführen. Diese steigt bis $VPHB = 25$ stark an und saturiert darüber ebenfalls. Die Anstiegsrate ist dagegen unabhängig von *VPHB*. Um den Einfluss von *VPHB* zu minimieren, wird der Leitungstreiber in allen folgenden Messungen beim Maximalwert von $VPHB = 63$ innerhalb des Sättigungsbereichs betrieben.



(a) Low-Level und Amplitude gegen *VPHB*

(b) Anstieg- und Abfallrate gegen *VPHB*



(c) ToT und Verzögerung gegen *VPHB*

Abbildung 10.3: Hitbus Pulsparameter in Abhängigkeit von *VPHB*

10.2 Positionsabhängigkeit

Aufgrund verschiedener Einflüsse ist eine Abhängigkeit der Leistung eines Pixels in Bezug auf die Position in der Pixelmatrix zu erwarten. Zum einen werden verschieden lange Leitungen für die Stromversorgung der Pixel benötigt. Unterschiedliche Leitungskapazitäten, sowie distanzbedingte Potentialabfälle können die Funktion eines Pixels beeinflussen. Zur Quantifizierung der Einflüsse werden Messungen am AmpOut und Hitbus in Abhängigkeit von der Pixelposition durchgeführt.

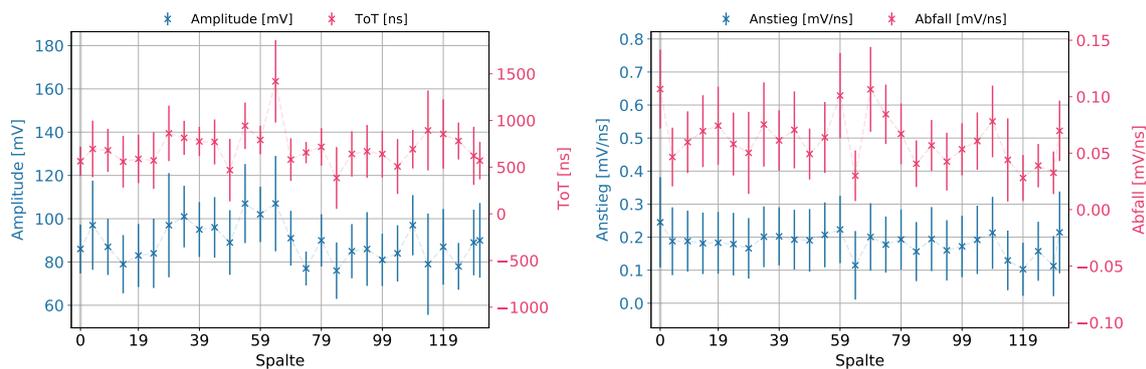
10.2.1 Spaltenabhängigkeit des AmpOuts

Durch die Verfügbarkeit des AmpOut Ausgangs ist man auf eine Messung in in Abhängigkeit von der Spalte begrenzt. Im Gegensatz zu den restlichen Messungen ist die Injektion hierzu ungeeignet, da diese ebenfalls positionsbedingte Abhängigkeiten aufweisen könnte. Möglich sind unterschiedliche Leitungskapazitäten, sowie produktionsbedingte Variationen in den Injektionskapazitäten. Stattdessen wird für diese Messung eine Eisen-55 Quelle verwendet, welche im statistischen Mittel in jedem Pixel identische Signale erzeugt. Zum Vergleich der Pixel untereinander werden Amplitude, Anstiegs- und Abfallrate des AmpOut, sowie die ToT des Hitbus für jede fünfte Spalte gemessen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 10.4 zu dargestellt.

Zwischen einzelnen Pixeln sind teilweise sehr große Variationen zu erkennen. Allerdings sind die Standardabweichungen der Messpunkte sehr groß, sodass keine signifikanten Abweichungen ausgemacht werden können. Ebenso fallen insbesondere bei der ToT und auch der Amplitude in Diagramm 10.4a große Unterschiede in den Standardabweichungen der Messwerte auf. Während das Pixel in Spalte 74 beispielsweise sehr einheitliche AmpOut Signale liefert, haben die Pulse der Pixel 29, 64 und 114 sehr unterschiedliche Amplituden und ToTs. Ein übergreifender Trend in Abhängigkeit der Spalte ist allerdings in keinem Parameter zu erkennen.

Vergleich zur Injektion Um die bereits angesprochene mögliche Positionsabhängigkeit von der Injektion zu untersuchen, werden zu den Signalen der Eisen-Quelle äquivalente Injektionen verwendet. Da die annähernd monochromatische Photonen der Eisenquelle im statistischen Mittel eine identische Ladungsmenge in jedem Pixel freisetzt, beruhen die in Abbildung 10.4 gesehene Unterschiede auf der individuellen Leistung eines Pixels. Die Spannung der Injektion wurde für jedes Pixel so angepasst, dass die gleiche Amplitude des AmpOuts, wie für ein Fe-55 Signal erhalten wird. So wird eine ähnliche Ladungsmenge in jedem Pixel erreicht. Im Falle von einer stark pixel- oder positionsabhängigen Injektion, sollte dies im Verlauf der äquivalenten Injektionsspannung in Diagramm 10.5 zu sehen sein.

Es sind erneut starke Schwankungen zwischen einzelnen Pixeln zu erkennen, wahrscheinlich aufgrund von herstellungsbedingten Variationen in den Injektionskapazitäten. Insbesondere sind einige Ausreißer in den Spalten 29, 64 und 114 auffällig, die deutlich niedrigere Injektionsspannungen benötigen. Hierbei handelt es sich allerdings um die selben Pixel, die bei der Eisenquelle große Standardabweichungen der Messwerte hatten. Für Pixel jenseits von Spalte 80 ist die äquivalente Injektionsspannung etwas geringer. Da nur ein fünftel der Spalten untersucht wurde, ist es schwierig diesen Trend zu bewerten.



(a) Amplitude und ToT gegen die Pixelspalte

(b) Anstieg- und Abfallrate gegen die Pixelspalte

Abbildung 10.4: Spaltenabhängigkeit des AmpOuts bei Fe55 Signalen

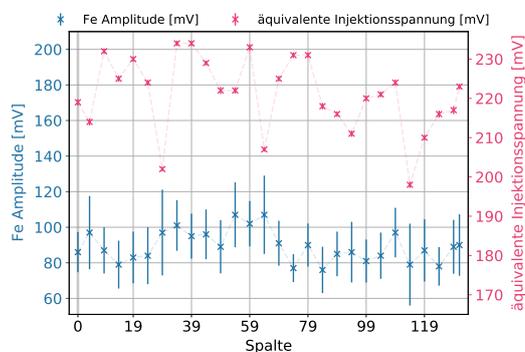


Abbildung 10.5: Vergleich der Spaltenabhängigkeit des AmpOuts von Fe-55 Signalen mit äquivalenten Injektionsspannungen

10.2.2 Positionsabhängigkeit des Hitbus

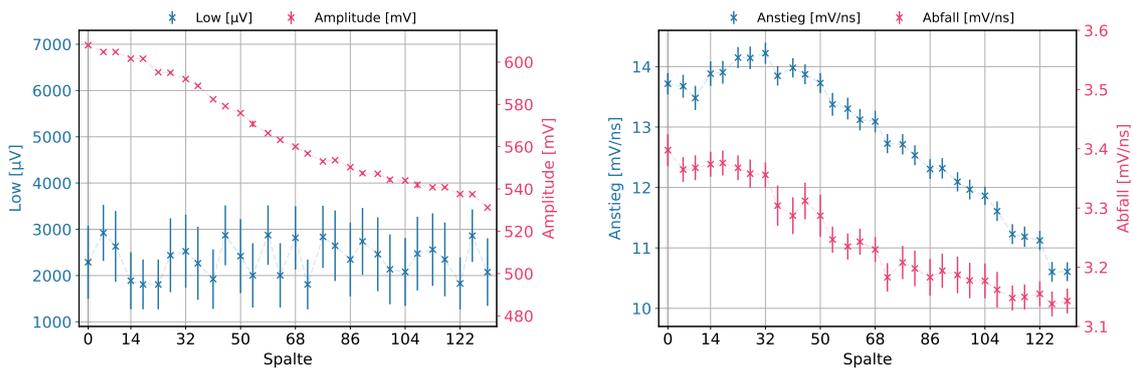
Da der Hitbus-Ausgang nicht auf einzelne Pixel beschränkt werden kann, ist eine Untersuchung mittels der Eisenquelle nicht möglich. Wie der Vergleich zu äquivalenten Injektionssignalen gezeigt hat, existiert zwar eine starke Variation zwischen einzelnen Pixeln, aber keine Spaltenabhängigkeit. Aus diesem Grund kann die Injektion für eine grobe Einschätzung eingesetzt werden. Da die Signale der Eisenquelle mit den Standard-DACs (im Appendix A) zu klein sind, um immer den Threshold zu überschreiten, wurde anstatt der äquivalenten Injektionsspannung eine konstante Spannung von 600 mV gewählt. Allgemein von Interesse sind beim Hitbus die Anstiegs- und Abfallraten der Pulse, da diese direkte Auswirkungen auf die Zeitauflösung haben, sowie ToT und Verzögerung zum Injektions-Signal. Für diese Messung wurde allerdings auch das Low-Level und die Amplitude des Hitbus untersucht, da diese Hinweise auf Unterschiede zwischen Pixeln geben können.

Spaltenabhängigkeit Zur Bestimmung der Spaltenabhängigkeit wurde, wie beim AmpOut mittels der Injektion ein Signal im ersten Pixel jeder fünften Spalte injiziert. Abbildung 10.6 ent-

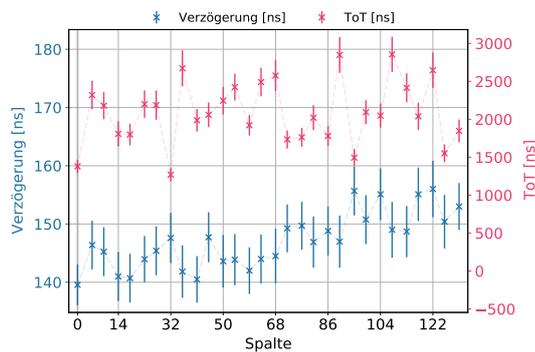
hält die Ergebnisse der Messung.

Als diskreter Wert ist die Amplitude des Hitbus keinerlei Schwankung zwischen einzelnen Messpunkten einer Spalte unterlegen. Allerdings ist ein deutlicher, linearer Abfall der Amplitude um mehr als 60 mV über die gesamte erste Reihe zu sehen. Das Low-Level des Hitbus bleibt dabei aber konstant. Bei der Anstiegs- und Abfallrate in Diagramm (b) sind ebenfalls ähnlich lineare Abfälle zu sehen, obwohl die Auswirkung beim Anstieg, mit einer Verringerung von 25 % deutlich größer ausfällt. Bis zu Spalte 40 sind die Anstiegs- und Abfallrate in etwa konstant und fallen erst darüber hinaus ab. In der, in Diagramm (c) dargestellten, ToT sind allerdings keine Tendenzen, nur große Schwankungen an sich vorhanden. Die Verzögerung zur Injektion verzeichnet dagegen einen leichten Anstieg jenseits von Spalte 68.

Die oben beschriebene Abhängigkeiten des Hitbuspulses lässt sich am wahrscheinlichsten auf Potentialabfälle in der Stromversorgung zurückführen. Die Pixel haben zwar alle den gleichen Abstand zur Peripherie, Signale durchlaufen aber in Reihe geschaltete Hit-Buffer, bei denen ein Spannungsgefälle entlang der Reihe denkbar ist.



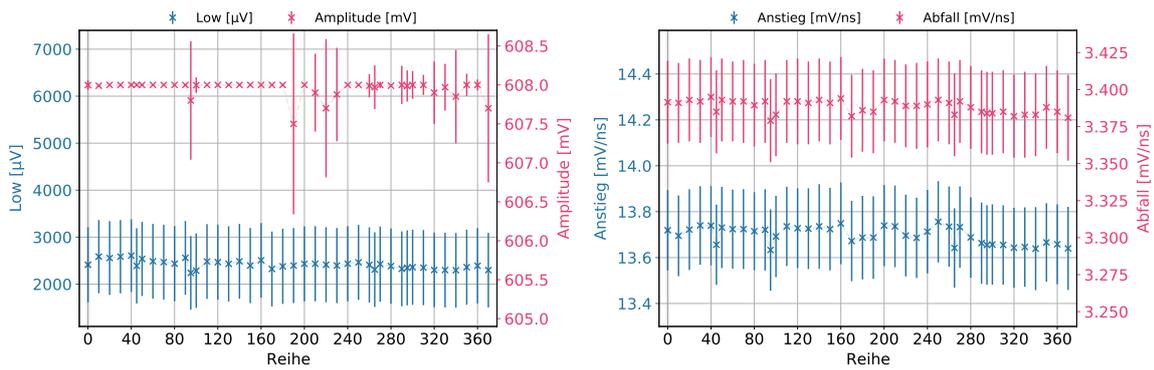
(a) Low Level und Amplitude gegen die Pixelspalte (b) Anstiegs- und Abfallrate gegen die Pixelspalte



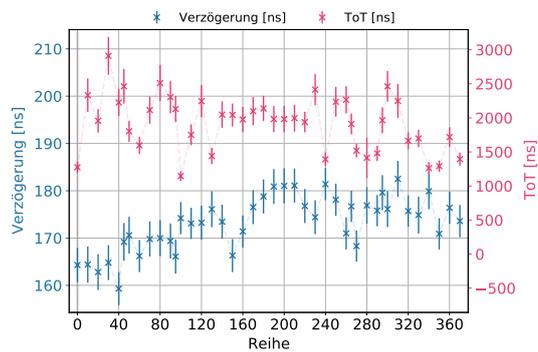
(c) Verzögerung und ToT gegen die Pixelspalte

Abbildung 10.6: Pulsparameter des Hitbus in Abhängigkeit von der Pixelspalte

Reihenabhängigkeit Im Vorhinein ist die Untersuchung der Reihenabhängigkeit interessanter, da durch den größer werdenden Abstand zur Peripherie, die oben genannten Effekte eintreten. Aufgrund der Beschränkung der AmpOut Ausgänge, kann die Injektion nicht auf ihre Reihenabhängigkeit untersucht werden. Messparameter des Hitbus, wie ToT und Delay, können deshalb nur als Überlagerung der Einflüsse aller vorherigen Komponenten betrachtet werden. In Abbildung 10.7 sind die zugehörigen Daten dargestellt. Im Gegensatz zur Spaltenabhängigkeit sind die normalisierten Parameter des Hitbus entlang der gesamten Spalte konstant. Die Amplitude nimmt wiederum ausschließlich diskrete Werte an. In einigen Spalten wechselt diese zwischen zwei Spannungen, was die abweichenden Werte mit größeren Fehlerbalken erklärt. Die Verzögerung, sowie die ToT wird auch durch das Injektionssignal und die Formung des Analogsignals beeinflusst. Wie in Diagramm (c) zu sehen, treten in der ToT erneut starke Pixel zu Pixel Schwankungen auf. Ein übergeordnetes Verhalten ist allerdings nicht erkennbar. Dagegen zeigt die Verzögerung einen Anstieg von 15 ns bis Reihe 170 und bleibt danach konstant. Die Signalverarbeitung zwischen Ladungssammlung und Digitalisierung in der Peripherie beansprucht also mehr Zeit für weiter von der Peripherie entfernte Pixel. Das lässt sich mit die erhöhte Leitungsverzögerung bei einer größeren Entfernung und der kapazitiven Kopplung zwischen den Metallschichten des Chips erklären.



(a) Low Level und Amplitude gegen die Pixelreihe (b) Anstiegs- und Abfallrate gegen die Pixelreihe



(c) Verzögerung und ToT gegen die Pixelreihe

Abbildung 10.7: Pulsparameter des Hitbus in Abhängigkeit von der Pixelreihe

11 Charakterisierung des analogen Schaltkreises

Der AmpOut greift das Signal des Verstärkers ab, und ermöglicht so die Untersuchung aller Komponenten des analogen Schaltkreises, abgesehen von der Baseline Restoration (Wiederherstellung der Baseline). Die Messungen wurden mittels der Injektion an Pixel (0/0) durchgeführt. Wie man im Abschnitt 10.1.1 gesehen hat, ist der Leitungstreiber des AmpOuts an der Formung des Analogsignals beteiligt, weshalb die Pulsparameter nur in Relation zu den Standard-DACs aussagekräftig sind. In Tabelle 11.1 sind die zugehörigen Werte des Ausgangszustandes angegeben.

Parameter	Mittelwert	Einheit
Low Level	710 ± 3	mV
Amplitude	259 ± 9	mV
Anstiegsrate	$1,10 \pm 0,06$	mV ns^{-1}
Abfallrate	$0,177 \pm 0,018$	mV ns^{-1}
ToT	1270 ± 90	ns

Tabelle 11.1: Parameter des AmpOut Pulses bei standard DAC-Werten

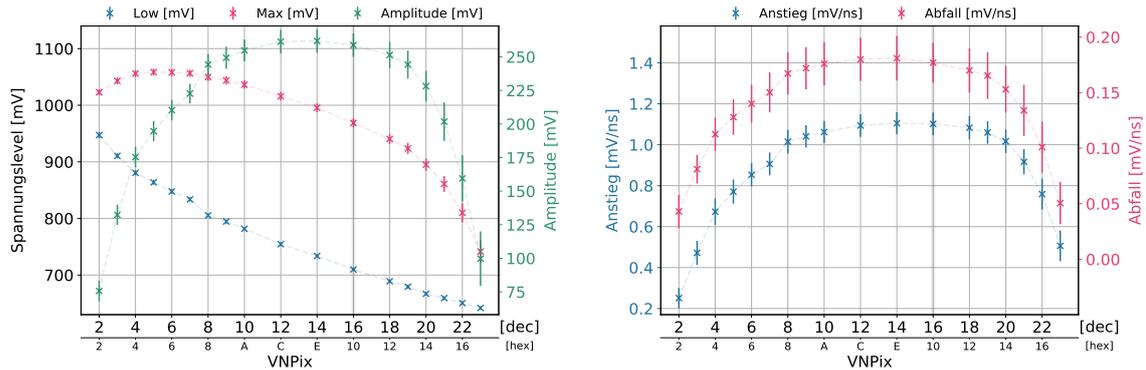
11.1 *VNPix*

VNPix steuert den direkten Stromfluss im Verstärker. In Abbildung 11.1 sind die Auswirkungen gegen die Veränderung des DAC-Werts dargestellt. Eine stabile Funktionsweise wird nur im Bereich von $VNPix = 5$ bis 23 erreicht. Für eine niedrigere Spannung von VSSA bei 1,0 V ist der operationsfähige Bereich des Verstärkers sogar auf wenige DAC-Werte zwischen 3 und 7 eingeschränkt.

VNPix verschiebt vor allem den Arbeitspunkt des Verstärkers und erreicht dabei, in Abbildung (a), eine maximale Amplitude bei $VNPix = 16$. Das Low-Level wird linear nach unten verschoben, wohingegen das erreichbare Maximum diesem Verlauf im unteren DAC-Bereich nicht folgen kann, sondern saturiert, und bei hohen DAC-Werten deutlich schneller abfällt. Dementsprechend verringert sich die Amplitude an den Rändern des Operationsbereiches. Dieses Verhalten ist auch in den Effizienzverlusten an den Rändern in Abbildung (e) zu sehen, sodass das Maximum bei dem Standardwert des DACs erreicht wird. Eine Operation unterhalb von $VNPix = 8$ ist aufgrund der geringen Effizienz nicht sinnvoll. Die Noise-Rate weist oberhalb von 8 einen leichten Abfall auf, was höhere DAC-Werte bevorzugt.

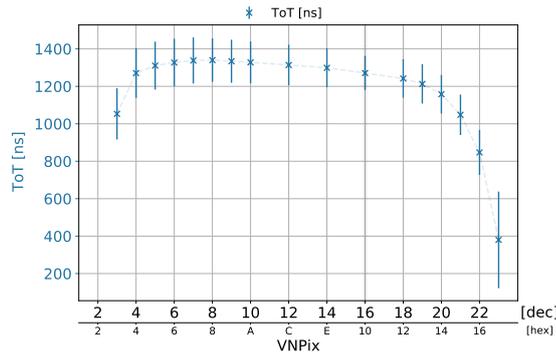
Bei $VNPix = 16$ wird ebenfalls das Optimum der Anstiegs- und Abfallrate erreicht. Im Bereich von ± 4 um den Standard-DACs tritt ein relativ flaches Plateau in den Pulsparametern auf, sodass Änderungen dieser Größenordnung die Performance des Verstärkers nur geringfügig beeinträchtigen. Die ToT des digitalisierten Pulses ist durch *VNPix* fast gar nicht beeinflusst. In Bezug auf

den Leistungsverbrauch ist über den gesamten Bereich ein linearer Anstieg des VSSA Stroms zu verzeichnen, welcher nur teilweise durch den schwachen Abfall des VDDA Stroms kompensiert wird. Insgesamt ist mit *VNPix* ein deutlicher Anstieg der Leistungsaufnahme verbunden. Hinsichtlich des Stromverbrauchs ist also ein geringer *VNPix*-Wert zu bevorzugen.

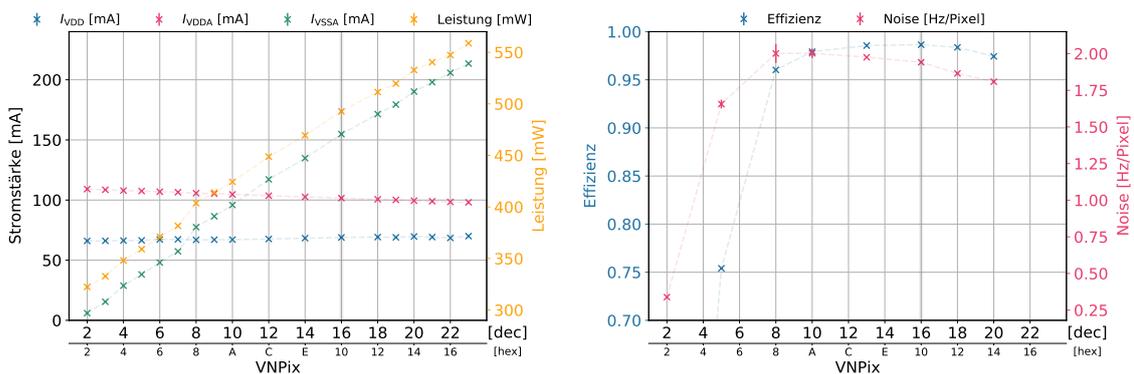


(a) Spannungslevel und Amplitude gegen *VNPix*

(b) Anstieg- und Abfallrate gegen *VNPix*



(c) ToT gegen *VNPix*



(d) Stromfluss und Leistungsverbrauch gegen *VNPix*

(e) Effizienz und Noise gegen *VNPix*

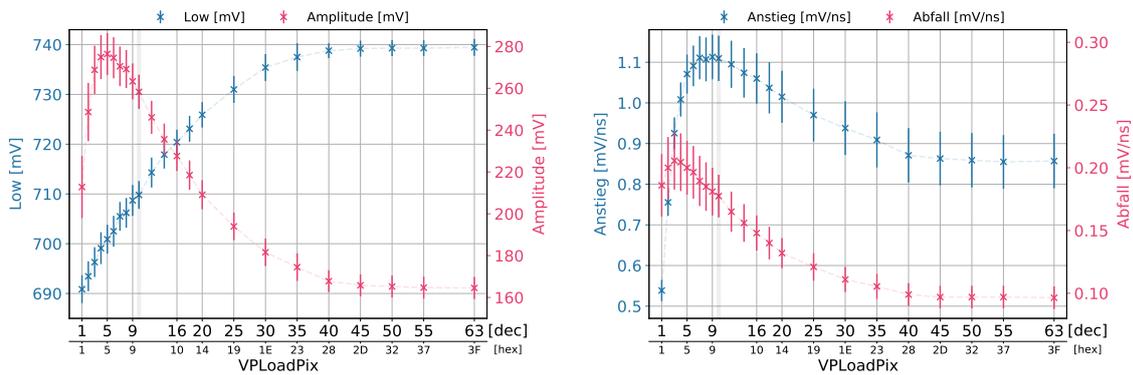
Abbildung 11.1: AmpOut Pulsparameter, Leistungsverbrauch und Effizienz-Werte in Abhängigkeit von *VNPix*

11.2 VPLoadPix

VPLoadPix steuert unter anderem die Stärke der Rückkopplungskapazität. Diese wird direkt durch die ladungsinduzierte Spannung in der Verarmungsschicht aufgeladen und wirkt als Last auf den Verstärkertransistor. Entsprechend groß ist die Auswirkung auf die Pulsformung, wie in Abbildung 11.2 und 11.3 zu sehen ist.

Oberhalb von $VPLoadPix = 40$ saturieren sämtliche Auswirkungen. Während das Low Level für größere VPLoadPix leicht nach oben verschoben wird, fällt die Amplitude nach dem Maximum bei $VPLoadPix = 5$ stark ab. Das liegt daran, dass das Signal nicht schnell genug aufgeladen werden kann, bevor es abfällt. Im Vergleich zum Standardwert von $VPLoadPix = 10$ kann die Amplitude um 20 mV vergrößert werden.

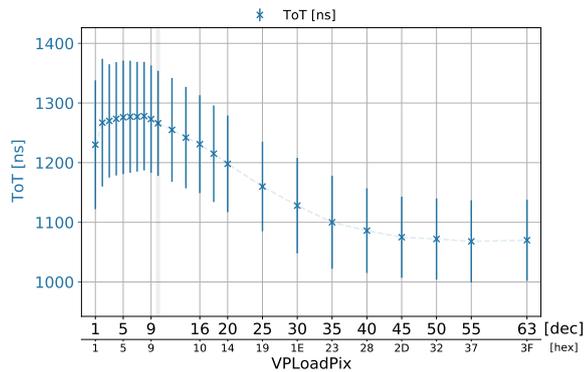
Wie in Abbildung 11.3c zu sehen ist, hat die Effizienz ein schmales Maximum, im Bereich von 5 bis 8, verhält sich also sehr ähnlich zum Verlauf der Amplitude. Die Noise-Rate ist hingegen relativ konstant. Die Pulsparameter der Flanken zeigen ebenfalls ein ähnliches Verhalten, wobei das Maximum der Abfallrate etwas früher, bei 3, und das Maximum der Anstiegsrate bei 9 erreicht wird. Der optimale Wert liegt zwischen 5 und 7. Die ToT hat zu Beginn ein Plateau und fällt oberhalb von $VPLoadPix = 10$ leicht ab. Da dieser Abfall außerhalb des optimalen Bereichs stattfindet, ist VPLoadPix ungeeignet, um die ToT zu verkleinern. Der Leistungsverbrauch ist durch das entgegengesetzte Verhalten von VSSA und VDDA gekennzeichnet, wobei der Anstieg von VDDA dominiert. Dadurch steigt die benötigte Leistung im optimalen Bereich linear an, was ebenfalls kleine Werte bevorzugt. Der Einfluss ist mit einer Differenz von unter 20 mW allerdings gering.



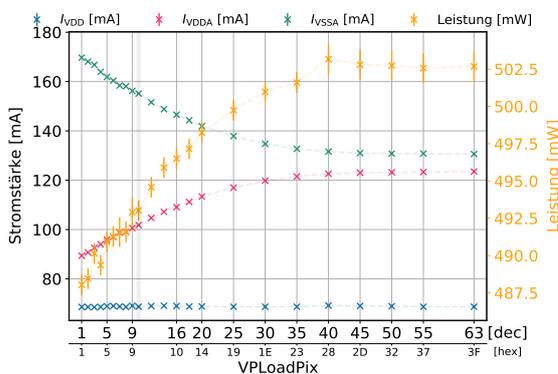
(a) Spannungslevel und Amplitude gegen VPLoadPix

(b) Anstieg- und Abfallrate gegen VPLoadPix

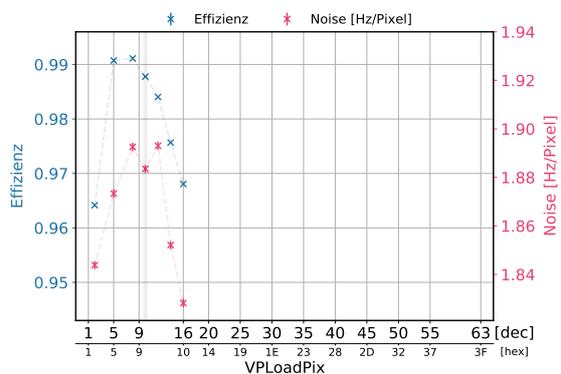
Abbildung 11.2: AmpOut Pulsparameter in Abhängigkeit von VPLoadPix



(a) ToT gegen $VPLoadPix$



(b) Stromfluss und Leistungsverbrauch gegen $VPLoadPix$



(c) Effizienz und Noise-Rate gegen $VPLoadPix$

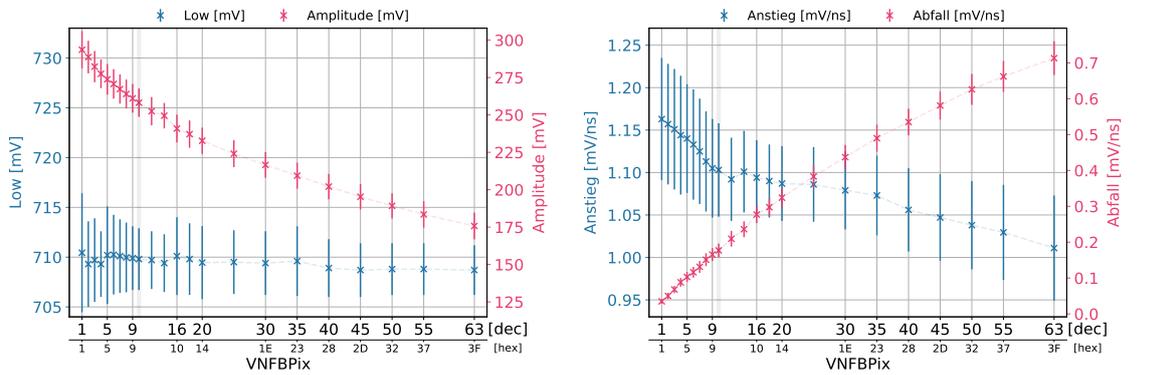
Abbildung 11.3: ToT, Effizienz, Noise und Leistungsverbrauch in Abhängigkeit von $VPLoadPix$

11.3 $VNFBPix$

Der DAC $VNFBPix$ kontrolliert die lineare Rückkopplung des Verstärker-Schaltkreises. Hierzu wird ein Stromfluss zum Eingang des Verstärkers gesteuert, um den Abfall des Signals zu bewirken. Die Messergebnisse sind in Abbildung 11.4 aufgeführt.

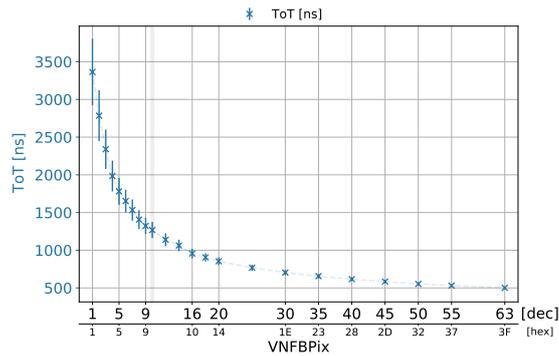
Der DAC erhöht, wie erwartet, vor allem die Steigung der abfallenden Flanke des Analogsignals. Dieses Verhalten kann in Abbildung (b) nachvollzogen werden. Dies ist allerdings verbunden mit einer starken Abnahme der Amplitude und somit auch der Effizienz des Sensors in Abbildung (c). Gleichzeitig sinkt auch die Anstiegsrate ab, wobei im Bereich von 8 bis 35 keine große Änderung auftritt. Die Erhöhung der Abfallrate, sowie die Verkleinerung der Signale hilft sehr dabei die ToT zu reduzieren (s. Abbildung (a)). Da die ToT bei sehr kleinen DACs exponentiell ansteigt, sind kleinere Werte als $VNFBPix = 5$, aufgrund zu langer Signale, ungeeignet. Bei hohen Raten über 100 000 Hits/s ist die ToT ein stark limitierender Faktor hinsichtlich der Auslesegeschwindigkeit der Hits. DACs oberhalb von 30 sind aber nicht zu empfehlen, da die ToT im Gegensatz zur Amplitude saturiert. Durch die Abnahme der Amplitude, insbesondere kleiner Noise-bedingter Signale, ist für höhere $VNFBPix$ eine Reduzierung der Noise-Rate zu erwarten. Bei einem hohen Threshold von 100 mV fällt dieser Effekt nicht sonderlich ins Gewicht, sodass die Noise-Rate kon-

stant bleibt. Außerdem tragen aufgrund der Messumstände weitere Faktoren, wie die Streuung der Teilchen und den damit verbundenen Probleme beim Tracking zu einer unabhängigen und konstanten Komponente der Noise-Rate bei. Der Leistungsverbrauch ist über den gesamten Bereich von $VNFBPix$ ebenfalls konstant. In Abhängigkeit von der ToT sind DACs im Bereich von 7 bis 20 zu empfehlen.

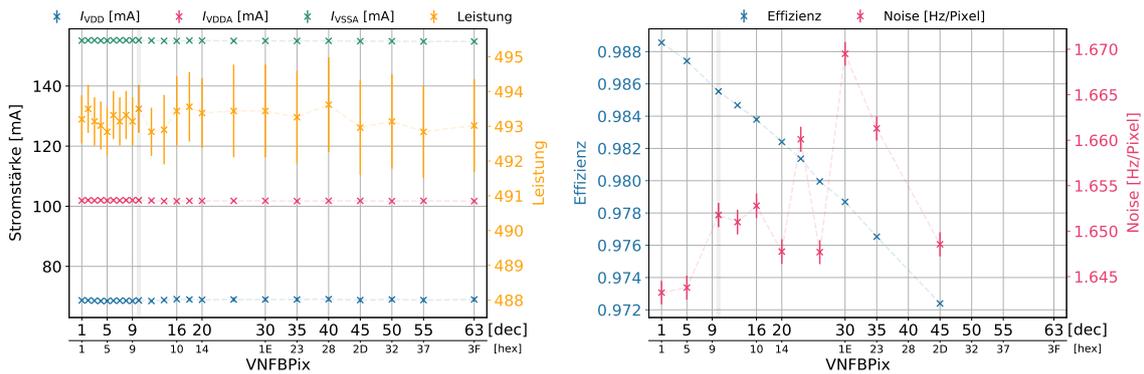


(a) Spannungsniveau und Amplitude gegen $VNFBPix$

(b) Anstiegs- und Abfallrate gegen $VNFBPix$



(c) ToT gegen $VNFBPix$



(d) Stromfluss und Leistungsverbrauch gegen $VNFBPix$

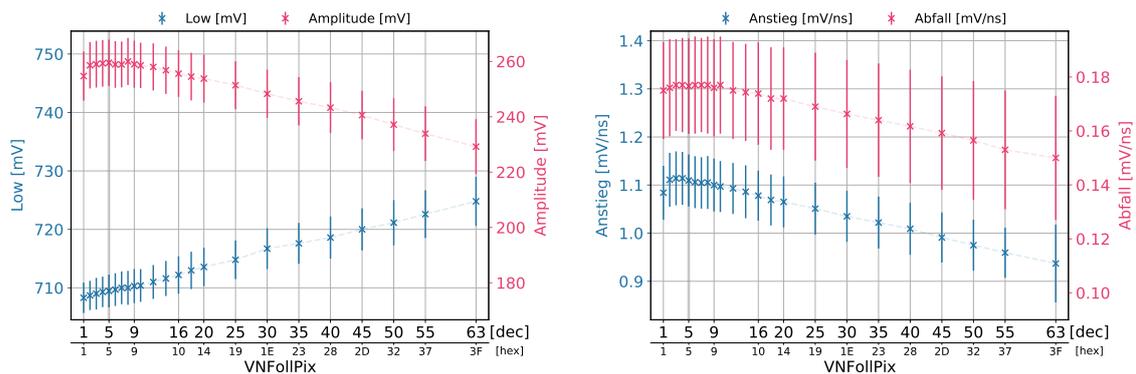
(e) Effizienz und Noise-Rate gegen $VNFBPix$

Abbildung 11.4: AmpOut Pulsparameter, sowie Effizienz und Leistungsverbrauch in Abhängigkeit von $VNFBPix$

11.4 VNFollPix

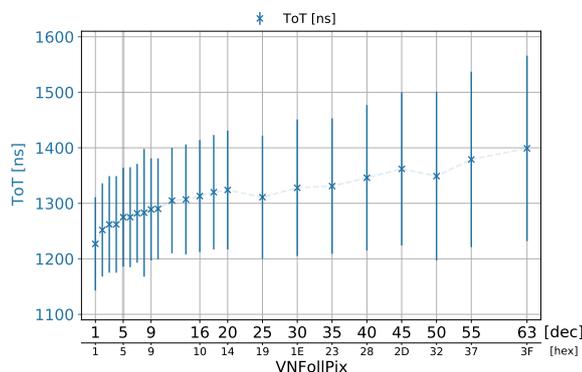
Der interne Feedback-Treiber wird durch *VNFollPix* gesteuert und dient der Stabilisierung der Rückkopplungsschleife. Die Messdaten des AmpOut-Pulses in Abhängigkeit des DACs sind in Abbildung 11.5 und 11.6 dargestellt.

Der Sensor ist über den gesamten DAC Bereich stabil. Allerdings existiert ein eindeutiger optimaler Bereich bei niedrigen DAC-Werten, bezogen auf Amplitude, Anstiegs- sowie Abfallrate (s. Abbildung 11.5). Für DAC-Werte oberhalb von 10 beginnen diese Pulsparameter linear abzufallen. Die Verringerung der Amplitude geht dabei mit einer Anhebung des Low-Levels und somit einer Einschränkung des Arbeitsbereiches einher. Die ToT verzeichnet einen leichten Anstieg, allerdings mit größer werdenden Fehlerbalken. Die Effizienz und Noise-Rate in Abbildung 11.6 wurden nur für kleinere Werte von *VNFollPix* gemessen und können nicht den gesamten DAC-Bereich abbilden. Die Effizienz wird durch den DAC kaum beeinflusst, verzeichnet aber einen Abfall unterhalb von $VNFollPix = 10$. Die Noise-Rate verändert sich ebenfalls nicht stark, hat aber einen leichten Peak bei $VNFollPix = 7$. Der Source Follower hat einen sehr großen Einfluss auf den Leistungsverbrauch. Dominierend ist der lineare Anstieg des Stromflusses auf VDDA zu höheren DAC-Werten. Der leichte Abfall von VSSA um etwa 20 mW fällt kaum ins Gewicht, sodass die insgesamt Leistungsaufnahme stark ansteigt. *VNFollPix* sollte somit im Bereich von 5 bis 10 gewählt werden.



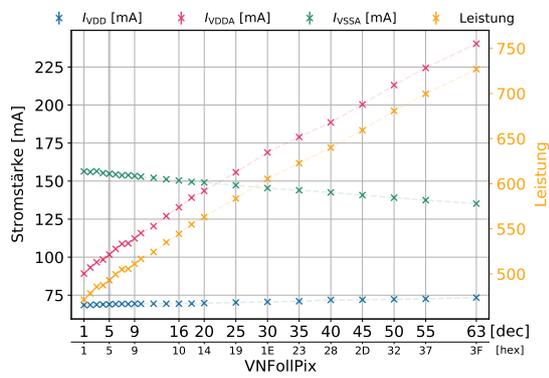
(a) Spannungslevel und Amplitude gegen *VNFollPix*

(b) Anstieg- und Abfallrate gegen *VNFollPix*

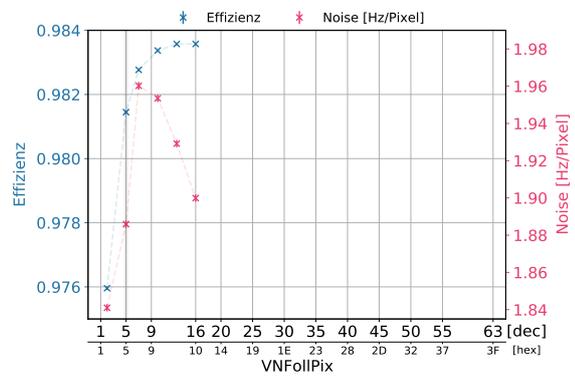


(c) ToT gegen *VNFollPix*

Abbildung 11.5: AmpOut Pulsparameter in Abhängigkeit von *VNFollPix*



(a) Stromfluss und Leistungsverbrauch gegen *VNFollPix*



(b) Effizienz und Noise-Rate gegen *VNFollPix*

Abbildung 11.6: Effizienz, Noise-Rate und Leistungsverbrauch in Abhängigkeit von *VNFollPix*

12 Charakterisierung des digitalen Schaltkreises

Alle Komponenten, welche nach dem internen Source Follower sitzen, können nicht mehr mit dem AmpOut untersucht werden. Abgesehen von der Baseline Restoration, befinden sich alle folgenden Komponenten im digitalen Schaltkreis und haben keine direkte Auswirkung auf das Analogsignal mehr. Im folgenden wurde die Pulsform des Hitbus-Signals, ebenfalls für den Pixel (0/0) bei einem Threshold von 100 mV untersucht. Die Standardwerte sind in der Tabelle 12.1 aufgelistet. Nach den AmpOut Messungen, wurde für die Vermessungen des Hitbus der DAC *VNCompPix* von 10 auf 31 heraufgesetzt, da mit diesem Wert eine deutlich bessere Zeitauflösung erreicht werden kann [26]. Somit befinden sich die standard DAC-Werte näher an den optimalen Einstellungen.

Parameter	Mittelwert	Einheit
Low Level	1829 ± 56	μV
Amplitude	608 ± 0	mV
Anstiegsrate	$13,79 \pm 0,18$	mV ns^{-1}
Abfallrate	$3,39 \pm 0,02$	mV ns^{-1}
ToT	1280 ± 9	ns
Delay	163 ± 3	ns

Tabelle 12.1: Parameter des Hitbus Pulses bei Standard DAC Werte

12.1 BLResPix

Bevor das Analogsignal auf den Komparator trifft wird dieses Mittels einer Kapazität an die Baseline gekoppelt. Diese wird von BLResPix kontrolliert, entfernt die DC-Komponente des Signals und wirkt gleichzeitig es als Hochpassfilter, welcher tiefere Frequenzen dämpft. Zu erwarten ist eine Verkleinerung der Analogsignale. Da der AmpOut vor der Baseline Restoration angekoppelt wird, ist zur Untersuchung nur eine Vermessung mittels des Hitbus möglich. Da dieser normalisiert ist, sind nur Abhängigkeiten in der ToT zu erwarten, wobei diese ein unzureichendes Bild der eigentlichen Auswirkung auf das Analogsignal abbilden. Die Messungen sind in Abbildung 12.1 dargestellt.

Wie erwartet sind die Pulsparameter unabhängig von *BLResPix*. In der ToT ist dagegen eine lineare Abnahme von insgesamt 400 ns zu größeren DACs vorhanden. Die Effizienz zeigt im Bereich von *BLResPix* = 5 bis 30 ein Plateau, fällt für besonders große und kleine DAC-Werte allerdings ab. Die Noise-Rate steigt zwischen 10 und 20 leicht an, verhält sich ansonsten aber konstant. Der Delay ist, abgesehen von einem Sprung bei *BLResPix* = 30, ebenfalls konstant. Dieser hat aber eher mit der Messung zu tun, da der Sensor zu diesem Zeitpunkt die Konfiguration verloren hat. Im Leistungsverbrauch in Abbildung (c) ist kein Einfluss zu erkennen. Aufgrund der abfallenden ToT ist der Betrieb des Sensors bei höheren *BLResPix* Werten bis zu *BLResPix* = 30 zu empfehlen.

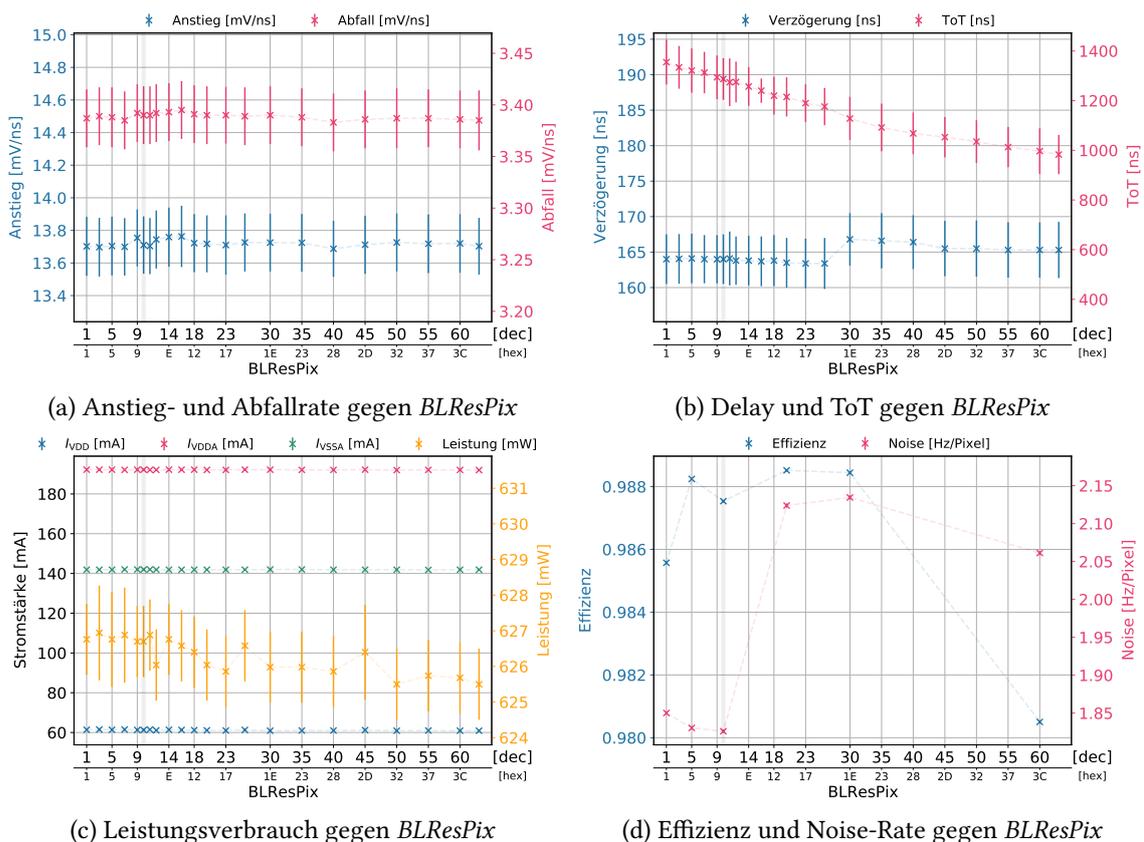


Abbildung 12.1: Hitbus Pulsparameter, sowie Leistungsverbrauch, Effizienz und Noise-Rate in Abhängigkeit von *BLResPix*

12.2 VNCompPix

Der Stromfluss im Komparator wird mittels $VNCompPix$ gesteuert. In Abbildung 12.2 sind die Messwerte der Hitbus-Pulsparameter gegen den DAC-Wert aufgetragen.

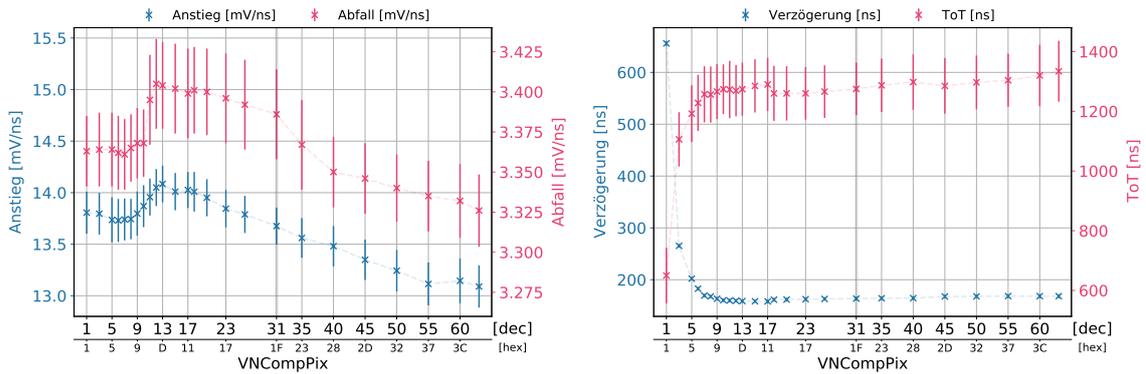
Zum einen fällt in Abbildung (c) die Abhängigkeit der Hitbus Amplitude auf, welche ab $VNCompPix = 8$ zu ihrem Maximum bei 17 ansteigt und danach wieder abfällt. Da die Anstiegs- und Abfallzeit konstant bleiben, ist die Änderung der Amplitude für ein identisches Verhalten der Anstiegs- und Abfallrate verantwortlich. Die ToT, sowie der Delay (s. Abbildung (b)) sind oberhalb von $VNCompPix = 10$ konstant und haben nur einen sehr leichten Anstieg bei hohen DAC-Werten. Unterhalb von $VNCompPix = 5$ ist der Komparator instabil, was sich in sehr großen Delays und kurzen ToTs der Messwerte äußert.

Bei den Messungen viel auf, dass die Biasspannung von $VMinusPix$, im instabilen Bereich von $VNCompPix$, einen minimalen Wert nicht unterschreiten kann. Je kleiner $VNCompPix$ wird, desto stärker steigt $VMinusPix$ an. Der zugehörige Graph B.3 kann im Appendix in Abschnitt V gefunden werden.

Dies lässt sich gut anhand der Funktionsweise eines NMOS Komparators begründen. Die Spannungspegel innerhalb des Komparators sind durch den verfügbaren Strom limitiert. Je kleiner $VNCompPix$ ist, desto höher die Baseline und geringer der Operationsbereich des Komparators. Der Leitungstreiber wird durch den Komparatorausgang geschaltet und ist somit ebenso davon betroffen. Wird die Amplitude zu klein kann der Transistor nicht mehr zuverlässig geschaltet werden und behindert somit die Weiterleitung der Signale in die Peripherie. Außerdem muss das Potential der Baseline, für die Funktionsfähigkeit des Leitungstreibers, immer unterhalb von $VMinusPix$ liegen. Ansonsten ist dieser dauerhaft durchgeschaltet und verursacht einen Stromfluss auf der Leitung zwischen Peripherie und $VMinusPix$. Der Spannungspegel von $VMinusPix$ wird in Richtung des Potentials der Leitung (VDDA) angehoben und lässt sich für niedrige $VNCompPix$ Werte nicht mehr kontrollieren. Der Spannungsanstieg von $VMinusPix$ reduziert allerdings die Differenz zur Baseline, wodurch der Stromfluss begrenzt wird und der Komparator immer noch funktionsfähig ist.

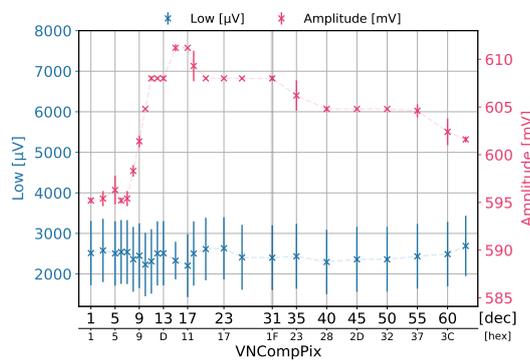
Diese Instabilität ist ebenfalls in den Effizienz-Werten in Abbildung (e) zu sehen. Für DAC-Werte unterhalb von $VNCompPix = 10$ bricht die Effizienz stark ein. Die höchsten Effizienzen werden zwischen 10 und 15 erreicht. Oberhalb dieses Bereichs wird der Sensor wieder ineffizienter. Die Noise-Rate sinkt für größere $VNCompPix$ -Werte leicht ab.

Als Stromversorgung des Komparators ist $VNCompPix$ der entscheidendste DAC in Bezug auf den Leistungsverbrauch (s. Abbildung (d)) des Sensors, welcher sich über den gesamten DAC-Bereich verdoppelt. Ausschlaggebend ist der lineare Anstieg des Stromflusses von VDDA von 50 mA auf 300 mA. VSSA und VDD erfahren beide eine leichte Reduktion des Stromflusses, wobei VDD oberhalb von $VNCompPix = 13$ in Sättigung geht und konstant bleibt. Um den Leistungsverbrauch gering zu halten sind eher niedrige $VNCompPix$ -Werte zu bevorzugen.

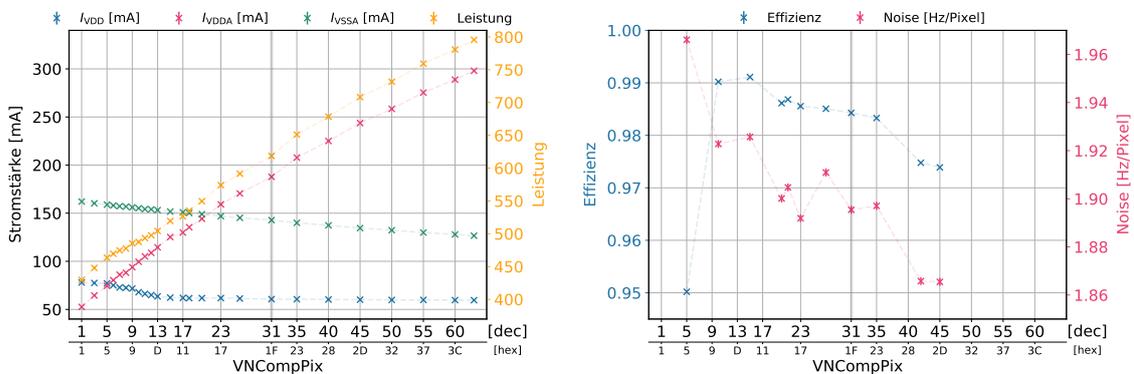


(a) Anstieg- und Abfallrate gegen $VNCompPix$

(b) Delay und ToT gegen $VNCompPix$



(c) Low-Level und Amplitude gegen $VNCompPix$



(d) Stromfluss und Leistungsverbrauch gegen $VNCompPix$

(e) Effizienz und Noise-Rate gegen $VNCompPix$

Abbildung 12.2: Hitbus Pulsparameter, sowie Effizienz und Noise-Rate in Abhängigkeit von $VNCompPix$

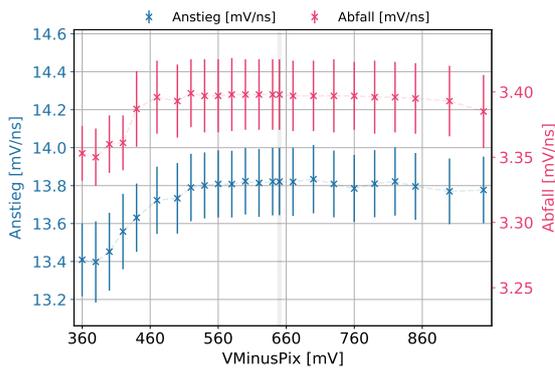
12.3 VMinusPix

$VMinusPix$ wird nicht mithilfe eines VDACS auf dem Sensor, sondern externe Spannung der Hauptplatine erzeugt. Die Spannung dient als Baseline des Leitungstreibers bei der Signalübertragung in die Peripherie. Bei früheren Sensorgenerationen hat die Spannungsdifferenz zwischen

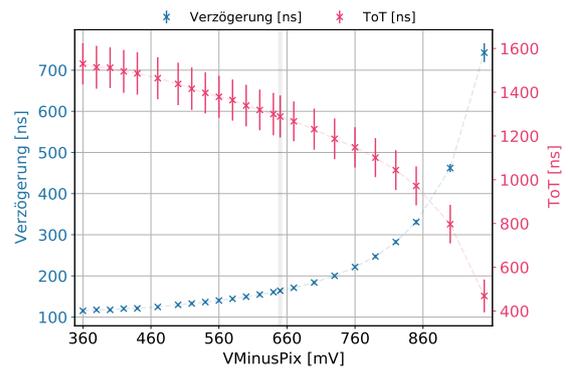
Komparator-Ausgang und $V_{MinusPix}$ eine große Auswirkungen auf die Übertragung der Signale in die Peripherie und insbesondere die Zeitauflösung. In dieser Arbeit werden wiederum nur die Pulsparameter aus Abbildung 12.3 untersucht und mit Effizienz- und Noise-Werten des selben 100 mV Thresholds verglichen.

Der Operationsbereich des Leitungstreibers ist in Abhängigkeit von $V_{NCompPix}$ stark nach unten begrenzt. Für $V_{NCompPix} = 10$ kann ein Spannungslevel von 595 mV nicht unterschritten werden. Beim Standardwert von 31 liegt das Minimum von $V_{MinusPix}$ bei 360 mV. Wie im vorherigen Abschnitt erklärt, repräsentieren diese Werte in etwa die Baseline des Komparators.

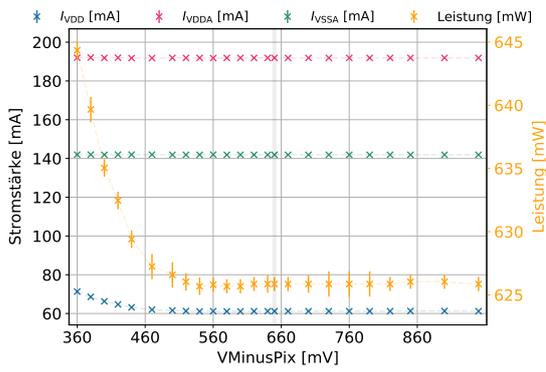
Für die Standardeinstellungen erreicht man einen stabilen Arbeitspunkt zwischen dem Minimum von 360 mV und 700 mV, wobei die Effizienz oberhalb stark einbricht. In den Flankenparametern (s. Abbildung (a)) fällt ein leichter linearer Anstieg bis 520 mV auf, wobei die Parameter danach konstant bleiben. Ebenso ist ein schwacher Abfall des Stromflusses auf VDD und somit der gesamten Leistung bis zu diesem Wert vorhanden. Der Delay und die ToT in Abbildung (b) haben ein kontinuierliches Verhalten. Die Verzögerung zum Injektionssignal steigt exponentiell an, während die ToT mit einem gespiegelten Verlauf abfällt. Innerhalb des stabilen Operationsbereichs von 500 mV bis 700 mV sind aus diesem Grund höhere Spannungen zu empfehlen, um die ToT zu reduzieren.



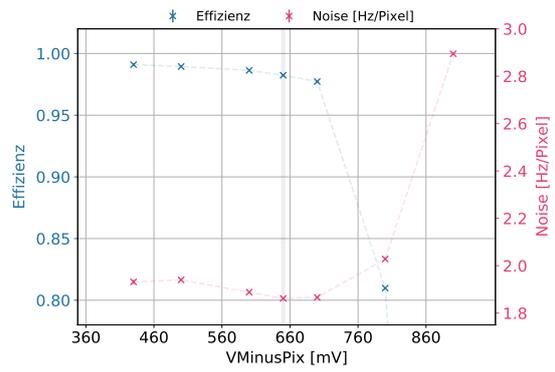
(a) Anstieg- und Abfallrate gegen V_{MinusPix}



(b) Delay und ToT gegen V_{MinusPix}



(c) Stromfluss und Leistungsverbrauch gegen V_{MinusPix}



(d) Effizienz und Noise-Rate gegen V_{MinusPix}

Abbildung 12.3: Hitbus Pulsparameter, sowie Effizienz und Noise-Rate in Abhängigkeit von V_{MinusPix}

12.4 VGatePix

VGatePix ist ebenfalls eine extern angelegte Spannung und wird im NMOS-Komparator zusätzlich benötigt, um den Stromfluss auf VDDA im Komparator zu begrenzen und die Schaltvorgänge der Transistoren zu steuern. Die Abhängigkeit der Pulsparameter von *VGatePix* sind in Abbildung 12.4 visualisiert.

Mit Ausnahme der leichten Abweichung für den größten untersuchten Wert von 2400 mV, sind Anstiegs- und Abfallrate konstant. Eindeutige Abhängigkeiten sind dagegen im Delay und der ToT in Abbildung (b) zu sehen. Der Delay verringert sich bei größeren *VGatePix*-Werten. Die ToT nimmt über den gesamten Bereich zu, wobei in beiden Fällen die Änderungen bei größeren Spannungen kleiner werden. Der Stromfluss ist auf den Spannungen VSSA und VDD konstant. Dafür ist ein leichter Anstieg des Stromflusses auf VDDA vorhanden, sodass der gesamte Leistungsverbrauch um 10 mV über den Messbereich hinweg ansteigt. Der Komparator weißt bei Messwerten oberhalb von 1900 mV eine stabile Funktionsweise auf, wobei sich die Effizienz unterhalb von 2000 mV stark verringert und oberhalb mit *VGatePix* ansteigt. Die Noise-Rate ist zwar kaum von *VGatePix* abhängig, ist bei dem Standardwert von 2080 mV allerdings minimal.

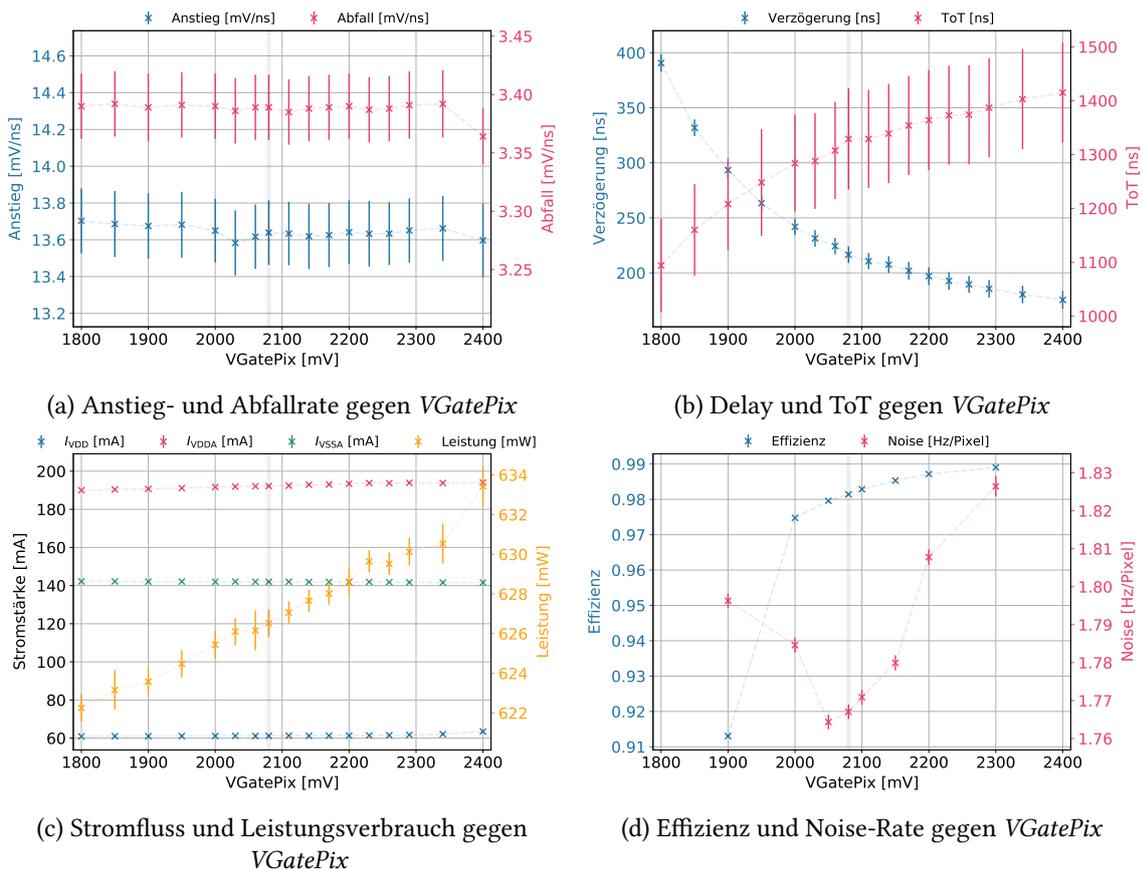
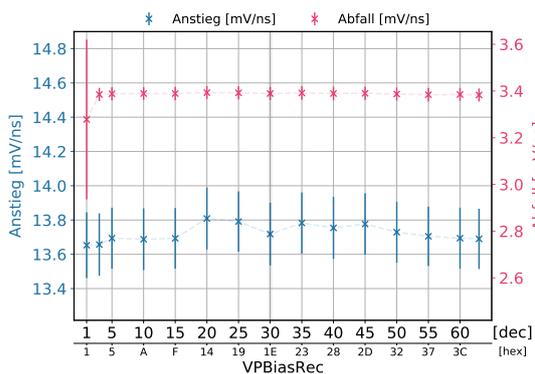


Abbildung 12.4: Hitbus Pulsparameter, sowie Leistungsverbrauch, Effizienz und Noise-Rate in Abhängigkeit von *VGatePix*

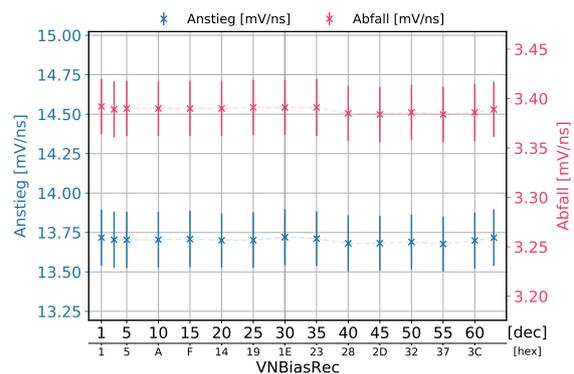
12.5 VPBiasRec & VNBiasRec

Das Signal aus der Pixel Zelle wird in der Peripherie von einem Receiver empfangen und in eine CMOS Amplitude umgewandelt. Die Funktion des Empfängers wird durch die beiden DACs *VPBiasRec* und *VNBiasRec* gesteuert, dessen Ergebnisse der Pulsparametervermessung in Abbildung 12.5 zu finden sind.

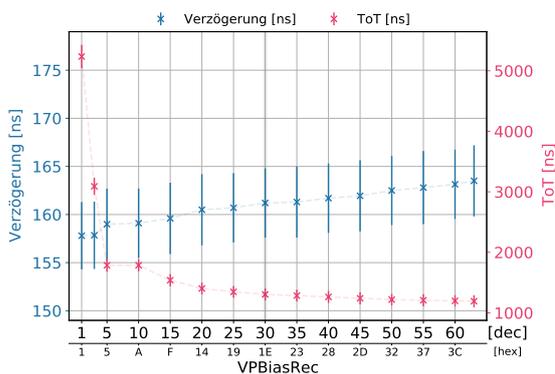
In den Pulsparametern sind keine eindeutigen Veränderungen erkennbar. Allerdings sind diese für *VNBiasRec* recht konstant und weisen bei *VPBiasRec* dagegen stärkere Schwankungen auf. Vor allem unterhalb von $VPBiasRec = 5$ ist der Abfall des Hitbus-Pulses ungleichmäßig und starken Schwankungen unterlegen. Beide DACs haben nur leichte Auswirkungen auf den Delay des Signals und führen zu einem linearen Anstieg um etwa 10 ns. Zusätzlich weist der Verlauf des Delays gegen *VNBiasRec* einen steilen Anstieg bei 50 auf. Die ToT fällt oberhalb von 5 um 700 ns für *VPBiasRec* und 200 ns über den ganzen Bereich von *VNBiasRec* ab. Kleinere Werte der Receiver-DACs führen zu starken Anstiegen der ToT und sind für eine stabile Operationsweise des Sensors nicht zu empfehlen.



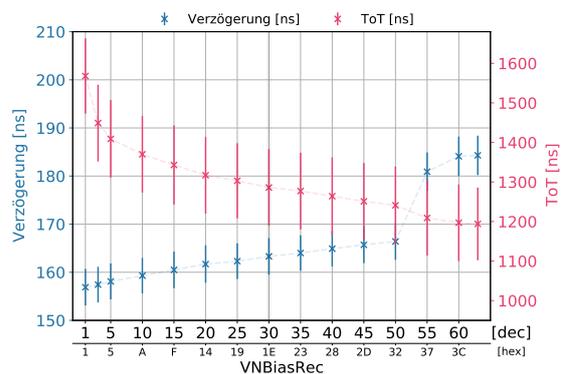
(a) Anstieg- und Abfallrate gegen *VPBiasRec*



(b) Anstieg- und Abfallrate gegen *VNBiasRec*



(c) Delay und ToT gegen *VPBiasRec*



(d) Delay und ToT gegen *VNBiasRec*

Abbildung 12.5: Hitbus Pulsparameter in Abhängigkeit von *VPBiasRec* und *VNBiasRec*

12.6 Baseline und Threshold

Bei der Baseline und dem Threshold handelt es sich um Vorspannungen, welche ebenfalls auf dem Sensor mittels den DACs *BLPix* und *THPix* gesetzt werden können.

Baseline Die Baseline dient als unteres Vergleichslevel im Komparator. Dazu werden die Analogsignale an die Baseline gekoppelt, bevor diese auf den Komparator treffen. Bei dieser Messung wurde das Spannungslevel der Baseline verändert und der Threshold so angepasst, dass die Differenz beider Werte konstant bei etwa 100 mV bleibt. Wie in Abbildung 12.6 zu sehen ist, wirkt sich das Spannungslevel der Baseline kaum auf die Pulsparameter des Hitbus aus.

In Abbildung (a) Werte am Rande des gemessenen Bereichs bei 600 mV und 1100 mV haben allerdings eine leicht Verringerung der Amplituden zur Folge. In den Flanken des Pulses (s. Abbildung (b)) sind außerhalb der Fehlerbalken keine signifikanten Abhängigkeiten vorhanden. Das gleiche trifft auf den Delay zu. Ein eindeutiges Verhalten weist allerdings die ToT in Abbildung (c) auf, welche einem linearen Anstieg von etwa 300 ns unterliegt. Bezüglich diese Parameters, sowie dem mit dem VDDA Strom ansteigenden Leistungsverbrauch, sind niedrigere Baseline-Spannungen zu bevorzugen. Eine separate Effizienzmessung wurde in diesem Fall nicht durchgeführt.

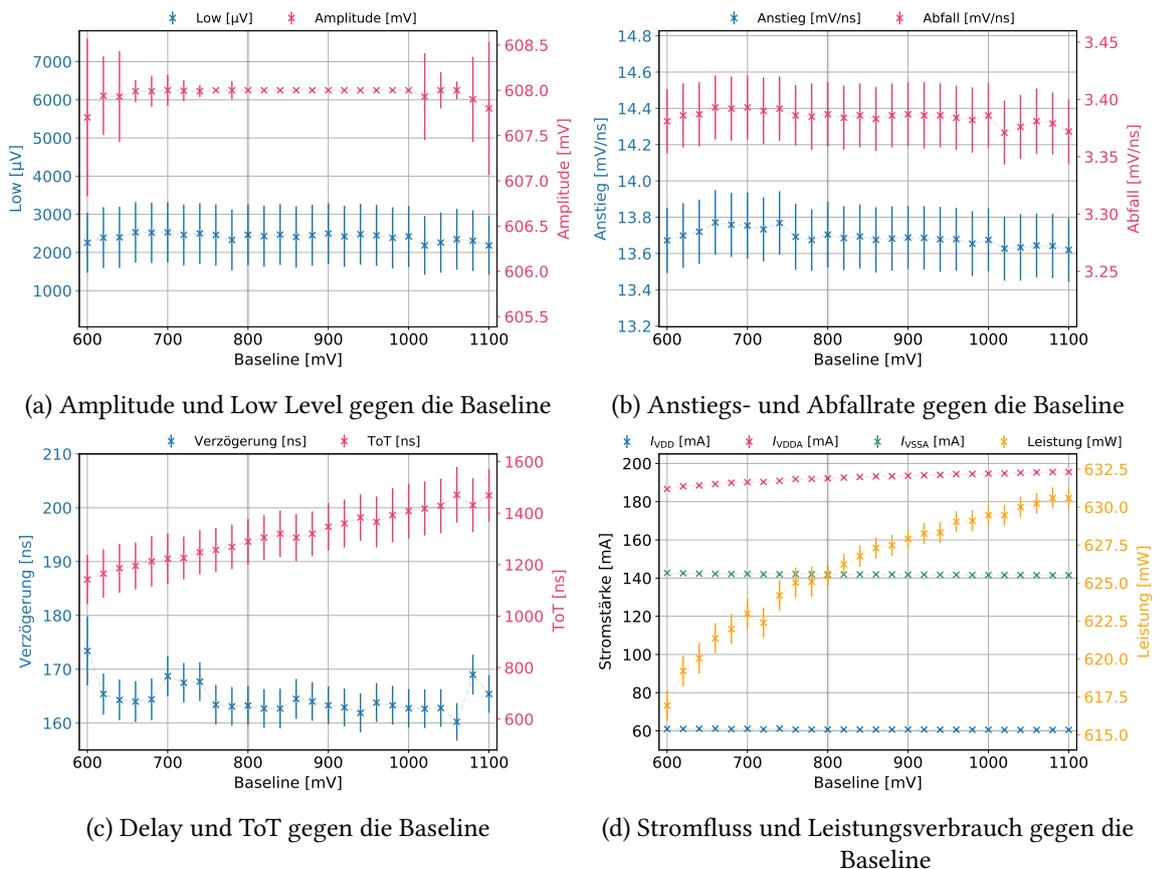


Abbildung 12.6: Hitbus Pulsparameter und Leistung in Abhängigkeit von der Baseline

Threshold Der Threshold bestimmt den Schwellenwert, ab dem Analogsignalen im Komparator als Signal aufgefasst werden. Die Messergebnisse sind in Abbildung 12.7 abgebildet. Wie zu erwarten hat dieser Parameter keine Auswirkungen auf die Pulsformung des Hitbus. Das Verhalten des Delays und der ToT sind ebenfalls leicht zu erklären. Da das Signal im Komparator zum Zeitpunkt des Überschreitens des Thresholds erzeugt wird und bis zum Zeitpunkt des Unterschreitens andauert, sind die Flanken des Analogsignals entscheidend. Je höher der Threshold, desto später erreicht das Analogsignal den Schwellenwert. Dies hat den linearen Anstieg des Delays in Abbildung (c) zu Folge. Außerdem wird der der Schwellenwert entsprechend früher wieder unterschritten, weshalb die ToT linear zum Threshold abnimmt. Beim Stromverbrauch ist nur eine leichte Abhängigkeit vorhanden, allerdings sind niedrige Threshold Spannungen zu bevorzugen. Grundsätzlich ist hinsichtlich der Effizienz und der Zeitauflösung ein niedriger Threshold immer zu bevorzugen, solange die Funktionsweise des Sensors nicht beeinträchtigt ist. In Abbildung (d) ist der erwartete Anstieg der Effizienz bei kleineren Thresholds zu sehen und große Verluste oberhalb von 100 mV. Für den niedrigsten Threshold-Wert von 66 mV sinkt die Effizienz allerdings wieder ab. Dieses Verhalten lässt sich anhand der Noise-Rate erklären. Diese steigt für kleine Thresholds stark an. Insbesondere werden bei Schwellenwerten unterhalb von 80 mV die Fehlerbalken deutlich größer. Das liegt an den sogenannten Hot-Pixeln, also Pixeln mit stark erhöhter Noise-Rate. Diese können die Auslesegeschwindigkeit einer Spalte überladen, wodurch einige Hits nicht mehr ausgelesen werden können. Durch das maskieren oder Tuning dieser Pixel kann diese Problem allerdings unterbunden werden.

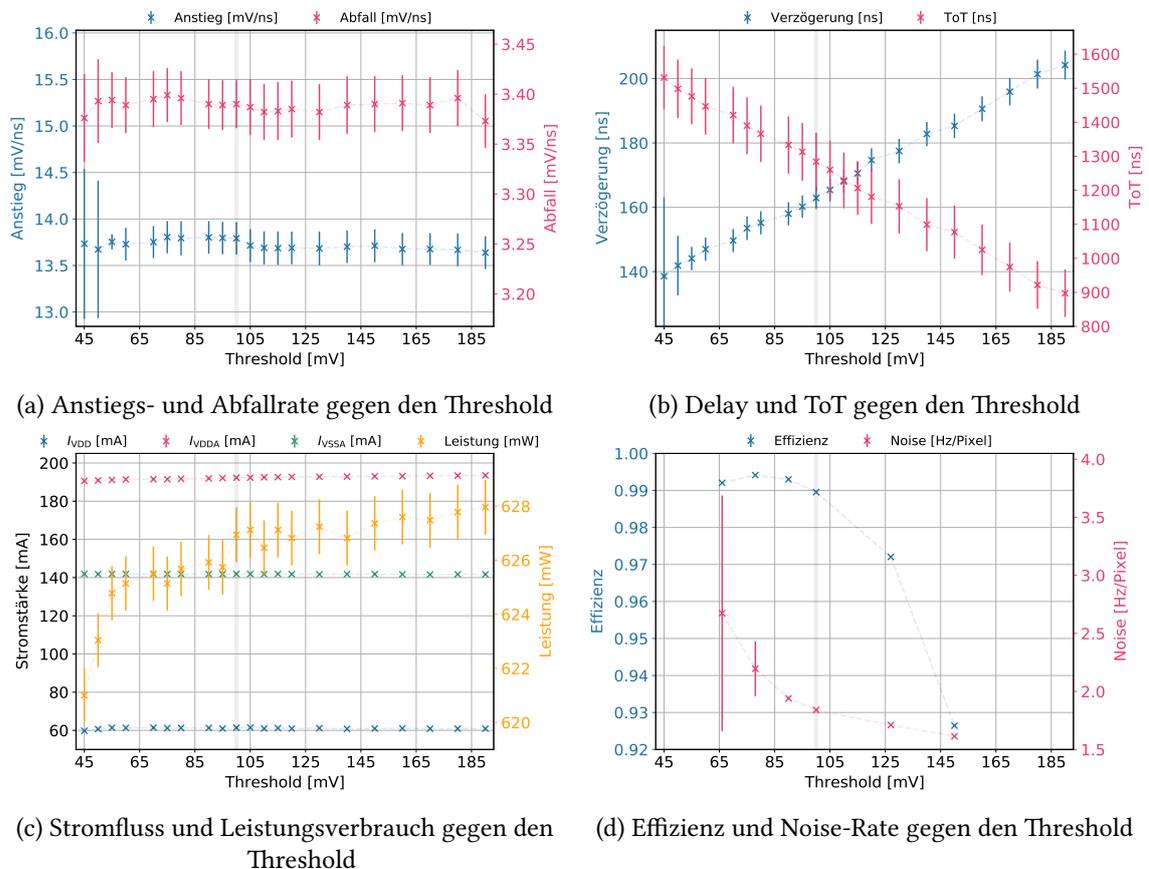


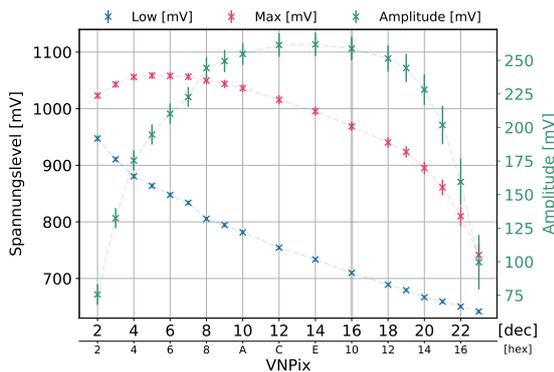
Abbildung 12.7: Hitbus Pulsparameter, Leistung und Effizienz in Abhängigkeit vom Threshold

13 Interaktion von Sensorkomponenten

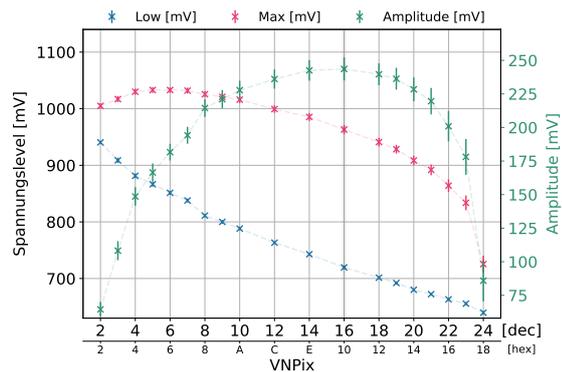
Als Grundlage der durchgeführten Messungen wurde die notwendige Annahme getroffen, dass DACs unabhängig voneinander betrachtet und optimiert werden können. Während den Messungen haben sich allerdings Indizien angesammelt, dass dies nur bedingt gültig ist.

13.1 Auswirkung von *VNCompPix* auf den AmpOut

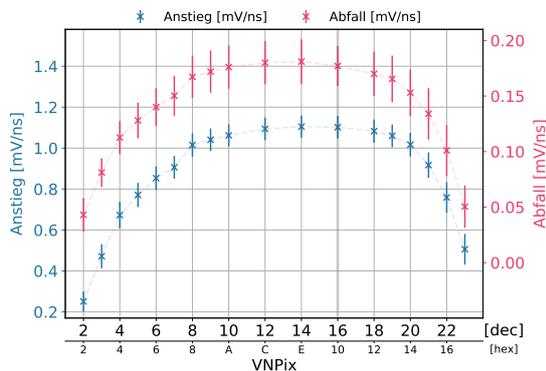
Nach dem Abschließen der AmpOut-Messungen, wurde für die Vermessung des Hitbus *VNCompPix* von 10 auf 31 heraufgesetzt, um eine Standardkonfiguration nahe dem Optimum zu erhalten. Bei späterer Betrachtung des AmpOut Signals stellte sich heraus, dass die Performance des Verstärkers ebenfalls von *VNCompPix* beeinflusst wird. Abbildung 13.1 stellt die Unterschiede zwischen der AmpOut Vermessung in Abhängigkeit des *VNPix* DACs bei *VNCompPix* = 10 und *VNCompPix* = 31 dar.



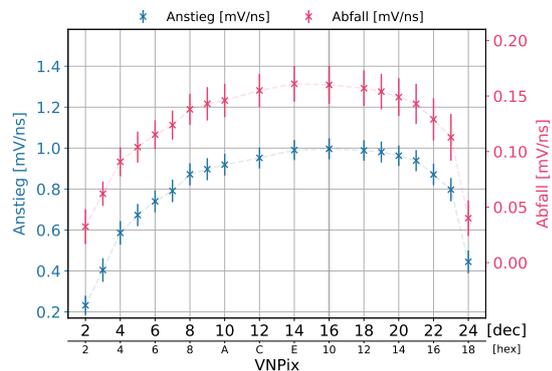
(a) Low-Level und Amplitude gegen *VNPix* bei *VNCompPix* = 10



(b) Low-Level und Amplitude gegen *VNPix* bei *VNCompPix* = 31



(c) Anstiegs- und Abfallrate gegen *VNPix* bei *VNCompPix* = 10



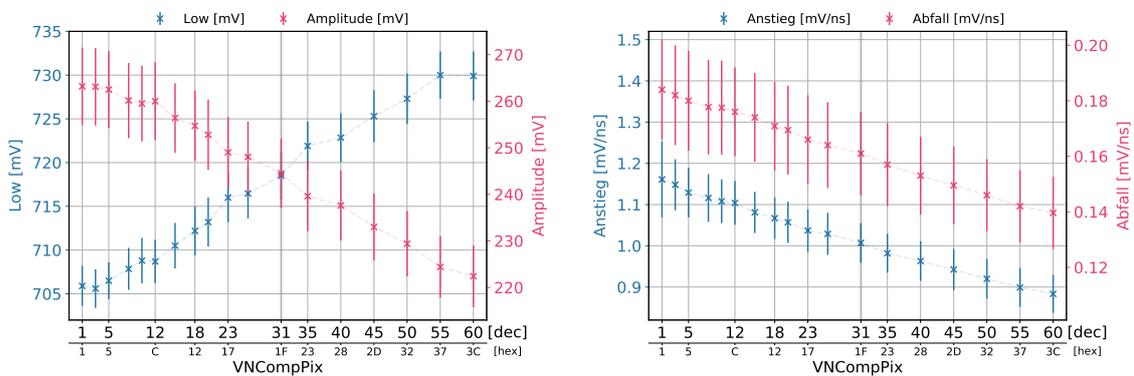
(d) Anstiegs- und Abfallrate gegen *VNPix* bei *VNCompPix* = 31

Abbildung 13.1: Vergleich zwischen den Pulsparameter des AmpOuts gegen *VNPix* für *VNCompPix* = 10 auf der linken und *VNCompPix* = 31 auf der rechten Seite.

Zum einen fällt in den oberen Diagrammen eine Reduktion der Amplitude um etwa 20 mV auf bei einer gleichzeitigen Verschiebung des Maximums von $VNPix = 14$ im linken zu $VNPix = 16$ im rechten Diagramm. Ein vergleichbarer Effekt ist auch in der Anstiegs- und Abfallrate in den unteren Diagrammen zu sehen. Hier beträgt die Reduktion in etwa $0,1 \text{ mV ns}^{-1}$ beim Anstieg und $0,02 \text{ mV ns}^{-1}$ bei der Abfallrate.

Zur Quantifizierung der Einflusses von $VNCompPix$ auf dem Verstärker wurde ein zusätzliche Vermessung des AmpOut Pulses in Abhängigkeit dieses DACs durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 13.2 zu finden.

Zum einen verringert sich die Amplitude ab $VNCompPix = 6$ aufgrund des ansteigenden Low Levels um etwa 50 mV. Darüber hinaus fallen Anstiegs- und Abfallrate um mehr als 20 % ab.



(a) Spannungsniveau und Amplitude gegen $VNCompPix$

(b) Anstiegs- und Abfallrate gegen $VNCompPix$

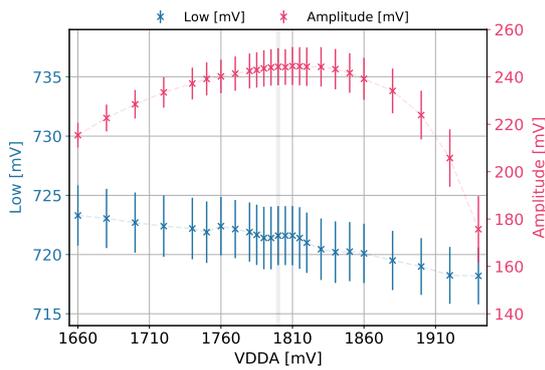
Abbildung 13.2: AmpOut Pulsparameter gegen $VNCompPix$

Vergleich der Auswirkung von $VNCompPix$ mit den Versorgungsspannungen Hierbei handelt es um signifikante Auswirkungen die im idealen Fall nicht auftreten sollten. Eine mögliche Erklärung liegt in dem Einfluss, den $VNCompPix$ auf den Stromfluss der Versorgungsspannungen hat.

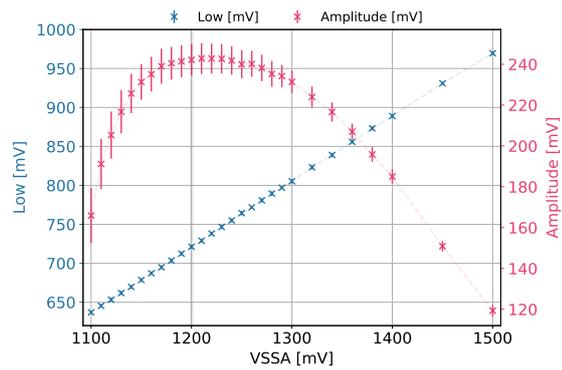
In Abbildung 12.2d ist zu sehen, dass zum einen der Stromfluss auf VDDA einen enorm großen Anstieg von 250 mA über den gesamten Bereich von $VNCompPix$ verzeichnet, aber gleichzeitig auch ein Abfall von 35 mA im Strom auf VSSA vorhanden ist. Da VSSA nur im Verstärker zum Einsatz kommt, sollte dieser Abfall ebenfalls nicht auftreten. Es ist vorstellbar, dass die Zuleitung der VDDA Spannung zum Pixel einen Widerstand besitzt. Ein erhöhter Stromverbrauch, wie ihn $VNCompPix$ verursacht, würde somit zu einer größeren Potentialdifferenz entlang der Zuleitung führen und die im Verstärker anliegende VDDA Spannung verringern. Dies könnte sowohl die Performanceauswirkung, als auch die Veränderung des VSSA Stroms erklären.

Zur Überprüfung dieser These wurde künstlich eine Potentialabfall auf VDDA und VSSA erzeugt, indem die Spannungspegel an der Stromversorgung angepasst wurden. Die Pulsparameter des AmpOuts wurden gemessen und sind in Abbildung 13.3 dargestellt, mit VDDA auf der linken und VSSA auf der rechten Seite.

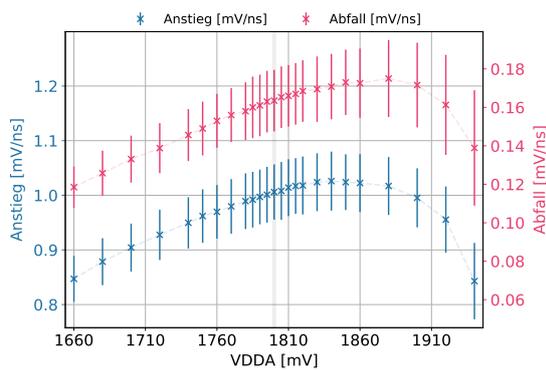
Da die Spannung von VDDA nach obiger Überlegung mit *VNCompPix* abfallen würde, muss die linke Seite der Abbildung 13.3 mit gespiegelter x-Achse betrachtet werden, um die Auswirkungen direkt mit *VNCompPix* vergleichen zu können. In 13.3a ist ebenfalls ein Anstieg des Low-Levels bei kleineren Spannungen zu erkennen, der allerdings deutlich schwächer ausfällt, als bei *VNCompPix* in 13.2a. Bei $VDDA = 1800\text{ mV}$ weist die Amplitude den zu erwartenden, aber deutlich schwächeren, Abfall zu kleineren Spannungen auf. Die Steigung der Anstiegs- und Abfallrate passen ebenfalls zum Verhalten des AmpOut-Pulses in Abhängigkeit von *VNCompPix*, können aber erneut nicht das ganze Ausmaß der Veränderung erklären. Hier steht der Abfall der Anstiegsrate von fast $0,3\text{ mV ns}^{-1}$ gegen *VNCompPix* nur einer Differenz von $0,2\text{ mV ns}^{-1}$ gegen VDDA gegenüber. Bei einer Spannung von 1830 mV tritt in der Amplitude allerdings ein Maximum auf. Anstiegs und Abfallrate zeigen ein ähnliches Verhalten mit Maxima bei 1840 mV und 1880 mV . Jenseits davon hat eine höhere Spannung den gegenteiligen Effekt auf den Pulsparameter des AmpOuts. Falls vorhanden, kann der Potentialabfall auf VDDA also nicht allzu groß ausfallen.



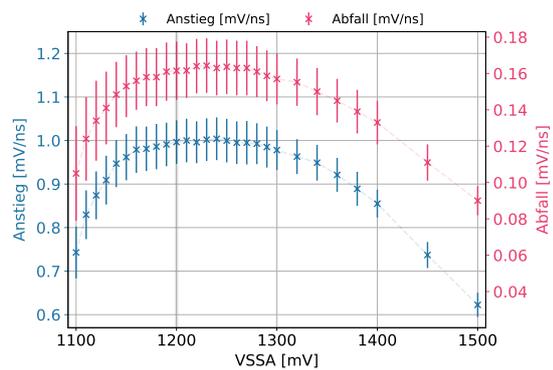
(a) Low-Level und Amplitude gegen VDDA



(b) Low-Level und Amplitude gegen VSSA



(c) Anstiegs- und Abfallrate gegen VDDA



(d) Anstiegs- und Abfallrate gegen VSSA

Abbildung 13.3: Auswirkung auf die Pulsparameter des AmpOuts bei Veränderung der VDDA Spannung auf der linken und der VSSA Spannung auf der Rechten Seite

13.2 Biasspannungen

Eine solche Abhängigkeit ist auch in verschiedenen Biasspannungen zu sehen. Diese bleiben bei Anpassung einer stromintensiven Komponente des Sensors nicht konstant, sondern verschieben sich ebenfalls. Das liegt daran, dass VDDA als oberes Level für die VDACs dient. Eine Veränderung des Spannungslevels auf VDDA hat somit auch eine Verschiebung der Biasspannungen zu Folge. Da sich sämtliche interne Arbeitspunkte verschieben, erklärt dies auch die Abhängigkeit von *VMinusPix*, obwohl dieses extern auf dem Motherboard PCB erzeugt wird.

In Abbildung 13.4 ist beispielsweise das Verhalten des Thresholds, der Baseline und der *VMinusPix* Biasspannung in Abhängigkeit von *VNPix* dargestellt. Abbildung 13.4a zeigt die Veränderung, der an den Testpunkten des Inserts gemessenen Biasspannungen, wenn der VDAC, der bei der Standardkonfiguration zum Einsatz kommt, beibehalten wird. Man sieht einen deutlichen Anstieg aller drei Spannungen um mehrere 10 mV. Da dies die Funktionsweise des Sensors enorm beeinträchtigen würde, wurde dies bei allen Messungen so gut wie möglich korrigiert. Die mithilfe der Anpassung der VDACs erhaltenen Biasspannungen sind in Abbildung 13.4b aufgetragen. Während es sich bei *VMinusPix* um einen DAC des Motherboard PCBs handelt, welcher mit 16 Bit sehr genau eingestellt werden kann, stehen für die VDACs des Sensors nur die Hälfte an Bits zur Verfügung. Dies erlaubt es die Biasspannungen der Baseline und des Thresholds nur auf ± 4 mV genau einzustellen. Für die Messungen wurde versucht, die Differenz aus Threshold und Baseline so konstant wie möglich zu halten. Insbesondere, wenn die Spannungsänderung pro DAC-Wert nicht gleich groß sind, treten aber unvermeidbare Verschiebungen des Schwellenwerts auf.

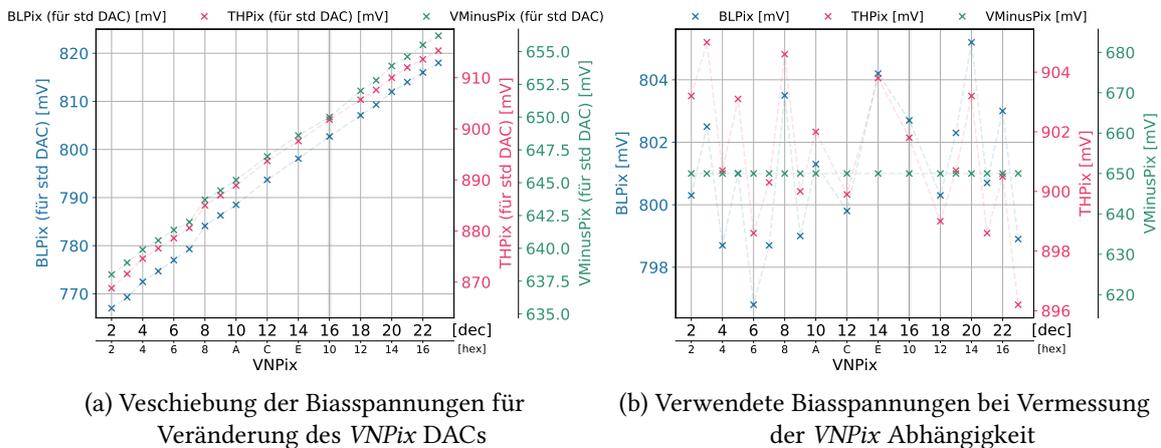


Abbildung 13.4: Abhängigkeit der Biasspannungen von der Sensorkonfiguration

Teil IV

Diskussion

14 Zusammenfassung und Diskussion

ATLASPix3 beruht auf dem HV-MAPS Konzept und wurde als Prototyp für das Upgrade des ATLAS Inner Trackers entworfen. Ziel ist die Demonstration einer brauchbaren Alternative zu hybriden Pixelsensoren, welche die nötigen Anforderungen an Zeitauflösung und Strahlungsbeständigkeit erfüllt. Durch die Verwendung von HV-CMOS Technologie, ist zudem das Einbetten der gesamten Signalverarbeitung auf dem Pixel und der Ausleseelektronik auf dem gleichen Chip möglich.

Einzelne Komponenten des Sensors werden von Biasspannungen gesteuert, welche sich wiederum mittels DACs kontrollieren lassen. Im Labor wurden, unter Verwendung einer radioaktiven Fe-55 Quelle und der Injektion als Signalquelle, die Pulsparameter der Signale an den Testausgängen in Abhängigkeit von der Sensorkonfiguration gemessen. Anhand dessen ist es möglich auf die Leistungsfähigkeit einzelner Sensorkomponenten zu schließen. Der AmpOut spiegelt das Analogsignal nach der Verstärkerstufe wieder, während der Hitbus das digitalisierte Signal nach dem Empfänger in der Peripherie Zelle angibt. Zur weiteren Beurteilung der Sensoreinstellungen werden zusätzlich in der PSI Testbeam-Kampagne gewonnenen Werte zu Effizienz und Noise-Raten herangezogen. Außerdem wurde der Stromfluss auf den Versorgungsspannungen gemessen, um den Leistungsverbrauch des Sensors für die gegebene Einstellungen ebenfalls zu berücksichtigen. In der Standardkonfiguration (siehe Appendix A) hat der gesamte Sensor eine Leistungsaufnahme von $(631,1 \pm 0,7)$ mW, was umgerechnet auf die Fläche des Sensors $(148,77 \pm 0,17)$ mW/cm² beträgt. Hierbei handelt es sich um eine Konfiguration nahe der optimalen DACs.

Ziel der Messungen ist prinzipiell, die Leistungsfähigkeit des Sensors anhand der erhaltenen Datenwerten zu charakterisieren und zu optimieren.

Für letzteres muss beachtet werden, dass einige Eigenschaften gegeneinander abgewogen werden müssen. Das betrifft insbesondere die Noise-Rate und die Effizienz. Grundsätzlich kann man sich an folgenden Auswirkungen orientieren: Eine Erhöhung der AmpOut Amplitude trägt zur Verbesserung der Effizienz bei kleinen Signalen bei, ist gleichzeitig aber auch für eine höhere Noise-Rate verantwortlich. Eine entsprechende Verringerung des Thresholds hat eine ähnliche negative Auswirkung auf die Noise-Rate, führt aber zu einer Verbesserung der Zeitauflösung. Die Erhöhung der Geschwindigkeit der ansteigenden Flanke des AmpOut-Pulses, reduziert grundsätzlich den Time-Walk Effekt und hilft ebenfalls beim Optimieren der Zeitauflösung. Eine schnellere Abfallrate reduziert die ToT und ermöglicht so im Falle von ATLASPix3 ein schnelleres Auslesen des Pixels.

Die gezielte Anpassung einzelner Pulsparameter ist allerdings nicht möglich. Die mittels DACs gesteuerten Komponenten des Schaltkreises haben immer Einfluss auf mehrere Parameter gleichzeitig und es existiert selten eine offensichtlich präferierte Einstellung innerhalb des optimalen Wertebereichs.

Als notwendige Voraussetzung wurde zu Beginn der These die Annahme getroffen, dass sich einzelne Komponenten in den Schaltkreisen des Sensors unabhängig voneinander kontrollieren lassen.

Allerdings haben Veränderungen an der Pulsform immer Einflüsse auf die Signalverarbeitung in den darauf folgenden Schaltkreisen. Im Vergleich zu der Standardkonfiguration wird durch eine Anpassung einer vorherigen Komponente die Annahme einer bestimmten Signalform, die als Ausgangspunkt der Messung gegeben war, verändert. Es ist strenggenommen also nicht ohne wiederholte Überprüfung möglich, einen DAC anzupassen und von der vorherigen Funktionsweise der danach kommenden Komponenten auszugehen.

Zusätzlich kommt hinzu, dass bei der genaueren Untersuchung von *VNCompPix* in Kapitel 13 eine nicht vernachlässigbare Abhängigkeit des Verstärkers vom Komparator deutlich geworden ist.

Da für die Messungen des AmpOut und des Hitbus Pulses unterschiedlichen Werte des *VNCompPix* DACs verwendet wurden, beeinflusst dies die Konformität und Vergleichbarkeit der Messergebnisse negativ. Allerdings zeigt dieses Beispiel, dass selbst augenscheinlich unabhängig Komponenten der Sensorelektronik nicht vollständig voneinander entkoppelt sind. Da sowohl der Verstärker als auch der Komparator mit der selben Versorgungsspannung VDDA betrieben werden und sich im selben Pixel befinden, ist zumindest teilweise von einer Beeinflussung der Stromversorgung durch DACs auszugehen. Dies lässt sich nach Betrachtung der Versorgungsspannungen bestätigen, auch wenn diese die Abhängigkeit von Komparator und Verstärker nicht in vollem Ausmaß beschreibt. Die Spannungsabfälle treten hierbei wahrscheinlich sowohl im Pixel als auch davor an den Bonds und den Leitungen des Insert PCBs auf.

Es handelt sich hier also nicht um ein eindimensionales Problem, in dem jeder DAC separat optimiert werden kann, sondern um ein mehrdimensionales, in welchem die optimale Biasspannung zur Kontrolle einer Komponente abhängig von dem Zustand einer anderen sein kann.

Da die Anzahl der notwendigen Messungen allerdings exponentiell mit der Anzahl an Parametern ansteigt, ist eine Untersuchung in diesem Umfang nicht möglich und kann höchstens stichprobenartig erfolgen.

Problematisch bei den Messungen sind auch die, in Unterkapitel 13.2, angesprochenen Verschiebung der Biasspannungen (Baseline, Threshold und *VMinusPix*). Diese können nur mit einem gewissen Fehler kompensiert werden und beeinflussen deshalb die Messergebnisse. Bei allen nicht messbaren Biasspannungen sind die genauen Auswirkungen unbekannt und können gar nicht ausgeglichen werden. Diese sind, wie bei *VNCompPix*, nur in deren Einfluss auf die Testausgänge zu sehen.

Zudem beziehen sich die durchgeführten Messungen einen einzelnen Pixel. Hierbei handelt es sich um einen Randpixel, dessen Funktionsweise zwar nicht anders ist, als die andere Pixel, die Signalmessung und die Spannungsversorgung aber durchaus von der Position beeinflusst sein kann.

Eine Positionsabhängigkeit konnte insbesondere in der Untersuchung der Spaltenabhängigkeit des Hitbus gefunden werden, die möglicherweise ebenfalls mit Spannungsabfällen in der Stromversorgung zusammenhängt. Die restlichen Positionsuntersuchungen zeigen dagegen keine Auffälligkeiten. Es fällt lediglich eine starke fertigungsbedingt Variation der Pixelperformance und der Injektion auf. Diesbezüglich erscheint ein pixelspezifisches Tuning des Thresholds sinnvoll, um die Arbeitsweisen der Pixel anzugleichen.

Während den Labormessungen hat sich eine starke Sensitivität der Sensorfunktion gegenüber äußeren Umweltbedingungen, insbesondere Lichteinstrahlung, abgezeichnet. Trotz Maßnahmen, Schwankungen durch konstante Bedingungen zu reduzieren, können Einflüsse auf die Messergebnisse nicht ausgeschlossen werden.

Des Weiteren entsprechen die im Testbeam gemessenen Noise-Werte nicht den eigentlichem Anteil der durch thermisches Rauschen verursachten falschen Signalen, sondern beinhaltet ebenso die Effizienz des Teleskops und die Tracking Effizienz der Software. Aufgrund der Implementierung der Analyse können zu Teilchen, die nicht auf jeder Lage des Referenzteleskops registriert wurde, keine Tracks auf der DUT gefunden werden. Entsprechende Hits auf der DUT können nicht von echtem Rauschen unterschieden werden.

Ein Teil des Problems ist, dass die Trackingsoftware ausschließlich gerade Tracks zulässt. Bei den niedrigen Teilchenimpulsen am PSI von $350 \text{ MeV } c^{-1}$, tritt besonders viel Coulomb Vielfachstreuung auf. Diese führt dazu, dass die Teilchen an den Teleskoplagen abgelenkt werden können und der Track im Allgemeinen keiner geraden Linie folgt. Eine Berücksichtigung dessen würde den Noise-Hintergrund teilweise reduzieren.

Unter der Annahme, dass dieser Einfluss unabhängig von der verwendeten Konfiguration der DUT und der Teilchenstrahl zeitlich unverändert ist, kann dies als im statistischen Mittel konstanter Anteil betrachtet werden. Dadurch sind zwar die absoluten Noise-Raten nicht aussagekräftig, aber wohl die Veränderung. Allerdings ist der Noise-Anteil abhängig von der Effizienz des Sensors und während einigen Messungen sind erhebliche Schwankungen der Teilchenrate im Strahl aufgetreten.

Aus Gründen der Vergleichbarkeit mit den Labormessungen, wurden für die Bestimmung der Noise-Raten ebenfalls Daten bei einem Threshold von 100 mV verwendet. Bei diesem Schwellenwert befindet man sich allerdings weit entfernt von dem eigentlich, durch Rauschen negativ betroffenen Bereich. Dieser ist eher bei einem Threshold unterhalb von 75 mV zu finden. Aus diesem Grund setzt sich die Noise-Rate größtenteils aus den oben beschriebenen Hintergrundeffekten zusammen.

Retrospektiv betrachtet ist eine Messung des Rausch-zu-Signal-Verhältnis im Labor sinnvoller. Dieses kann anhand von S-Kurven-Messungen [15] bestimmt werden, was im Umfang der Arbeit allerdings nicht mehr möglich war.

Trotz der eben diskutierten Fehlerquellen und Problematiken bei den Messungen können einige wichtige Schlüsse gezogen werden.

Zum einen verhält der ATLASPix3 sich im großen und ganzen nachvollziehbar. Jede Komponente funktioniert erwartungsgemäß und kann in ihrer Funktionsweise anhand der Implementierung der Elektronik gut nachvollzogen werden.

Zudem ist die Charakterisierung und Optimierung des Sensors aufgrund genannter Problematiken nicht unmöglich sondern nur erschwert und in der Gültigkeit eingeschränkt.

Die im Labor gewonnenen Messergebnisse dienen des Weiteren dazu, optimale Ausgangswerte und Messbereiche für weitergehende Messungen auf dem PSI Testbeam zu finden.

15 Ausblick

Die Charakterisierung des Sensors ist nach der analogen Vermessung im Labor keinesfalls abgeschlossen. Die Zeitauflösung ist ein sehr wichtiger Aspekt bei der Bewertung der Leistungsfähigkeit des Sensors und konnte im Umfang dieser Arbeit nicht betrachtet werden. Die Behandlung dieses Themas wird allerdings in der Masterarbeit [26] fortgesetzt.

Darüber hinaus gibt es weitere Aspekte die noch nicht betrachtet wurden, aber durchaus von Interesse sind.

Zum einen hat der Sensor eine starke Abhängigkeit von Lichteinwirkung und der Umgebungstemperatur gezeigt. Unter der Verwendung eines Klimaschranks könnten diese Auswirkungen genauer kontrolliert und quantifiziert werden.

Des Weiteren wird für den ursprünglich in ATLAS vorgesehenen Einsatz eine hohe Strahlenhärte benötigt. Diese müsste für ATLASPix3 anhand von Bestrahlungsstudien ebenfalls noch genauer untersucht werden.

Die Analyse der Messwerte hat eine starke Vernetzung der unterschiedlichen Sensorkomponenten aufgezeigt, die in diesem Ausmaß nicht in früheren Sensorgenerationen aufgetreten sind. Ein wichtiger Anteil daran könnten die VDACS haben, die in Abhängigkeit von der VDDA Spannung operieren und dementsprechend anfällig für Potentialabfälle auf den Versorgungsspannungen sind. Die Ursache für die Spannungsabfälle innerhalb des Sensors zu finden, kann dazu beitragen die Problematik in zukünftigen Sensorgenerationen zu beheben.

Gegenüber ATLASPix1 wurde ATLASPix3 für deutlich höhere Biasspannungen am p-Substrat ausgelegt. Aufgrund designbedingter Gründe kann jedoch nur eine Hochspannung von maximal 65 V, im Vergleich zu den 80 V bei ATLASPix1 [14], erreicht werden. Entsprechend der mit der Hochspannung ansteigenden Amplitude, ist eine bessere Performance zu erwarten. Auch in [26] konnte ein ansteigender Trend für die Zeitauflösung ermittelt werden, der sich wahrscheinlich jenseits der 60 V fortsetzt. Entsprechende Anpassungen im Design könnten somit die Leistungsfähigkeit des Sensors weiter verbessern.

Teil V
Appendix

A DAC Werte

	DAC Name	DAC-Wert			
		Labormessung		Testbeam	
		[dec]	[hex]	[dec]	[hex]
Pixel Zelle	VNBiasPix	0	0x 0	0	0x 0
	VNPix	16	0x 10	16	0x 10
	VNPix2	0	0x 0	0	0x 0
	VNFBPix	10	0x A	10	0x A
	VPLoadPix	10	0x A	11	0x B
	VNFollPix	5	0x 5	7	0x 7
	VPFoll	20	0x 14	0	0x 0
	BLResPix	10	0x A	30	0x 1E
	VNCompPix	31/10*	0x 1F/0x A*	23	0x 17
Peripherie	VPBiasRec	30	0x 1E	30	0x 1E
	VNBiasRec	30	0x 1E	30	0x 1E
	VPHB	63	0x 3F	0	0x 0
PLL	VNVCO	15	0x F	15	0x F
	VPVCO	14	0x E	14	0x E
	VPPump	13	0x D	13	0x D
	Invert	1	0x 1	1	0x 1
Dcl Serialisierung	VNDcl	10	0x A	10	0x A
	VPDcl	13	0x D	13	0x D
	VNDelDcl	13	0x D	13	0x D
	VPDelDcl	13	0x D	13	0x D
	VNDelDclMux	20	0x 14	20	0x 14
	VPDelDclMux	20	0x 14	20	0x 14
	VNLVDS	20	0x 14	20	0x 14
	VNLVDSDel	0	0x 0	0	0x 0
	VNDelPreEmp	0	0x 0	0	0x 0
VPDelPreEmp	0	0x 0	0	0x 0	
State Maschine	resetckdivend	15	0x F	15	0x 0
	maxcycend	0	0x 0	0	0x 0
	slowdownend	0	0x 0	0	0x 0
	timerend	1	0x 1	1	0x 1
	ckdivend	0	0x 0	0	0x 0
	ckdivend2	3	0x 3	7	0x 7

* Unterschiedliche DACs für Messungen am AmpOut/Hitbus

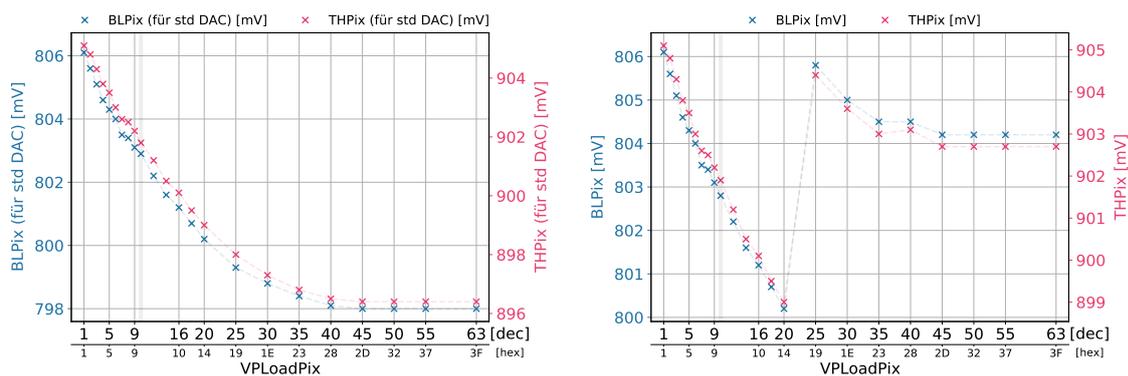
Tabelle A.1: Standard Konfiguration der Labormessungen und des Testbeams

B Zusätzliche Messungen

B.1 Biasspannungen

In den folgenden Abbildungen sind die Biasspannungen in Abhängigkeit eines DAC-Werts dargestellt. Das linke Diagramm zeigt dabei die Veränderung, welche die Biasspannungen unterliegen würden, falls der VDAC der Spannung beibehalten und nicht angepasst wird. Im Diagramm rechts daneben sind die Biasspannungen mit angepassten VDAC Werten dargestellt, so wie diese in der Messung verwendet wurden. Da diese nur diskrete Spannungspegel, im Abstand von etwa 6 mV, zulassen ist die Genauigkeit der Korrektur begrenzt. Es wurde immer versucht die Differenz aus Baseline und Threshold möglichst konstant zu halten.

VPLoadPix In Abbildung B.1a ist das Verhalten der Biasspannung (*BLPix* und *THPix*) gegen *VPLoadPix* dargestellt. Die Biasspannungen fallen beide mit *VPLoadPix* ab und saturieren oberhalb von 40. Durch Kompensation dieses Abfalls können die Biasspannung in Abbildung B.1b erreicht werden. Hierbei verschiebt sich die Baseline um einiges, die Differenz aus Threshold und Baseline ist allerdings nur geringfügig beeinflusst. *VMinusPix* muss nicht korrigiert werden, da es unabhängig von *VPLoadPix* ist.

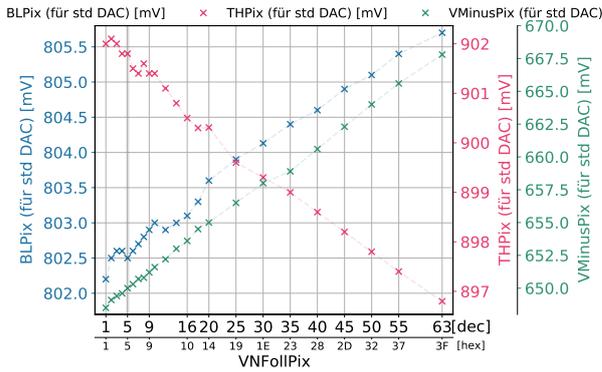


(a) Verschiebung der Biasspannungen für Veränderung des *VPLoadPix* DACs

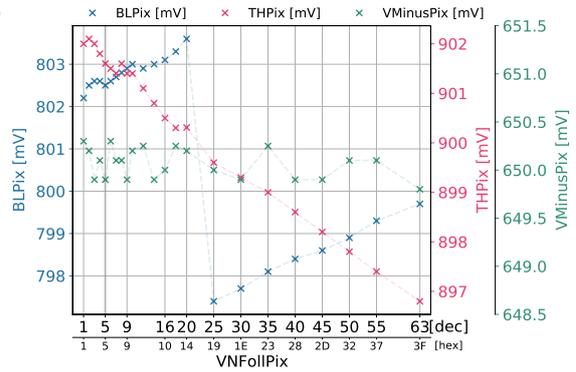
(b) Verwendete Biasspannungen bei Vermessung der *VPLoadPix* Abhängigkeit

Abbildung B.1: Abhängigkeit der Biasspannungen von *VPLoadPix*

VNFollPix Bei *VNFollPix* sind alle drei Biasspannung abhängig vom DAC-Wert. Während Baseline und *VMinusPix* in Abbildung B.2a mit *VNFollPix* ansteigen, fällt der Threshold ab. Dies macht es schwierig für den Threshold und die Baseline eine gute Korrektur zu finden. In dem Graph B.2b ist zu sehen, dass sich die Differenz beider Biasspannungen verschiebt und insbesondere ein Sprung von 6 mV bei *VNFollPix* = 20 unvermeidbar ist. *VMinusPix* lässt sich dagegen mittels dem DAC auf dem Motherboard PCB sehr genau einstellen.



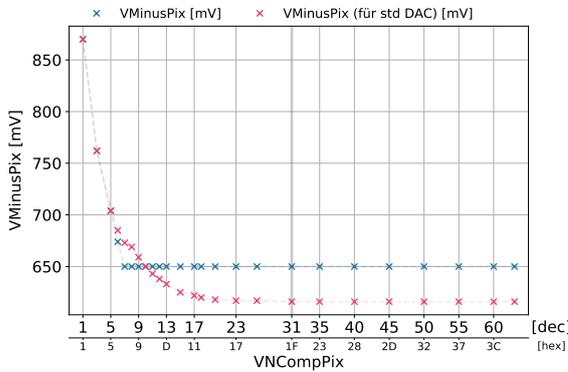
(a) Verschiebung der Biasspannungen für Veränderung des *VNFollPix* DACs



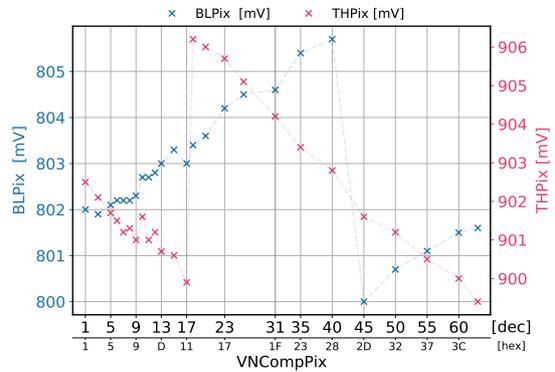
(b) Verwendete Biasspannungen bei Vermessung der *VNFollPix* Abhängigkeit

Abbildung B.2: Abhängigkeit der Biasspannungen von *VNFollPix*

VNCompPix Bei *VNCompPix* fehlen die Messungen der Biasspannungen (Baseline und Threshold) für den standard VDAC. Stattdessen ist in Abbildung B.3a die Spannung von *VMinusPix* für den Standard-DAC und die korrigierte Spannung angegeben. Unterhalb von *VNCompPix* = 7 steigt *VMinusPix* stark an. Da die minimale Spannung von *VMinusPix* begrenzt ist, konnte der Anstieg nicht ausreichend ausgeglichen werden, sodass diese Messpunkte bei höheren *VMinusPix*-Spannungen durchgeführt wurden. In B.3b sind wiederum die verwendeten Baseline und Threshold Spannungen aufgeführt. Da das Verhalten der Biasspannungen entgegengesetzt ist, war die Korrektur erneut schwierig, sodass Verschiebungen im Schwellenwert unvermeidbar sind.



(a) Verschiebung der Biasspannungen für Veränderung des *VNCompPix* DACs



(b) Verschiebung der *VMinusPix* Spannung bei *VNCompPix* Abhängigkeit und Spannung für Standard-Wert von *VMinusPix*

Abbildung B.3: Abhängigkeit der Biasspannungen von *VNCompPix*

C Literatur

- [1] MissMJ. *Standard model of elementary particles*. Basierend auf: PBS NOVA, Fermilab, Office of Science, United States Department of Energy, Particle Data Group. URL: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Standard_Model_of_Elementary_Particles-de.svg.
- [2] Particle Data Group u. a. „Review of Particle Physics“. In: *Progress of Theoretical and Experimental Physics* 2020.8 (2020).
- [3] Owe Philipsen. Springer Spektrum, 2018. DOI: 10.1007/978-3-662-57820-9.
- [4] Gerhard Ecker. Springer Spektrum, 2017. DOI: 10.1007/978-3-662-54550-8.
- [5] „The Higgs boson: the hunt, the discovery, the study and some future perspectives“. In: *Cern - ATLAS Features* (2018).
- [6] Hermann Kolanoski, Norbert Wermes. *Teilchendetektoren*. Springer Spektrum, 2016. DOI: 10.1007/978-3-662-45350-6.
- [7] R.M. Sternheimer, M.J. Berger und S.M. Seltzer. „Density effect for the ionization loss of charged particles in various substances“. In: *Atomic Data and Nuclear Data Tables* 30.2 (1984), S. 261–271. DOI: [https://doi.org/10.1016/0092-640X\(84\)90002-0](https://doi.org/10.1016/0092-640X(84)90002-0). URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0092640X84900020>.
- [8] Siegfried Hunklinger. *Festkörperphysik*. De Gruyter, 2018. DOI: 10.1515/9783110567755.
- [9] Mark Winter. Zugriff: 18.09.2020. URL: <https://www.webelements.com/silicon/index.html>.
- [10] Ekbert Hering, Rolf Martin, Jürgen Gutekunst, Joachim Kempkes. *Elektrotechnik und Elektronik für Maschinenbauer*. Springer Vieweg, 2018. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-662-54296-5>.
- [11] Ivan Perić. „A novel monolithic pixelated particle detector implemented in high-voltage CMOS technology“. In: *Nuclear Instruments and Methods* 582.3 (2007), S. 876–885. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2007.07.115>.
- [12] Lars Olivier Sebastian Noehte. *Bild des ATLASPix3*. 2020.
- [13] Mridula Prathapan u. a. „ATLASpix3 : A high voltage CMOS sensor chip designed for ATLAS Inner Tracker“. In: *PoS TWEPP2019* (2020). DOI: 10.22323/1.370.0010.
- [14] David Maximilian Immig. „Characterization of ATLASPix1, an HV-CMOS Demonstrator for the Phase-II Upgrade of the ATLAS Inner Tracker“. Masterarbeit. Universität Heidelberg, 2019.
- [15] David Maximilian Immig. „Charakterisierung des VCO, der PLL und der Pulsform des Mu-Pix7 in Abhängigkeit der Umgebungstemperatur“. Bachelorarbeit. Universität Heidelberg, 2016.
- [16] Rhode&Schwarz. *Hameg HMP4030 Handbuch*. Zugriff: 15.09.2020. URL: <https://www.manualslib.de/manual/169940/Hameg-Hmp4030.html>.

- [17] Tektronix. *Series 2600 System SourceMeter User's Manual*. Zugriff: 15.09.2020. URL: <https://www.tek.com/keithley-source-measure-units/smu-2600b-series-sourcemeter-manual-6>.
- [18] Lennart Huth. „A High Rate Testbeam Data Acquisition System and Characterization of High Voltage Monolithic Active Pixel Sensors“. Diss. Universität Heidelberg, 2018.
- [19] Sebastian Dittmeier. „Fast data acquisition for silicon tracking detectors at high rates“. Diss. Universität Heidelberg, 2018.
- [20] Arduino. *Arduino Uno Rev3 SMD*. Zugriff: 21.09.2020. URL: <https://store.arduino.cc/arduino-uno-rev3-smd>.
- [21] Texas Instruments. *ADS1115 - 16-Bit 860SPS 4-Ch Delta-Sigma ADC With PGA, Oscillator, Vref, Comparator, and I2C*. Zugriff: 21.09.2020. URL: <https://www.ti.com/product/ADS1115>.
- [22] Intel. *Stratix IV Device Handbook*. Zugriff: 15.09.2020. URL: https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/hb/stratix-iv/stratix4_handbook.pdf.
- [23] Tektronix. *Tektronix DPO 7254C Digital Phosphor Oscilloscope Manual*. Zugriff: 15.09.2020. URL: <https://de.tek.com/oscilloscope/dpo70000-mso70000-manual/mso70000dx-dpo70000dx-mso70000c-dpo70000c-dpo7000c-mso5000b-0>.
- [24] Tektronix. *P6139B & P5050B Passive Probes Instructions*. Zugriff: 15.09.2020. URL: <https://de.tek.com/passive-probe-manual/p6139b-p5050b>.
- [25] Mu3e Collaboration. Zugriff: 24.09.2020. URL: <https://www.physi.uni-heidelberg.de/Forschung/he/mu3e/wiki/index.php/ATLASPix3>.
- [26] Dohun Kim. „TBA“. Masterarbeit. Universität Heidelberg.
- [27] Lukas Mandok Dohun Kim. Zugriff: 24.09.2020. URL: <https://elog.psi.ch/elogs/Testbeams/3288>.
- [28] Stefan Ritt. Zugriff: 28.09.2020. URL: <https://midas.psi.ch/elog>.
- [29] Mu3e Collaboration. Zugriff: 24.09.2020. URL: https://www.physi.uni-heidelberg.de/Forschung/he/mu3e/wiki/index.php/MUPIX_10.
- [30] Laboratoire National Henri Becquerel. *LNE - LNHB/CEA: Table de Radionucléides - Fe-55*. Zugriff: 24.07.2020. 2006. URL: http://www.lnhb.fr/nuclides/Fe-55_tables.pdf.
- [31] Jan Patrick Hammerich. „Analog Characterization and Time Resolution of a large scale HV-MAPS Prototype“. Masterarbeit. Universität Heidelberg, 2018.
- [32] Wolfgang Demtröder. Springer Spektrum, 2014. DOI: 10.1007/978-3-642-21476-9.
- [33] Markus A. Hennig. Zugriff: 21.09.2020. 2009. URL: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:N-Kanal-MOSFET_\(Schema\).svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:N-Kanal-MOSFET_(Schema).svg).
- [34] Biezl. Zugriff: 21.09.2020. 2008. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:MOSFET-Kennlinie.svg>.
- [35] *ATLASPix3 user manual*. URL: https://www.physi.uni-heidelberg.de/Forschung/he/mu3e/wiki/index.php/File:ATLASPIX3_docu_v1.pdf.

- [36] *Preliminary sketch of ATLASPix3 Readout Concept*. URL: <https://www.physi.uni-heidelberg.de/Forschung/he/mu3e/wiki/index.php/File:Atlaspix3-sketch.pdf>.
- [37] *Preliminary sketch of ATLASPix3 Pixel+Periphery Cell*. URL: https://www.physi.uni-heidelberg.de/Forschung/he/mu3e/wiki/index.php/File:Pixel_periphery_cell_atlaspix3.pdf.
- [38] Heiko Christian Augustin. „Characterization of a novel HV-MAPS Sensor with two Amplification Stages and first examination of thinned MuPix Sensors“. Masterarbeit. Universität Heidelberg, 2014.

Danksagung

Mit dem Abschluss meiner Arbeit möchte ich allen Personen danken, die mich dabei und auch in der Zeit davor unterstützt haben.

Dies betrifft insbesondere Prof. Dr. André Schöning, der es mir ermöglicht hat, mit dieser wunderbaren Gruppe an einem so top aktuellen und interessanten Thema zu arbeiten.

Ebenso möchte ich Dr. Felix Sefkow danken, der sich zum einen als Zweitkorrektor angeboten und mich bereits im Vorfeld, bei der Beteuerung eines Seminarvortrags über das Mu3e-Experiment, auf diese Gruppe aufmerksam gemacht hat.

Mein Dank gilt außerdem der gesamten Mu3e- und ATLAS-Gruppe, für die tolle Zeit am PI und den zahllosen Testbeams. Natürlich sind auch die eingeschlossen, die nicht mehr dabei sind, ich aber das Glück hatte kennen zu lernen.

Im speziellen möchte ich ein paar Leute hervorheben:

- David, der mir – zugegebenermaßen im Austausch gegen einen sehr anstrengendes Ende eines Testbeams – enorm bei dieser Arbeit geholfen hat und immer mit Rat zur Seite stand. Ohne ihn wäre ich wahrscheinlich bei den zahlreichen Messungen und insbesondere in der letzten Phase des Schreibens aufgeschmissen gewesen.
- Heiko, der mir geholfen hat Sinn aus den Abgründen der Sensorelektronik des ATLASPix3 zu machen und sich immer Zeit genommen hat meine Fragen zu beantworten.
- Jan und Benjamin, die meine Arbeit Korrekturlesen gelesen haben, sogar deutlich gründlicher als ich erwartet hätte.
- Dohun und Sebastian, dir mir sehr bei der Analyse der Testbeam Daten unter die Arme gegriffen haben.

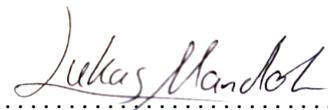
Nicht zuletzt möchte ich auch meinem Mitbewohner Borys danken, der mich in den letzten Wochen und Tagen ertragen hat, darauf geachtet hat, dass ich mich nicht überarbeite, und mich in den Pausen versorgt hat.

Zum Abschluss möchte ich meiner Familie und meinen Freunden danken, insbesondere aber meinen Eltern, die mich seit Beginn meines Studiums immer unterstützt haben.

Erklärung

Ich versichere, dass ich diese Arbeit selbstständig verfasst habe und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Heidelberg, den 29. September 2020



.....
Lukas Mandok