

Charakterisierung des Verstärkers des HV-MAPS P2Pix für das P2-Experiment



von

Jakob Elias Böhmer

Matrikelnummer: 2779577

Bachelorarbeit in Physik
vorgelegt dem Fachbereich Physik, Mathematik und Informatik (FB 08)
der Johannes Gutenberg-Universität Mainz
am 2. April 2026

1. Gutachter: Prof. Dr. Niklaus Berger
2. Gutachter: Dr. Timo Stengler

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel (dazu zählen auch KI-basierte Anwendungen oder Werkzeuge) benutzt habe. Sämtliche wörtlichen oder sinngemäßen Übernahmen und Zitate sind kenntlich gemacht und nachgewiesen. Ich versichere, dass ich keine Hilfsmittel verwendet habe, deren Nutzung die Prüferin oder der Prüfer explizit ausgeschlossen hat.

Im Anhang („Nutzung von KI-Tools“) habe ich die verwendeten KI-Tools dokumentiert.

Mit Abgabe der vorliegenden Leistung übernehme ich die Verantwortung für das eingereichte Gesamtprodukt. Ich verantworte damit auch jegliche KI-generierten Inhalte, die ich in meine Arbeit übernommen habe. Die Richtigkeit übernommener (KI-generierter) Aussagen und Inhalte habe ich nach bestem Wissen und Gewissen geprüft.

Ich habe die Arbeit nicht zum Erwerb eines anderen Leistungsnachweises in gleicher oder ähnlicher Form eingereicht.

Mir ist bekannt, dass ein Verstoß gegen die genannten Punkte prüfungsrechtliche Konsequenzen hat und insbesondere dazu führen kann, dass die Studien- und Prüfungsleistung als mit „nicht bestanden“ bewertet wird. Die Einschreibung kann für bis zu zwei Jahre widerrufen werden, wenn Studierende zweimal oder häufiger bei Prüfungsleistungen täuschen (§ 69 Abs. 4 und 5 HochSchG).



Guldental, den 02. April 2026

Jakob Elias Böhmer
AG Berger
Institut für Kernphysik
Staudingerweg 9
Johannes Gutenberg-Universität D-55099 Mainz
jboehmer@students.uni-mainz.de

Zusammenfassung

Das Ziel des P2-Experiments am MESA-Beschleuniger ist die hochpräzise Messung des elektroschwachen Mischwinkels $\sin^2 \theta_W$ bei niedrigen Impulsüberträgen. Dafür wird ein polarisierter Elektronenstrahl auf ein Target aus unpolarisiertem flüssigem Wasserstoff elastisch gestreut. Um die gewünschte Präzision zu erreichen, ist ein hochauflösender Tracking-Detektor erforderlich, der die Trajektorie der gestreuten Elektronen exakt rekonstruieren kann.

Als Detektortechnologie kommen Halbleiterchips auf Basis der HV-MAPS-Technologie zum Einsatz. Diese vereinen die Ausleseelektronik sowie die Sensordiode auf einem Chip, der bis auf 50 μm gedünnt werden kann, und ermöglichen eine schnelle driftbasierte Ladungssammlung. Der für dieses Experiment entwickelte HV-MAPS-Chip trägt die Bezeichnung P2Pix.

Diese Arbeit umfasst die Charakterisierung des In-Pixel-Verstärkers des P2Pix anhand analoger Testsignale. Dabei werden die Betriebseinstellungen des Verstärkers optimiert, indem die Pulsform des Verstärkerausgangs in Abhängigkeit von der Sensorconfiguration gemessen wird. Bei dieser Optimierung werden der Stromverbrauch, das Rauschverhalten und eine effiziente Form des Pulses berücksichtigt.

Abstract

The P2 experiment at the MESA accelerator aims to precisely measure the electroweak mixing angle $\sin^2 \theta_W$ at low momentum transfers. To achieve this, a polarized electron beam is scattered elastically off a target of unpolarized liquid hydrogen. Achieving the desired precision requires a high-resolution tracking detector capable of accurately reconstructing the trajectories of the scattered electrons.

The detector technology is based on high voltage monolithic active pixel sensors (HV-MAPS), which integrate the readout electronics and the sensor diode on a single chip that can be thinned down to 50 μm , enabling fast drift-based charge collection. The HV-MAPS chip developed for this experiment is called the P2Pix.

This thesis covers the characterization of the P2Pix's in-pixel amplifier using analog test signals. The amplifier's operating settings are optimized by measuring the amplifier output pulse shape as a function of the sensor configuration. This optimization considers power consumption, noise behavior, and an efficient pulse shape.

Inhaltsverzeichnis

I. Einleitung	6
1. Einleitung	7
2. Das Standardmodell	8
2.1. Der elektroschwache Mischungswinkel	9
2.2. Helizität und Parität	9
3. Das P2-Experiment	10
3.1. Messprinzip	11
3.2. Tracking-Detektor-Technologie	12
3.2.1. Halbleiterphysik	13
3.2.1.1. Dotierung	14
3.2.1.2. pn-Übergang	14
3.2.1.3. MOSFET	16
3.2.2. Halbleiter-Pixeldetektoren	18
3.2.2.1. Hybride Pixeldetektoren	18
3.2.2.2. MAPS	18
3.2.2.3. HV-MAPS	18
II. Setup	20
4. Setup	21
4.1. P2Pix	21
4.1.1. Pixel-Zelle	22
4.1.1.1. Verstärker	22
4.1.1.2. Komparator	24
4.1.2. Peripherie und State Machine	25
4.2. Laboraufbau	26
4.2.1. Insert und Motherboard	26
4.2.2. Oszilloskop	27
4.2.3. GUI und FPGA	27
III. Messungen	28
5. Messungen	29
5.1. Messmethoden und Machbarkeitsnachweis	29
5.1.1. Erfassung der Messwerte	30
5.2. Variation der Injektionsspannung	32

Inhaltsverzeichnis

5.3. DAC-Abhängigkeit	33
5.3.1. BLResPix	34
5.3.2. VNBiasPix	35
5.3.3. VNFBPix	36
5.3.4. VNFollPix	37
5.3.5. VPLoadPix	38
5.3.6. VPPix	39
5.3.7. VNPix2	40
5.3.8. VPFoll	41
5.3.9. Feinjustierung	42
5.4. Spaltenabhängigkeit	45
5.5. HV-Abhängigkeit	48
 IV. Zusammenfassung und Ausblick	 49
 6. Zusammenfassung und Ausblick	 50
 V. Appendix	 51
 7. Appendix	 52
7.1. Tabellen und Abbildungen	52
7.2. Nutzung von KI-Tools	56
 8. Literaturverzeichnis	 57

Teil I.

Einleitung

1. Einleitung

Das Standardmodell (SM) der Teilchenphysik stellt derzeit das beste theoretische Rahmenwerk unserer Physik dar, indem es die fundamentalen Wechselwirkungen und die daran beteiligten Teilchen beschreibt. Dadurch sind wir in der Lage, die Welt, wie wir sie kennen, zu verstehen, indem wir physikalische Prozesse auf den kleinsten Skalen erklären.

Es gibt jedoch experimentelle Befunde, die genau dieses Modell widerlegen. Ein Beispiel hierfür ist die Neutrinooszillation, die belegt, dass Neutrinos eine Masse besitzen müssen. Dies steht im Widerspruch zum SM, in dem diese Teilchen als masselos beschrieben werden [1]. Auch die Existenz von Dunkler Materie lässt sich nicht vom SM beschreiben [2]. Dies sind nur einige von vielen Hinweisen, die darauf hindeuten, dass es Physik jenseits des Standardmodells geben muss.

Um die Gültigkeit des SM zu testen oder mögliche Erweiterungen zu finden, verfolgen Physiker zwei komplementäre Strategien.

High-Energy-Frontier: Bei dieser Strategie werden Teilchen mit sehr hoher Energie beschleunigt, um neue Effekte oder Teilchen zu entdecken. Ein Beispiel hierfür ist die Entdeckung des Higgs-Bosons durch die ATLAS- und CMS-Kollaboration am LHC im Jahr 2012. Dadurch konnte eine zentrale Vorhersage des Standardmodells experimentell bestätigt werden [3].

Low-Energy-Precision: Hier werden hochpräzise Messungen bei niedrigen Energien durchgeführt, um potenziell kleine Abweichungen von den Vorhersagen des Standardmodells aufzudecken. Ein Beispiel hierfür ist das P2-Experiment am MESA-Beschleuniger in Mainz. Dabei soll die Paritätsverletzung in der elastischen Elektron-Proton-Streuung gemessen werden, um den schwachen Mischwinkel $\sin^2 \theta_W$ mit hoher Präzision bei niedrigen Energien zu bestimmen.

Um den durchschnittlichen Viererimpuls-Transfer $\langle Q^2 \rangle$ der gestreuten Elektronen im P2-Experiment zu rekonstruieren, ist ein hochpräziser Tracking-Detektor erforderlich. Dieser muss die Bahnen der Elektronen in einem Magnetfeld mit hoher räumlicher und zeitlicher Auflösung bei großen Teilchenraten erfassen können, um $\langle Q^2 \rangle$ mit minimaler Messunsicherheit zu bestimmen [4].

Dazu sollten die Tracking-Detektoren aus möglichst wenig Material bestehen, um die Vielfachstreuung zu reduzieren. Diese würde bei den niedrigen Elektronenenergien dieses Experiments (155 MeV) zu einem erheblichen Unsicherheitsfaktor im Wert von $\langle Q^2 \rangle$ führen. Aus diesen Gründen wurde für dieses Experiment die High Voltage – Monolithic Active Pixel Sensors (HV-MAPS)-Technologie gewählt. Der für dieses Experiment entwickelte Halbleiter-Pixelsensor P2Pix soll alle genannten Anforderungen erfüllen und wird in der vorliegenden Arbeit charakterisiert [4].

2. Das Standardmodell

Das Standardmodell beschreibt die Materie und ihre Wechselwirkungen auf den kleinsten Skalen. Dabei vereint es drei der vier fundamentalen Wechselwirkungen, nämlich die elektromagnetische, die schwache und die starke Wechselwirkung, unter einem mathematischen Formalismus, der Quantenfeldtheorie. Die vierte fundamentale Kraft, die Gravitation, wird im SM hingegen nicht berücksichtigt.

Dabei kann man die fundamentalen Bausteine unserer Materie, die sogenannten Elementarteilchen, in drei Gruppen unterteilen. Zum einen gibt es die Fermionen (Quarks und Leptonen), die die Grundbausteine der Materie sind. Zum anderen gibt es die Eichbosonen, die als Austauschteilchen Wechselwirkungen zwischen den Fermionen vermitteln. Diese Eichbosonen sind das Photon γ für die elektromagnetische Wechselwirkung, das $W^{\pm}$ - und Z^0 -Boson für die schwache Wechselwirkung sowie das Gluon für die starke Wechselwirkung. Darüber hinaus gibt es das Higgs-Boson, das den Fermionen sowie den Eichbosonen $W^{\pm}$ und Z^0 über den Higgs-Mechanismus ihre Masse verleiht. Die Einteilung aller Elementarteilchen ist in Abb. 2.1 dargestellt.

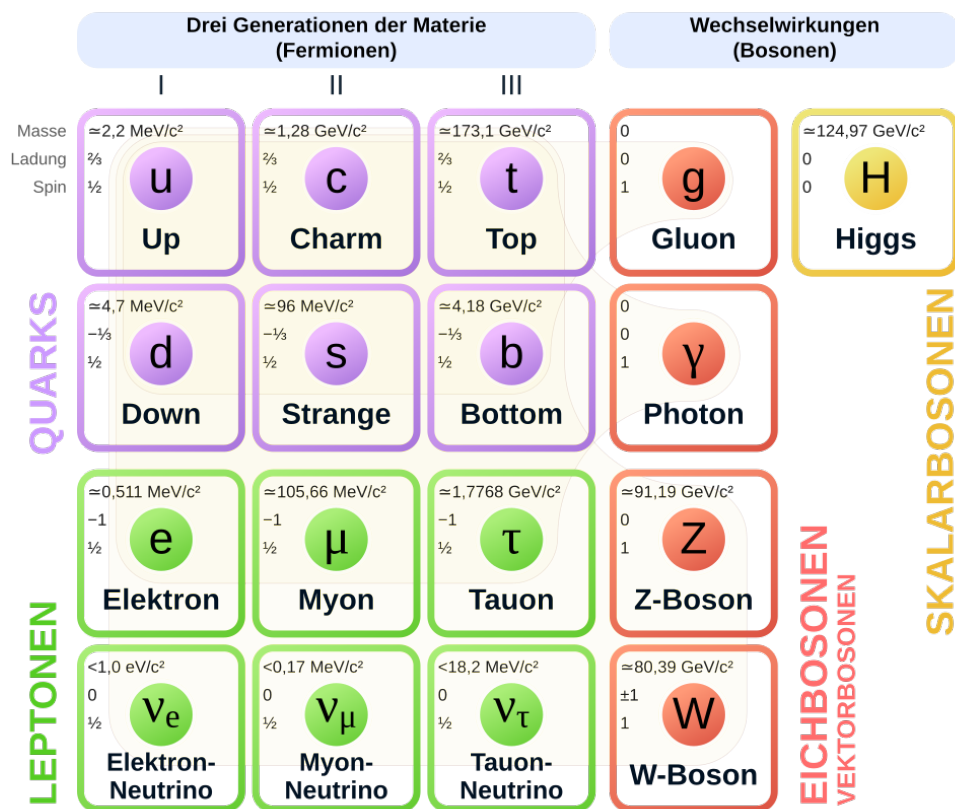


Abbildung 2.1.: Elementarteilchen des Standardmodells [5].

2.1. Der elektroschwache Mischungswinkel

Die im Standardmodell beschriebene elektromagnetische und die schwache Wechselwirkung lassen sich im Rahmen der Glashow-Salam-Weinberg-Theorie zur elektroschwachen Wechselwirkung zusammenfassen. Dieses Modell enthält vier masselose Eichbosonen W^0 , W^1 , W^2 und B^0 , die durch den Higgs-Mechanismus zu $W^\pm$ und Z^0 sowie zum masselosen γ werden. Dabei sind die beiden messbaren Zustände der ungeladenen Teilchen, das Photon (γ) und das Z^0 -Boson, Mischzustände von W^0 und B^0 . Beschrieben wird dies durch folgende Rotationsmatrix:

$$\begin{pmatrix} |\gamma\rangle \\ |Z^0\rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_W & \sin \theta_W \\ -\sin \theta_W & \cos \theta_W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} |B^0\rangle \\ |W^0\rangle \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Dabei ist $\sin \theta_W$ der elektroschwache Mischwinkel, auch als Weinberg-Winkel bekannt, einer der freien Parameter des Standardmodells und muss experimentell bestimmt werden [6, Kapitel 12].

2.2. Helizität und Parität

Die schwache Wechselwirkung zeichnet sich durch eine einzigartige Eigenschaft aus, die weder die elektromagnetische noch die starke Wechselwirkung besitzen: die Paritätsverletzung. Das bedeutet, dass sie nicht spiegelsymmetrisch wirkt und somit zwischen „rechts“ und „links“ unterscheidet.

Eine von der Paritätsverletzung betroffene Größe der schwachen Wechselwirkung, die sich bei einer Raumspiegelung ändert, ist die Helizität:

$$h = \frac{\vec{s} \cdot \vec{p}}{|\vec{s}| \cdot |\vec{p}|}, \quad (2.2)$$

mit dem Impuls $\vec{p}$ und dem Spin $\vec{s}$.

Dies hat zur Folge, dass die Eichbosonen der schwachen Wechselwirkung ausschließlich an linkshändige (positive Helizität) Fermionen oder an rechtshändige (negative Helizität) Antifermionen koppeln. Dadurch hängt der Wirkungsquerschnitt eines Streuprozesses von der Helizität ab, was bei einem paritätserhaltenden Prozess nicht der Fall wäre [6, Kapitel 10.5].

3. Das P2-Experiment

Das P2-Experiment ist eines von drei Hochpräzisionsexperimenten, neben dem MAGIX- und dem DarkMESA-Experiment, die am Teilchenbeschleuniger MESA (*Mainz Energy-Recovering Superconducting Accelerator*) der Johannes Gutenberg-Universität in Mainz betrieben werden sollen [7]. Der Beschleuniger wird zukünftig einen kontinuierlichen Elektronenstrahl mit einer Strahlenergie von 155 MeV bei einem erwarteten durchschnittlichen Strom von 1 A liefern. Die Helizität des Strahls soll außerdem mit einer Frequenz von 1 kHz wechseln können [4, 7, 8].

Das Ziel des P2-Experiments ist die Bestimmung des elektroschwachen Mischwinkels $\sin^2 \theta_W$ bei einem mittleren Vierimpuls-Transfer von $Q^2 = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ GeV}^2$ mit einer relativen Genauigkeit von 0,14 %. Eine solche Präzision wäre mit Messungen am Z-Resonanzpunkt vergleichbar, jedoch bei einem deutlich kleineren Impulsübertrag. Dies ist wichtig, da der Weinberg-Winkel aufgrund von Quantenkorrekturen skalenabhängig ist, wie Abb. 3.1 zeigt. Messungen auf unterschiedlichen Skalen sind deshalb von großer Bedeutung, um das Standardmodell zu testen und nach Physik jenseits des Standardmodells zu suchen. Abweichungen bei kleinen Impulsüberträgen könnten dabei auf neue Physik hindeuten, beispielsweise auf dunkle Photonen, deren Effekte bei großen Impulsüberträgen nicht sichtbar wären [4, 8].

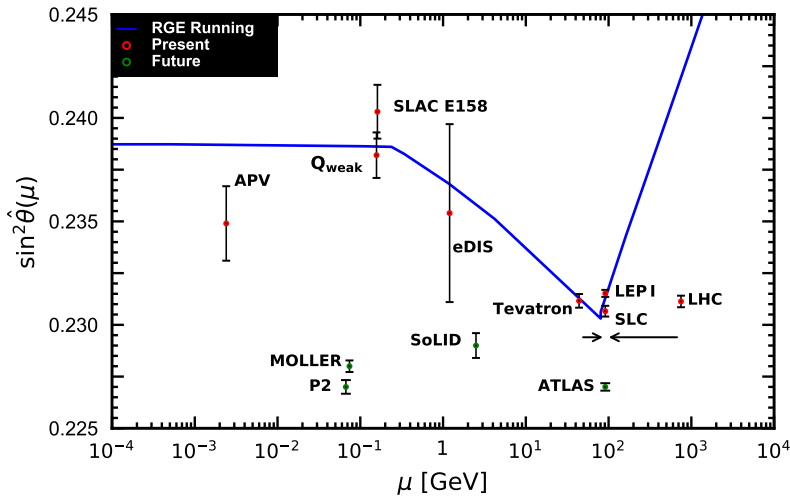


Abbildung 3.1.: Der elektroschwache Mischungswinkel $\sin^2 \theta_W(\mu)$ in Abhängigkeit des Impulsübertrages μ . Die blaue Kurve zeigt die theoretische Vorhersage des Standardmodells. Die grünen Datenpunkte stellen geplante Experimente dar, wobei die y -Werte willkürlich gesetzt und die Unsicherheiten gemäß den jeweiligen Zielgenauigkeiten festgelegt wurden. Die roten Messpunkte sind Ergebnisse durchgeführter Experimente mit den zugehörigen Messunsicherheiten [9].

3.1. Messprinzip

Da der Weinberg-Winkel nicht direkt messbar ist, wird die paritätsverletzende Asymmetrie A_{PV} über die Elektron-Proton-Streuung ermittelt. Dabei macht man sich zunutze, dass die elastische Streuung zwischen Elektron und Proton sowohl über die elektromagnetische als auch über die schwache Wechselwirkung vermittelt werden kann, wie in Abb. 3.2 dargestellt.

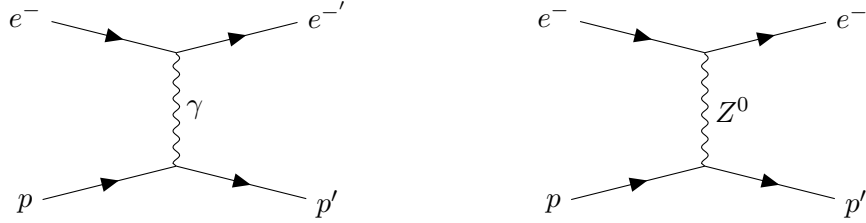


Abbildung 3.2.: Feynman-Diagramm führender Ordnung einer Elektron-Proton-Streuung via Photon-Austausch (links) und Z-Boson-Austausch (rechts).

Im Energiebereich des P2-Experiments dominiert die elektromagnetische Streuung deutlich. Die schwache Wechselwirkung koppelt außerdem ausschließlich an linkshändige Fermionen, was zu einer Asymmetrie der Wirkungsquerschnitte zwischen rechts- und linkshändig polarisierten Elektronen führt.

Um diese Asymmetrie zu messen, wird im P2-Experiment ein Target aus flüssigem Wasserstoff (ℓH_2) verwendet, auf das der polarisierte Elektronenstrahl trifft. Dazu wird die Helizität des Strahls mit einer Frequenz von 1 kHz umgepolt, um die in Gleichung 3.1 definierte normalisierte Asymmetrie der Wirkungsquerschnitte σ_R und σ_L für rechts- und linkshändige Teilchen zu bestimmen.

Durch diese periodische Inversion wird die Paritätsverletzung messbar, sodass sich der Beitrag der schwachen Wechselwirkung am Streuprozess ermitteln lässt. A_{PV} ist dabei proportional zur schwachen Ladung des Protons Q_W und lässt sich wie folgt ausdrücken [4]:

$$A_{PV} = \frac{\sigma_L - \sigma_R}{\sigma_L + \sigma_R} = \frac{G_F Q^2}{4\sqrt{2}\pi\alpha} (Q_W + F(Q^2)) . \quad (3.1)$$

Dabei ist G_F die Fermi-Konstante, Q^2 der Viererimpulsübertrag, α die Feinstrukturkonstante und $F(Q^2)$ der Formfaktor des Protons. Der Formfaktor $F(Q^2)$ berücksichtigt dabei, dass das Proton kein punktförmiges Teilchen ist und daher eine innere Struktur aufweist. Bei kleinem Q^2 ist der Term $F(Q^2)$ jedoch relativ klein, was im P2-Experiment der Fall ist und die Bestimmung von Q_W erleichtert.

Die schwache Ladung des Protons Q_W ist über den elektroschwachen Mischungswinkel $\sin^2 \theta_W$ definiert [4]:

$$Q_W = 1 - 4 \sin^2 \theta_W , \quad (3.2)$$

3. Das P2-Experiment

und ist damit über Gl. 3.1 mit der gemessenen Asymmetrie der Paritätsverletzung A_{PV} verknüpft. Um $\sin^2 \theta_W$ zu bestimmen, muss man somit die Asymmetrie A_{PV} bei einem bekannten Impulstransfer Q^2 messen.

Betrachtet man die Fehlerfortpflanzung von Gl. 3.1, zeigt sich, dass die Messunsicherheit des Weinberg-Winkels ungefähr einem Zehntel des relativen Fehlers von Q_W entspricht und somit direkt von der Präzision der Q_W -Messung abhängt. Dadurch sind die relativen Fehler von A_{PV} und Q^2 die entscheidenden Beiträge zur Messunsicherheit des Weinberg-Winkels [4]:

$$\frac{\Delta \sin^2 \theta_W}{\sin^2 \theta_W} \approx 0.09 \cdot \frac{\Delta Q_W}{Q_W} . \quad (3.3)$$

Im P2-Experiment wird zur Messung von A_{PV} ein Ring aus Cherenkov-Detektoren eingesetzt, der in Abb. 3.3 zu sehen ist. In diesem erzeugen die gestreuten Elektronen im Quarz des Detektors Cherenkov-Strahlung, die von Photomultipliern erfasst wird. Der in den Photomultipliern entstandene Strom wird über eine Helizitätsperiode integriert, um auf die Anzahl der an Protonen gestreuten Elektronen zu schließen [4, 8].

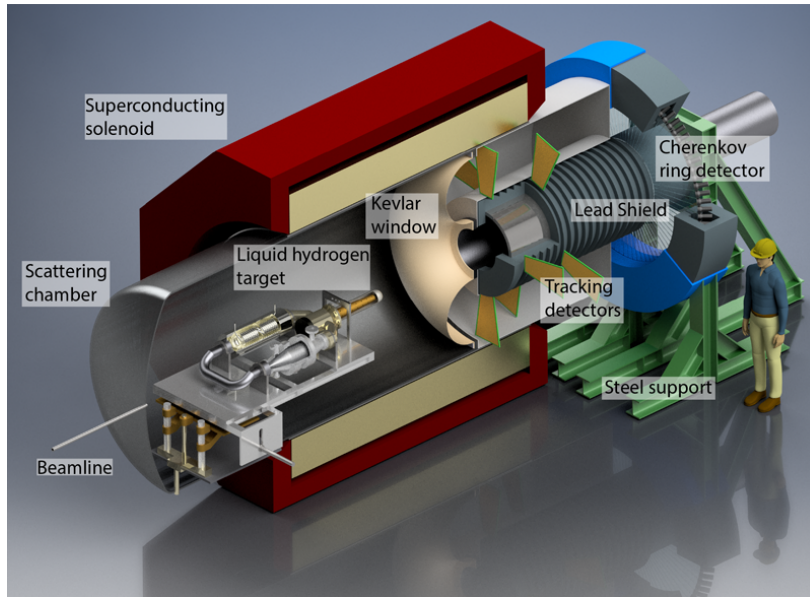


Abbildung 3.3.: CAD-Modell des P2-Experiments [8].

3.2. Tracking-Detektor-Technologie

Mithilfe des Tracking-Detektors (siehe Abb. 3.3) wird der mittlere Impulsübertrag $\langle Q^2 \rangle$ der gestreuten Elektronen bestimmt, indem ihre Teilchenbahnen im Magnetfeld rekonstruiert werden. Aufgrund der hohen Teilchenraten des MESA-Beschleunigers, sowie des relativ kleinen Elektronenimpulses, der die Wahrscheinlichkeit von Vielfachstreuung erhöht und somit einen dominierenden Beitrag zur Messungenauigkeit liefert, werden besondere Anforderungen an den Sensor gestellt. Er muss eine geringe

3. Das P2-Experiment

Materialdicke, eine hohe Orts- und Zeitaufösung sowie eine schnelle Datenverarbeitung bei kurzer Totzeit aufweisen. Aus diesen Gründen fiel die Wahl für den Tracking-Detektor des P2-Experiments auf die *High Voltage Monolithic Active Pixel Sensors* (HV-MAPS)-Technologie, die im Folgenden näher beschrieben wird [4, 8].

3.2.1. Halbleiterphysik

Festkörper lassen sich anhand ihrer elektrischen Leitfähigkeit in drei Gruppen einteilen: Leiter, Halbleiter und Isolatoren. Dabei unterscheiden sie sich in den Eigenschaften ihrer „Energiebänder“, die aus den überlagerten Energieniveaus der in einem Kristall angeordneten Atome entstehen. Diese Energiebänder sind wiederum durch einen als Bandlücke E_g bezeichneten Energieabstand voneinander getrennt [10].

Um das Bändermodell zu verstehen, ist es hilfreich, die Fermi-Energie einzuführen. Im Kontext von Festkörpern gibt die Fermi-Energie E_F die maximale Energie an, die ein Elektron im Grundzustand (bei $T = 0\text{ K}$) besitzt. Daher sind alle Zustände bis zur Fermi-Energie beim absoluten Nullpunkt besetzt [10].

Daraus ergeben sich zwei für die Leitfähigkeit entscheidende Energiebänder: das Valenzband, das höchste vollständig besetzte Band unterhalb der Fermi-Energie, und das Leitungsband, das energetisch nächsthöhere Band, in dem Elektronen frei beweglich sind. Bei Metallen liegt das Fermi-Niveau innerhalb des Leitungsbandes, sodass dieses sowohl besetzte als auch freie Zustände enthält. Die Elektronen müssen somit keine Bandlücke überwinden, um zur Leitfähigkeit beizutragen. Dabei können sich das Valenz- und das Leitungsband bei Metallen überlappen. Bei Isolatoren und Halbleitern hingegen liegt die Fermi-Energie zwischen Valenz- und Leitungsband, sodass das Leitungsband im Grundzustand des Systems unbesetzt ist und keinen Strom leiten kann. Isolatoren und Halbleiter unterscheiden sich jedoch in der Größe der Bandlücke E_g . Bei Isolatoren ist sie größer als etwa 3 eV , bei Halbleitern kleiner als ca. 3 eV . Somit ist es bei Halbleitern einfacher, beispielsweise durch thermische Anregung, einem Elektron genügend Energie zu übertragen, damit es vom Valenzband in das Leitungsband übergeht. In diesem Prozess entsteht ein Elektronenloch im Valenzband, das von einem anderen Elektron besetzt werden kann, wodurch der Halbleiter leitend wird und seine Leitfähigkeit mit der Temperatur steigt [10].

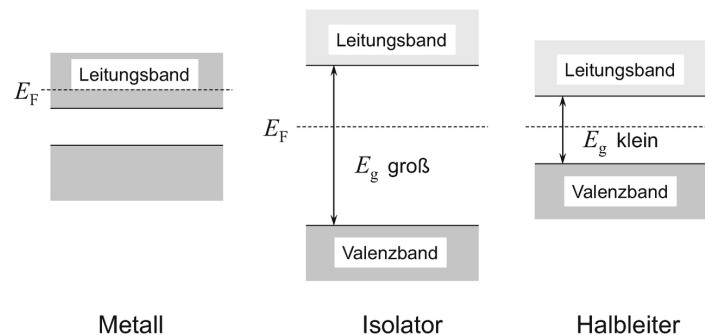


Abbildung 3.4.: Lage der Fermi-Energie zwischen Valenz- und Leitungsband bei Metallen, Isolatoren und Halbleitern. Dunkel: besetzte Bänder, hell: freie Bänder. Der Leiter wird hier als Metall bezeichnet [10, Kapitel 1.3].

3. Das P2-Experiment

Silizium ist der am häufigsten verwendete Halbleiter und kommt in einer Vielzahl von Anwendungen zum Einsatz. Es besitzt eine Bandlücke von 1,12 eV bei 27 °C und verfügt über vier Valenzelektronen. Dadurch geht es im Festkörper mit vier weiteren Silizium-Atomen kovalente Bindungen ein und bildet ein Kristallgitter [10, Tabelle 2.1].

3.2.1.1. Dotierung

In reinem Silizium ist jedes Elektron im Gitter gebunden. Wenn ein Elektron in das Leitungsband gelangt, entsteht im Valenzband ein freies Elektronenloch, wodurch die Dichte der Löcher p gleich der Dichte der freien Elektronen n ist. Die intrinsische Ladungsträgerdichte n_i der Löcher und Elektronen ist somit identisch [11]:

$$n = p = n_i . \quad (3.4)$$

Die Anzahl der freien Ladungsträger und damit die elektrische Leitfähigkeit lassen sich durch eine gezielte Verunreinigung des reinen Siliziums erhöhen. Dies nennt man Dotierung, wobei zwischen n- und p-Dotierung unterschieden wird:

Bei der n-Dotierung werden Atome mit fünf Valenzelektronen, sogenannte Donatoren (wie Phosphor, Arsen oder Antimon), zur Verunreinigung verwendet. Vier der Valenzelektronen bilden dabei kovalente Bindungen mit jeweils einem benachbarten Siliziumatom und fügen sich so in das Siliziumgitter ein. Das fünfte Valenzelektron ist jedoch nur sehr schwach an den Atomrumpf gebunden und kann bei geringer Energiezufuhr gelöst werden. Dadurch entsteht ein freies Elektron, das die Leitfähigkeit erhöht, während ein positiv geladener, ortsfester Atomrumpf zurückbleibt [10, Kapitel 2.2.1] , [11–13].

In einen p-dotierten Halbleiter werden hingegen Atome mit drei Valenzelektronen, sogenannte Akzeptoren (wie Bor, Gallium oder Indium), in das Halbleitergitter eingefügt. Da für die Einbindung in die Gitterstruktur vier Elektronen benötigt werden, fehlt eines für die Atombindung, wodurch ein Elektronenloch entsteht. Dieses Loch kann durch ein ungebundenes Elektron eines benachbarten Atoms befüllt werden, wodurch wiederum ein Loch entsteht. Durch diesen Prozess wird die elektrische Leitfähigkeit durch Elektronenlöcher ermöglicht. Akzeptoren erzeugen somit frei bewegliche Löcher und ortsfeste negative Atomrümpfe, wodurch sich die Leitfähigkeit des Halbleiters erhöht [10, Kapitel 2.2.1], [11–13].

3.2.1.2. pn-Übergang

Kombiniert man in einem Halbleiter eine n-dotierte und eine p-dotierte Seite, wie in Abb. 3.5 dargestellt, entsteht der sogenannte pn-Übergang. Das daraus entstehende elektrische Bauteil wird auch Diode genannt.

An der Grenzfläche des pn-Übergangs diffundieren die freien Elektronen des n-dotierten Bereichs in den p-dotierten Bereich und rekombinieren dort mit den Löchern und umgekehrt, wodurch ein Diffusionsstrom I_{diff} entsteht. Dadurch bildet sich auf beiden Seiten

3. Das P2-Experiment

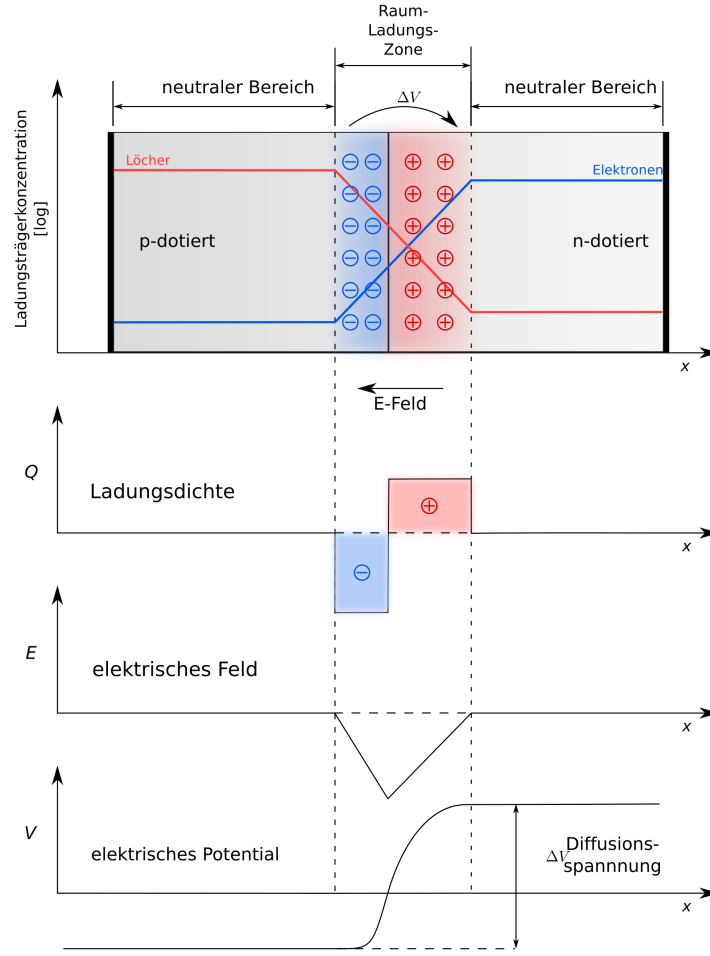


Abbildung 3.5.: Aufbau und physikalische Eigenschaften eines pn-Übergangs [14].

eine Zone, in der die freien Ladungsträger des jeweiligen dotierten Substrats abnehmen, die sogenannte Verarmungszone, auch Sperrschicht genannt. Die zurückbleibenden geladenen, ortsfesten Atomrümpfe bilden ein elektrisches Feld, das einen Driftstrom I_{drift} entgegen dem Diffusionsstrom I_{diff} erzeugt, bis sich ein Gleichgewicht einstellt. Wie in Abb. 3.5 zu sehen ist, bildet sich ein elektrisches Potenzial mit einer Diffusionsspannung U_0 von 0,6 V bis 0,8 V für typische Dotierungskonzentrationen in Silizium [13, 14].

Die Breite dieser Verarmungszone d kann durch ein extern angelegtes Potential manipuliert werden [14, 15]:

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(U - U_0)}{e} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D}}, \quad (3.5)$$

dabei ist ϵ die dielektrische Konstante von Silizium, ϵ_0 die elektrische Feldkonstante, U die extern angelegte Spannung, N_A und N_D die Doping-Konzentrationen des Akzeptors und des Donators und e die Elementarladung. Nimmt man an, dass $U \gg U_0$ und

3. Das P2-Experiment

$N_D \gg N_A$, vereinfacht sich Gleichung 3.5 zu:

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0 U}{eN_A}}. \quad (3.6)$$

Liegt eine externe Spannung in Durchlassrichtung ($U > 0$) an, wird die Verarmungszone schmaler. Ab einer Spannung von $U_0 \approx 0,6 - 0,8 \text{ V}$ baut sich die Potentialbarriere vollständig ab, die Verarmungszone verschwindet und Strom kann durch die Diode fließen [13].

Liegt hingegen eine externe Spannung in Sperrrichtung ($U < 0$) vor, verstärkt sich das Driftfeld, die Verarmungszone breitet sich aus und die Diode sperrt.

Eine weitere Eigenschaft der Diode ist ihre Kapazität. Da die Verarmungszone frei von beweglichen Ladungsträgern ist, lässt sich die Diode als mit einem Dielektrikum gefüllter Plattenkondensator beschreiben. Die Kapazität lässt sich durch folgende Gleichung ausdrücken [16]:

$$C = \frac{\epsilon\epsilon_0 A}{d}, \quad (3.7)$$

dabei ist A die Querschnittsfläche der Diode, ϵ die dielektrische Konstante von Silizium, ϵ_0 die elektrische Feldkonstante und d die Dicke der Verarmungszone.

Die Kapazität der Diode ist relevant, wenn sie in einen elektrischen Schaltkreis eingebunden wird, da sie dort als parasitäre Kapazität wirken kann.

3.2.1.3. MOSFET

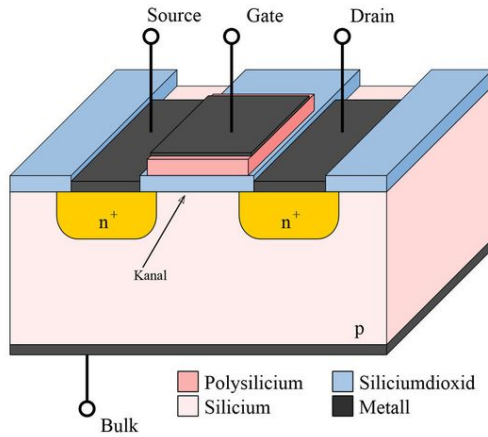
Der Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (engl. *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*, MOSFET) ist eine spezielle Art von Transistor, der sowohl als Schalter, etwa als logischer Baustein, als auch als einstellbarer Widerstand eingesetzt werden kann.

Ein MOSFET kann auf zwei Arten realisiert werden: als NMOS mit einem npn-Übergang (siehe Abb. 3.6a) oder als PMOS mit einem pnp-Übergang. Wenn beide Typen auf demselben Substrat verwendet werden, spricht man von einer CMOS-Schaltung.

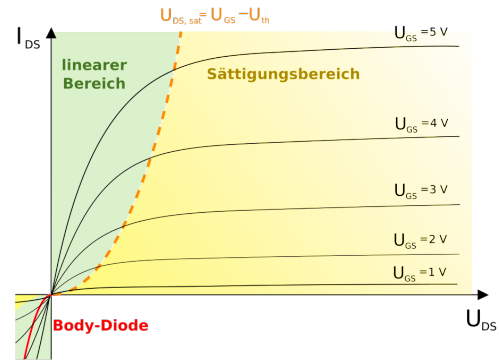
Ein NMOS, wie in Abb. 3.6a zu sehen, ist wie folgt aufgebaut:

In einem schwach p-dotierten Substrat sind pro Transistor zwei stark n-dotierte Zonen nebeneinander eingelassen, sodass ein npn-Übergang entsteht. Eine dieser n-dotierten Zonen dient als Drain-Anschluss, die andere als Source-Anschluss. Über dem schwach p-dotierten Bereich zwischen den beiden stark n-dotierten Gebieten liegt eine Isolationsschicht, meist aus Siliciumdioxid (SiO_2), die als Dielektrikum dient. Dieses Dielektrikum trennt das p-dotierte Substrat von der über der Isolationsschicht liegenden Elektrode, die als Gate bezeichnet wird. Zusätzlich wird eine Verbindung namens Bulk

3. Das P2-Experiment



(a) Aufbau eines NMOS-Transistors [17].



(b) Ausgangskennlinienfeld eines MOSFET-Transistors ($U_{GS} > U_{th}$) [17].

Abbildung 3.6.: Aufbau (a) und Ausgangskennlinienfeld (b) eines NMOS-MOSFETs.

an das p-dotierte Substrat angeschlossen. Dabei bilden sich zwei Verarmungszonen zwischen den n- und p-dotierten Bereichen, wodurch quasi zwei gegeneinander gerichtete Dioden in Reihe entstehen. Damit sperrt der MOSFET ohne angelegte Gate-Spannung in beide Richtungen. Das p-dotierte Substrat mit seinem Bulk-Anschluss und dem Gate bildet einen Plattenkondensator. Wird eine positive Spannung zwischen dem Bulk und dem Gate angelegt, wird der Kondensator aufgeladen und erzeugt ein elektrisches Feld. Da bei modernen Transistoren der Bulk-Anschluss mit dem Source-Anschluss kurzgeschlossen wird, um den Body-Effekt zu vermeiden und die Schaltung zu vereinfachen, gilt $U_B = U_S$. Somit entspricht die Spannung zwischen Gate und Bulk der zwischen Gate und Source, also gilt $U_{BG} = U_{GS}$. Dieses elektrische Feld zieht Elektronen im p-Substrat an die Grenzschicht, wo sie mit Löchern rekombinieren. Die Löcher wandern in Richtung des Bulk-Anschlusses, wodurch eine Verarmungszone im p-Substrat in der Nähe des Gates entsteht. Wird die Spannung U_{GS} über die Schwellenspannung U_{th} erhöht, werden mehr Elektronen zum Gate geleitet, als sich dort mit Löchern rekombinieren können. Dadurch bildet sich ein Kanal aus freien Elektronen, der die Leitung eines elektrischen Stroms I_{DS} zwischen Source und Drain ermöglicht [17].

Je nach angelegter Spannung von U_{GS} und U_{DS} entstehen drei Bereiche, in denen ein MOSFET betrieben werden kann:

Sperrbereich: $U_{GS} < U_{th}$

Die Spannung U_{GS} ist zu gering, um einen Kanal aus freien Elektronen zu bilden, sodass der Transistor ausgeschaltet ist und als Logikelement verwendet werden kann. Es fließt lediglich ein kleiner Leckstrom, der von U_{GS} abhängt [17].

Linearer Bereich: $0 < U_{DS} < (U_{GS} - U_{th})$

Die Gate-Source-Spannung U_{GS} ist größer als die Schwellenspannung U_{th} , wodurch ein Kanal aus freien Elektronen zwischen Drain und Source entsteht und der Transistor eingeschaltet ist. In diesem Bereich ist der fließende Strom I_{DS} annähernd linear von der Spannung U_{GS} abhängig. Dadurch kann der Transistor als einstellbarer Widerstand verwendet werden [17].

3. Das P2-Experiment

Sättigungsbereich: $0 < (U_{GS} - U_{th}) < U_{DS}$

Wenn die Source-Drain-Spannung U_{DS} größer ist als $(U_{GS} - U_{th})$, steigt der Strom I_{DS} mit steigendem U_{DS} kaum noch an, sondern wird von U_{GS} kontrolliert. Das Bauteil verhält sich dadurch wie eine spannungsgesteuerte Stromquelle [17].

3.2.2. Halbleiter-Pixeldetektoren

Halbleiter-Pixeldetektoren sind aus modernen Anwendungen kaum noch wegzudenken. Sie kommen in Kamerasensoren, Röntgendektoren und vielen weiteren Geräten zum Einsatz und sind damit ein wichtiger Bestandteil unseres Alltags. Doch nicht nur in alltäglichen Geräten, sondern auch in der Grundlagenforschung der Physik gewinnen sie zunehmend an Bedeutung. Denn neben Licht können sie auch geladene Teilchen detektieren.

Dabei geben geladene Teilchen beim Durchdringen eines Festkörpers Energie ab. In einem Halbleiter führt dies zur Erzeugung von Elektron-Loch-Paaren. Befinden sich diese Paare in der Verarmungszone, driften Elektron und Loch aufgrund des elektrischen Feldes in entgegengesetzte Richtungen. Die driftenden Ladungsträger induzieren dabei einen messbaren Strom in einem äußeren Schaltkreis [16].

3.2.2.1. Hybride Pixeldetektoren

Hybride Pixeldetektoren bestehen aus einem Siliziumsensor und einem CMOS-Auslesechip, die über Bump-Verbindungen pixelweise gekoppelt sind. Dieser modulare Aufbau ermöglicht eine unabhängige Optimierung beider Komponenten sowie eine hohe Strahlungshärte und eine schnelle Auslese, ist jedoch aufwendig und kostenintensiv. Außerdem sind die Sensoren vergleichsweise dick, was die Vielfachstreuung der detektierten Teilchen begünstigt [16].

3.2.2.2. MAPS

Monolithische Aktive Pixel Sensoren (MAPS) integrieren einen Siliziumsensor und die Ausleseelektronik in CMOS-Technologie auf einem einzigen Silizium-Wafer [16]. Durch die Nutzung kommerzieller CMOS-Technologie sind die Herstellungskosten vergleichsweise gering. Die monolithische Bauweise ermöglicht zudem gedünnte Sensoren mit Gesamtdicken bis zu $50\text{ }\mu\text{m}$ [18], was sie ideal für Anwendungen mit begrenztem Materialbudget macht. Die Verarmungszone ist jedoch klein, sodass Elektron-Loch-Paare hauptsächlich über den langsameren Diffusionsprozess zur Ausleseelektrode gelangen, was die Zeitauflösung auf den μs -Bereich begrenzt [18].

3.2.2.3. HV-MAPS

Kombiniert man die MAPS-Technologie mit einer Diode, deren Verarmungszone sich durch eine in Sperrrichtung angelegte Hochspannung vergrößern lässt (siehe

3. Das P2-Experiment

Gl. 3.6), entsteht das Prinzip der HV-MAPS-Technologie (HV steht für Hochspannung, englisch *high voltage*). Wie die MAPS können auch HV-MAPS in kommerzieller CMOS-Technologie realisiert werden, was vergleichsweise niedrige Herstellungskosten und ein geringes Materialbudget ermöglicht [18].

Ein HV-MAPS-Sensor besteht aus einem p-dotierten Substrat, in das eine n-dotierte, tief eingelassene Wanne (Deep N-Well) integriert ist. Durch das Anlegen einer Spannung in Sperrrichtung wird die durch den pn-Übergang entstehende Verarmungszone vergrößert [18, 19]. Im Inneren der n-dotierten Wanne können die analogen und digitalen CMOS-Schaltungen jedes einzelnen Pixels integriert werden. Dadurch sind die Schaltungen benachbarter Pixel entkoppelt und das Übersprechen (*crosstalk*) der Signale wird minimiert [18].

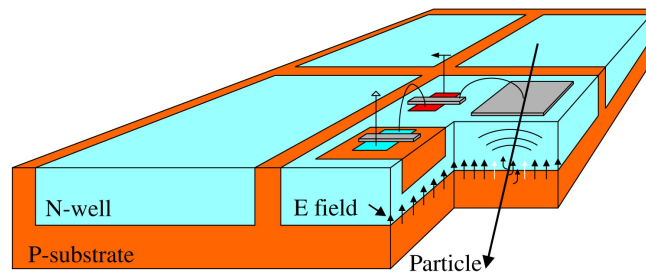


Abbildung 3.7.: Skizze des HV-MAPS Prinzips [19].

Aufgrund der vergrößerten Verarmungszone erfolgt die Ladungssammlung an den Ausleseelektroden nicht mehr primär durch Diffusion, sondern durch Drift. Dies führt zu einer Zeitauflösung im ns-Bereich, die um mehrere Größenordnungen schneller ist als bei klassischen MAPS und zudem die Strahlungshärte positiv beeinflusst [19]. Dazu lassen sich bei HV-MAPS Pixelgrößen von unter $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$ realisieren, was eine sehr gute Ortsauflösung ermöglicht.

Aufgrund der Kombination aus guter Zeit- und Ortsauflösung, schneller CMOS-Auslese sowie geringem Materialbudget ist die HV-MAPS-Technologie ideal geeignet für den Tracking-Detektor des P2-Experiments [18].

Teil II.

Setup

4. Setup

4.1. P2Pix

Der P2Pix ist ein HV-MAPS, der speziell für das P2- und das MOLLER-Experiment entwickelt wurde. Er basiert auf einer Kombination der HV-MAPS MuPix11 und TelePix2 und übernimmt das Interface und die Peripherie des MuPix11 sowie den Verstärker des TelePix2. Der resultierende HV-MAPS weist eine Pixelgröße von $84\text{ }\mu\text{m} \times 84\text{ }\mu\text{m}$ auf, welche in einer Pixelmatrix aus 244 Spalten und 256 Zeilen angeordnet ist [20, 21]. Die Abmessungen des P2Pix betragen $20,66\text{ mm} \times 22,68\text{ mm}$, unter Berücksichtigung der Peripherie ergibt sich eine aktive Sensorfläche von $20,48\text{ mm} \times 19,5\text{ mm}$ [20, 21]. Die in dieser Arbeit verwendeten P2Pix-Sensoren weisen eine Dicke von $700\text{ }\mu\text{m}$ [22] sowie ein Substrat mit einem Widerstand von $\sim 10\text{ }\Omega\text{ cm}$ bis $20\text{ }\Omega\text{ cm}$ [22] auf und wurden von der ams-OSRAM AG im 180 nm HV-CMOS-Prozess hergestellt [21].

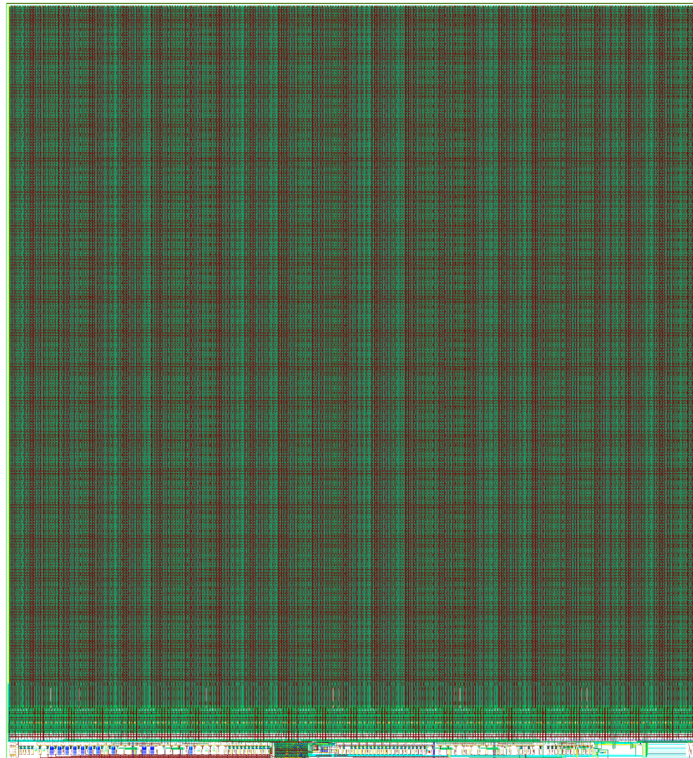


Abbildung 4.1.: Layout des P2Pixs [21].

4. Setup

4.1.1. Pixel-Zelle

Jede Pixel-Zelle besteht aus einer Sensordiode mit Ausleseelektrode, an die eine Hochspannung angelegt wird. Wenn ein Teilchen die Diode passiert, entsteht ein Strom, der eine Kapazität C_1 zwischen der Sensordiode und dem Verstärker auflädt. Diese wird durch den hochohmigen Widerstand $VNBias$ (in Abb. 4.2 nicht dargestellt, siehe Abb. 4.3) langsam wieder auf den Ausgangszustand zurückgesetzt.

Diese Kapazität C_1 kann auch mithilfe einer sogenannten Injektion aufgeladen werden. Dabei wird eine dauerhaft aufgeladene Kapazität C_{inj} abrupt entladen, wodurch C_1 aufgeladen wird. So wird ein Signal am Eingang des Verstärkers simuliert [23, 24]. Dieses Verfahren kann verwendet werden, um den Sensor ohne Strahlungsquelle zu testen.

Das durch die Injektion oder die Sensordiode entstandene Signal wird in einem CMOS-Verstärker (CSA, *Charge Sensitive Amplifier*) verstärkt. Das Ausgangssignal des Verstärkers lädt eine Kapazität C_2 auf. Diese bildet zusammen mit dem MOSFET, der als hochohmiger Widerstand zwischen C_2 und der Spannung *baseline* geschaltet ist, einen CR-Hochpassfilter. Dadurch wird C_2 langsam entladen und die Pulse werden zeitlich verkürzt. Die *baseline*-Spannung treibt das Signal zudem zum Komparator, der die ausgehenden dreieckförmigen Ausgangspulse (siehe Abb. 4.4d) des Verstärkers verarbeitet. Der Komparator gibt ein Signal aus, wenn der Eingang eine bestimmte Schwellenspannung (*Threshold*) überschreitet. Der Ausgang des Komparators treibt bei aktivem Ausgangssignal über einen MOSFET die Spannung V_{Minus} als Rechtecksignal zur Peripherie, wo dieses weiterverarbeitet wird.

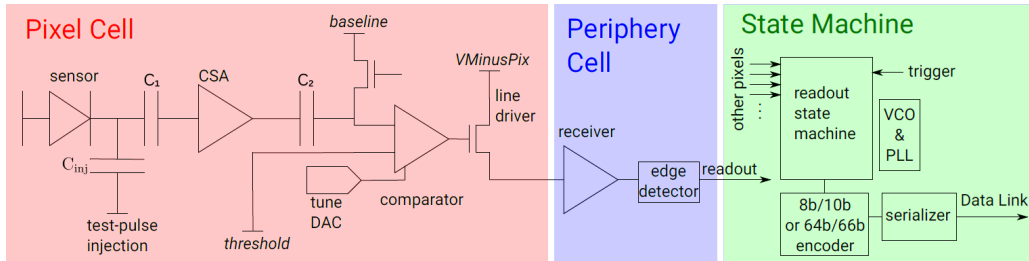


Abbildung 4.2.: Konzept des P2Pixs Chip-Designs, entnommen und angepasst aus [25].

4.1.1.1. Verstärker

Die Aufgabe des Verstärkers besteht darin, das kleine Ladungssignal der Sensordiode zu verstärken, damit es weiterverarbeitet werden kann. Da es sich um einen kurzen Ladungspuls handelt, wird ein ladungsempfindlicher Verstärker (CSA) verwendet. Dessen Ausgangsspannung ist proportional zur integrierten Eingangsladung und unabhängig von der Form des eingehenden Pulses [26]. Der Verstärker wird in CMOS-Logik realisiert und sein Aufbau ist in Abb. 4.3 dargestellt. Sämtliche im Folgenden verwendeten Bezeichnungen beziehen sich auf diese Abbildung.

Ein CSA besteht aus drei Kernkomponenten: dem Integrator, dem Tiefpass und dem Hochpass [26].

4. Setup

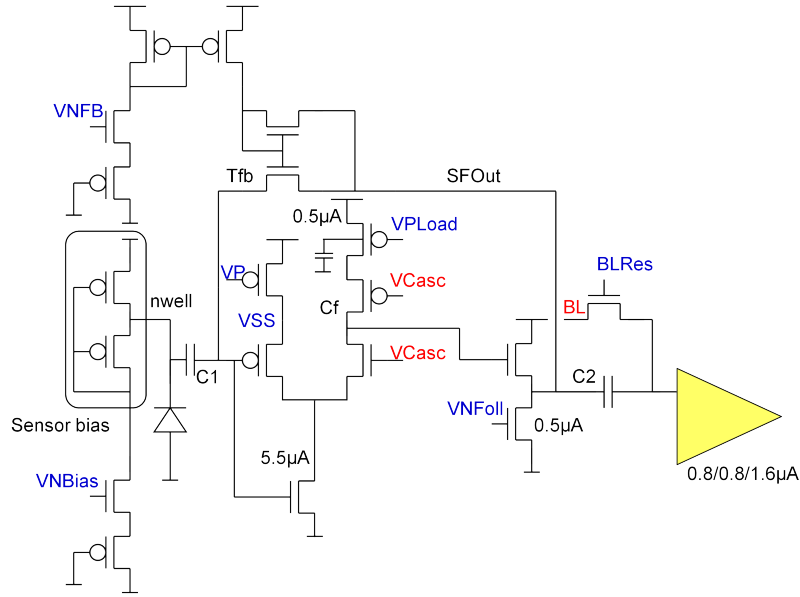


Abbildung 4.3.: Transistorebene-Schaltbild des Verstärkers in einem Pixel des P2Pixs [21].

Die Verbindung zwischen C_1 und C_2 über den Transistor T_{fb} , der über den Transistor $VNFB$ gesteuert wird, bildet zusammen mit der sogenannten gefalteten Kaskodenstufe, die aus den Transistoren zwischen C_1 und C_2 ohne den Pfad bei $SFOut$ über den Transistor T_{fb} besteht, ein Integrationsglied. Dies liefert die Fläche unter dem Eingangssignal [26].

Unter der Annahme, dass der Eingangspuls eine Dirac-Delta-Funktion $\delta(t)$ ist, welche wie folgt definiert ist [27]:

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & t = 0 \\ 0 & t \neq 0 \end{cases} \quad \text{mit} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1, \quad (4.1)$$

wie in Abb. 4.4a normalisiert dargestellt, würde sich dieser Puls nach einem idealen Integrator zu einer Heaviside-Funktion $\Theta(t)$ transformieren [27]:

$$\Theta(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0. \end{cases} \quad (4.2)$$

Da die Fläche unter $\delta(t)$ laut Gl. 4.1 gleich eins ist, gilt $\int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau = \Theta(t)$. Die Ausgabe des Integrationsglieds ist somit die integrierte Eingangsladung, wie in Abb. 4.4b dargestellt.

Die gefaltete Kaskodenstufe verstärkt das eingehende Signal. Wie bereits beschrieben, besteht sie aus allen Transistoren zwischen C_1 und C_2 , mit Ausnahme des Pfads $SFOut$ über den Transistor T_{fb} sowie der an diesem Pfad angeschlossenen Transistoren, die für das Integrationsglied verwendet werden. Da es sich jedoch nicht um einen idealen Verstärker handelt, entsteht eine parasitäre Kapazität, wie bei $VPLoad$ zu sehen

4. Setup

ist. Diese bewirkt, dass der Verstärker als Tiefpassfilter wirkt und hohe Frequenzen herausfiltert. Abrupte Spannungswechsel wie die Sprungfunktion in Abb. 4.4b sind dadurch nicht möglich; stattdessen wird der Puls geformt, wie in Abb. 4.4c dargestellt.

Die Kapazität C_2 und der als Widerstand fungierende MOSFET BLRes bilden ein RC-Hochpassfilter [21], sodass der niederfrequente Anteil des Pulses herausgefiltert wird und die Spannung nach einer bestimmten Zeit abflacht. Der dadurch entstehende Puls ist in Abb. 4.4d zu sehen und wird von der *baseline*-Spannung (BL) zum Komparator weitergeleitet.

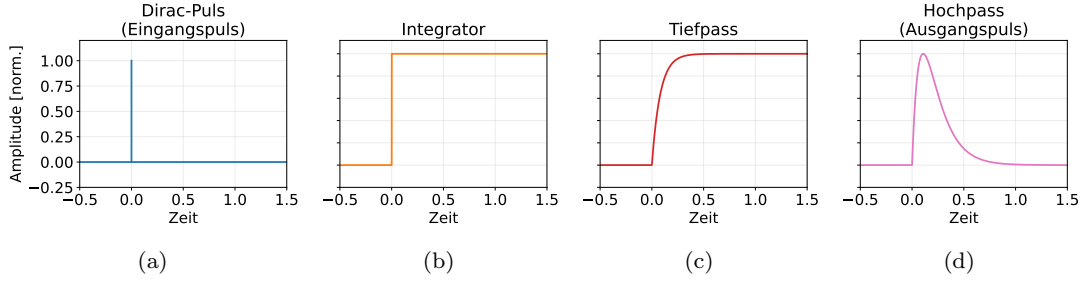


Abbildung 4.4.: Signalkette des CSA im P2Pix.

Die Schaltung links von C_1 , bestehend aus dem *Sensor bias* und dem Transistor VNBias, dient als hochohmiger Rückkopplungspfad. Dieser entlädt C_1 nach einem Signal langsam wieder auf seinen Ausgangszustand.

Die Gate-Spannungen der Transistoren des Verstärkers können über sogenannte DACs (*Digital-to-Analog Converter*, Digital-Analog-Wandler) eingestellt werden. Dadurch kann der Ausgangspuls des Verstärkers angepasst werden. Die einstellbaren DACs des P2Pix-Verstärkers und deren Funktionen sind in Tab. 4.1 aufgeführt.

DAC	Beschreibung
BLRes	Widerstand des CR-Hochpassfilters ($\sim 1/R$)
VP	Bias-/Ruhestrom des Eingangstransistors des Verstärkers
VNFB	Rückkopplungswiderstand des Verstärkers ($\sim 1/R$)
VNFoll	Bias-/Ruhestrom des Source-Followers
VNBias	Biaswiderstand des Pixel-N-Wells ($\sim 1/R$)
VPLoad	Rückkopplungskapazität und Last des Verstärkers

Tabelle 4.1.: Übersicht der DACs des P2Pix-Verstärkers und deren Funktion [21].

4.1.1.2. Komparator

Der Komparator nimmt den vom Verstärker erzeugten Dreieckspuls als Eingangspuls entgegen, der wie in Abb. 4.5 geformt ist. Dieser analoge Puls soll nun in ein digitales Signal umgewandelt werden.

Dazu wird im Komparator eine Schwellenspannung angelegt, die überschritten werden muss, damit dieser ein Signal ausgibt. Der Komparator hält dieses Signal so lange, bis der eingehende Puls die Schwellenspannung wieder unterschreitet, und gibt dann

4. Setup

wieder kein Signal aus. Die Zeit, in der der Komparator ein Signal ausgibt und der eingehende Puls über dieser Schwellenspannung liegt, wird als ToT (*Time-over-Threshold*) bezeichnet. Da die Größe des Ausgangspulses des Verstärkers proportional zur integrierten Eingangsladung der Sensordiode ist, kann aus der Länge der ToT Rückschlüsse auf die Energie der Teilchen gezogen werden.

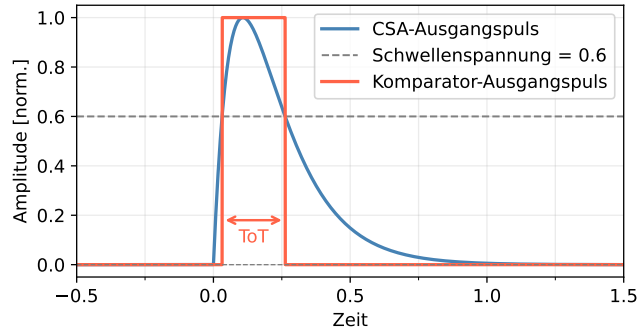


Abbildung 4.5.: CSA-Ausgangspuls mit Komparatorausgangssignal und eingezeichneter Schwellenspannung. Die Time-over-Threshold (ToT) ist als Pfeil markiert.

Die Schwellenspannung gewährleistet, dass kleine, durch technisches Rauschen induzierte Signale nicht weitergeleitet werden, wodurch eine Belastung der Datenauswertung vermieden wird. Dabei muss der Schwellenwert so gewählt werden, dass er das Rauschen herausfiltert, ohne dabei möglichst viele echte Signale zu unterdrücken.

Dieser globale Schwellenwert gilt für alle Pixel. Da fertigungsbedingte Schwankungen jedoch dazu führen können, dass einzelne Pixel ein leicht unterschiedliches Verhalten aufweisen, etwa durch unterschiedliche Verstärkung und damit unterschiedlich große Ausgangspulse, kann der Schwellenwert pixelspezifisch über das sogenannte *Tune DAC* (in Abb. 4.2 dargestellt) feinjustiert werden. Dadurch lässt sich der globale Schwellenwert für jedes Pixel individuell korrigieren, sodass alle Pixel auf das gleiche Signal die gleiche Antwort geben.

4.1.2. Peripherie und State Machine

Das ausgehende Rechtecksignal des Komparators wird in der Peripherie und State Machine weiterverarbeitet. Mithilfe eines durch einen Clock getriebenen *Edge Detectors*, der den Zustandswechsel des Signals erfasst, lässt sich bestimmen, wann das Signal entstanden ist und wie lange es die Schwellenspannung überschritten hat. Anschließend werden die Zeitstempel sowie die Adresse des Pixels mittels 8b/10b-Kodierung übertragen, wobei je 8 Datenbits in 10 Bits umgewandelt werden. Dadurch wird sichergestellt, dass im Datenstrom gleich viele Nullen wie Einsen vorhanden sind, was einen Gleichspannungsausgleich gewährleistet und die Taktrückgewinnung erleichtert. Dieser Overhead von 2 Bits erhöht die Bitrate jedoch um 25 Prozent [28]. Darüber hinaus ermöglicht die Kodierung die Erkennung fehlerhafter Übertragungen, wenn die übertragenen zehn Bits keinem gültigen 8-Bit-Codewort entsprechen. Die Datenausgangsrate des P2Pix beträgt bei einer 640 MHz Clock bis zu $1,28 \text{ Gbit s}^{-1}$ [21].

4. Setup

4.2. Laboraufbau

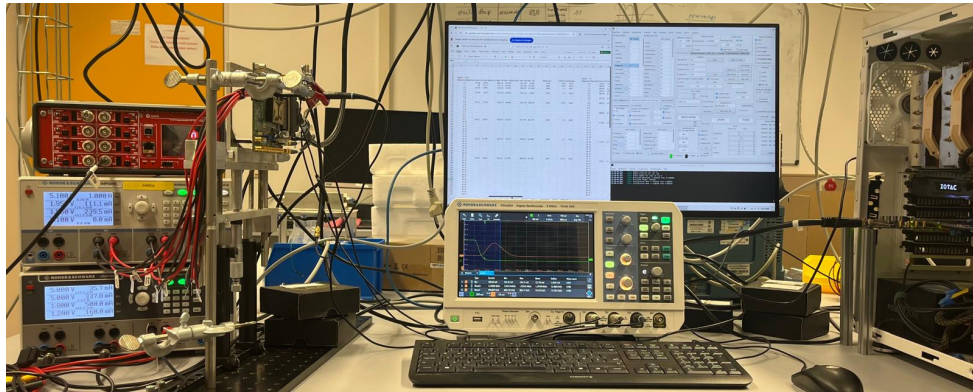


Abbildung 4.6.: Versuchsaufbau bestehend aus Labornetzgeräten, Oszilloskop, FPGA, GUI sowie dem P2Pix mit den zugehörigen PCBs.

4.2.1. Insert und Motherboard

Der Messaufbau dient zur Untersuchung eines einzelnen Sensors, in diesem Fall des P2Pix. Dieser ist auf einem sogenannten Insert-PCB (*Printed Circuit Board*) aufgeklebt und mittels Wire-Bonds elektrisch mit diesem verbunden. Über diese Verbindungen können Daten in beide Richtungen übertragen, elektrische Testsignale abgegriffen und Versorgungsspannungen bereitgestellt werden.

Das Insert verfügt außerdem über Testpads, freiliegende Leiterbahnen, an die direkt Messgeräte angeschlossen werden können, um interne Signale wie den Ausgangspuls des Verstärkers oder des Komparators zu messen sowie die Versorgungsspannungen zu überprüfen. Das Testpad *Aout* gibt das Ausgangssignal des Verstärkers aus und wurde in dieser Arbeit mit einem Tastkopf (*Probe*) und einem Oszilloskop gemessen.

Der Chip ist mit einem 3D-gedruckten Rahmen und einer aufgespannten Kaptonfolie abgedeckt, um ihn vor äußeren Einflüssen wie Staub zu schützen.

Die Versorgungsspannungen V_{DDD} , V_{DDA} und V_{SSA}/V_{GATE} werden direkt über einen separaten Stecker am Insert-PCB mithilfe eines Rohde & Schwarz HMP4040 Labornetzgeräts bereitgestellt und sind für alle folgenden Messungen auf 1,95 V (V_{DDD} , V_{DDA}) beziehungsweise 2,1 V (V_{SSA}) eingestellt.

Das Insert-PCB wird über einen PCIe-ähnlichen Steckverbinder mit dem Motherboard verbunden. Dadurch werden Daten, elektrische Signale, die Clock sowie weitere Versorgungsspannungen übertragen. Die 5 V-Versorgungsspannung wird von einem weiteren Rohde & Schwarz HMP4040 Labornetzgerät und die Hochspannung von einem CAEN DT8031 Hochspannungsnetzgerät über jeweils ein SMA-Kabel am Motherboard bereitgestellt. Die Hochspannung ist dabei auf -20 V eingestellt. Auf dem Motherboard stehen zudem LEMO-Ausgänge zur Verfügung, über die der Injektionspuls und der Komparatorausgang abgegriffen werden können.

Dieser modulare Aufbau ermöglicht es, lediglich das Insert-PCB auszutauschen, wenn ein anderer Chip untersucht werden soll, ohne dass die restliche Ausleseelektronik verändert werden muss.

4. Setup

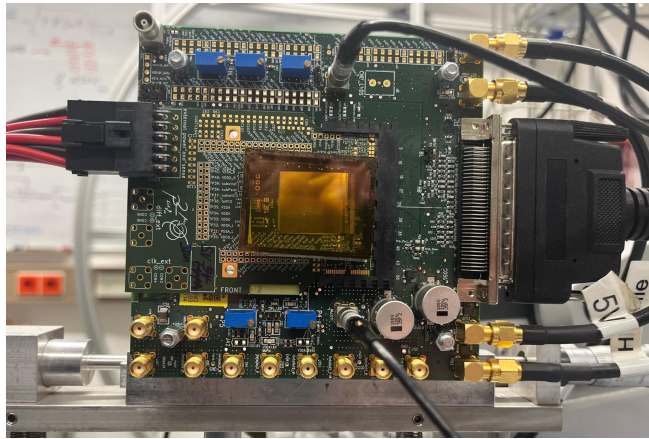


Abbildung 4.7.: Detektorchip mit Insert in der Ausleseplatine.

4.2.2. Oszilloskop

In dieser Arbeit wird ein Rohde & Schwarz RTA4004 Oszilloskop verwendet, um zwei Signale zu messen: das in Abschnitt 4.1.1 beschriebene Injektionssignal sowie das in Abschnitt 4.1.1.1 behandelte Ausgangssignal des Verstärkers. Die Eingänge der beiden Signale sind mit $1\text{ M}\Omega$ terminiert, die Bandbreite ist auf 20 MHz eingestellt und die jeweiligen Signale sind AC-gekoppelt.

4.2.3. GUI und FPGA

Über eine speziell für den P2Pix angepasste Software können die DACs sowie die Injektionsspannung über eine grafische Benutzeroberfläche (GUI, Graphical User Interface) eingestellt werden. Darüber hinaus kann für jedes Pixel individuell festgelegt werden, ob es das Ausgangssignal des Verstärkers oder des Komparators ausgibt. Dieses Signal kann anschließend über das jeweilige Testpad oder den LEMO-Anschluss gemessen werden.

Die über die GUI gesetzten Einstellungen werden mittels eines Altera Stratix IV FPGAs (*Field-Programmable Gate Array*) verarbeitet und über ein SCSI-Kabel an das Motherboard übertragen. Neben der Konfiguration der Pixel liefert der FPGA auch die Referenz-Clock für den P2Pix. Die vom P2Pix gesammelten Daten werden über den FPGA und eine PCIe-Verbindung an eine Datenerfassungssoftware (DAQ, Data Acquisition) auf dem angeschlossenen PC weitergeleitet. In dieser Arbeit wurden die Daten ausschließlich mit Hilfe des Oszilloskops erfasst und stammen nicht aus der DAQ.

Teil III.

Messungen

5. Messungen

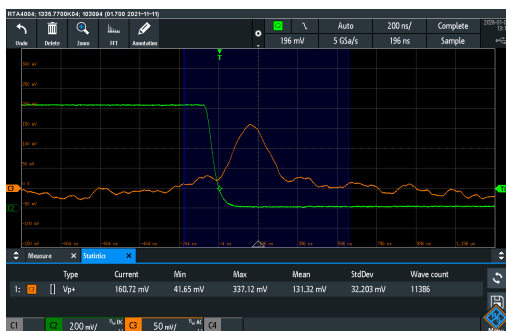
Die Pulsform des P2Pix-Verstärkers lässt sich, wie in Abb. 4.4d ersichtlich, als Dreieckspuls approximieren. Daraus ergeben sich drei wesentliche Eigenschaften zur Charakterisierung des Ausgangspulses, die sogenannten Pulsparameter: die Amplitude sowie die Slew-Rate der steigenden Flanke und die Slew-Rate der fallenden Flanke. Die Slew-Rate bezeichnet die zeitliche Änderungsrate der Spannung, also die Steigung der jeweiligen Flanke.

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Einfluss der DACs des P2Pix-Verstärkers auf die Form des Ausgangspulses untersucht. Ziel ist es, eine optimale DAC-Einstellung zu finden, die zu einem möglichst idealen Puls führt und gleichzeitig einen minimalen Stromverbrauch aufweist. Ein hoher Stromverbrauch führt zu einer stärkeren Erwärmung des Chips, was wiederum thermisches Rauschen verursachen kann, wodurch sich die Messqualität verschlechtert. Darüber hinaus wurde der Einfluss der Hochspannung auf die Pulsform untersucht.

Alle folgenden Messungen werden mit dem Chip *W05 15* durchgeführt, sofern nicht anders angegeben. Dabei steht „W05“ für den Wafer, von dem der Chip stammt, und „15“ für eine bestimmte Position auf diesem Wafer.

5.1. Messmethoden und Machbarkeitsnachweis

Bei den ersten Messungen des Ausgangspulses des Verstärkers zeigte sich, dass der analoge Teil des P2Pix fehlerhaft arbeitet und ein nicht zu vernachlässigendes Rauschen im Ausgangspuls des Verstärkers erzeugt. Die Ursache ist ein vermeintlicher Produktionsfehler, auf den hier nicht näher eingegangen wird.



(a)



(b)

Abbildung 5.1.: Zwei direkt nacheinander aufgenommene Ausgangspulse des Verstärkers (orangefarbene Kurve) bei identischen Einstellungen. Aufgrund von Rauschen ergeben sich deutlich unterschiedliche Signalverläufe. Beide Signale wurden durch Injektion (grüne Kurve) ausgelöst.

5. Messungen

Wie in Abb. 5.1 zu sehen ist, unterscheiden sich zwei direkt aufeinanderfolgende Pulse trotz identischer Einstellungen deutlich voneinander. Ursache hierfür ist das Rauschen, das zu starken Fluktuationen in dem durch die Injektion ausgelösten Puls führt. Die daraus resultierende große Standardabweichung würde bei nachfolgenden Messungen das Erkennen klarer Trends und systematischer Abhängigkeiten erschweren.

Das auftretende Rauschen lässt sich als stationäres weißes Rauschen beschreiben. Bei AC-gekoppelten Messungen liegt der zeitliche Mittelwert des reinen Rauschsignals bei 0 V, weshalb es sich durch zeitliche Mittelung statistisch unterdrücken lässt.

Hierzu wurde die *Averaging*-Funktion des Oszilloskops genutzt, die unter *Acquisition Type* im *Acquisition*-Menü zu finden ist. Diese bildet einen rollenden Mittelwert aus den letzten N aufgenommenen Messkurven, indem für jeden Zeitpunkt der Mittelwert der zugehörigen Spannungswerte aller N Kurven berechnet wird. Dadurch wird das Rauschen um einen Faktor $\frac{1}{\sqrt{N}}$ reduziert [29].



Abbildung 5.2.: Durch die *Averaging*-Funktion des Oszilloskops entsteht ein Signal mit unterdrücktem Rauschen (orangefarbene Kurve), das durch eine Injektion (grüne Kurve) ausgelöst wurde.

Wie in Abbildung 5.2 zu sehen ist, führt diese Methode zu einer deutlichen Reduzierung des Rauschens. Daher wird sie bei allen weiteren Messungen angewendet, um reproduzierbare und aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten.

Der Mittelungswert wurde auf $N = 128$ festgelegt. Bei diesem Wert ist die Streuung der Messwerte so gering, dass klare Trends erkennbar sind (siehe Abb. 5.3). Eine weitere Erhöhung von N hätte nur marginale Verbesserungen gebracht, zugleich aber die Messgeschwindigkeit verringert, da der Rechenaufwand des Oszilloskops gestiegen wäre.

5.1.1. Erfassung der Messwerte

Die Amplitude und die Slew-Rates werden mithilfe der *Measure*-Funktion des Oszilloskops bestimmt und anschließend unter *Statistics* ausgelesen. Die jeweilige Slew-Rate wird dabei für den Spannungsbereich von 10 % bis 90 % der Pulsamplitude bestimmt, wobei bei der fallenden Flanke der Betrag der Steigung verwendet wird.

5. Messungen

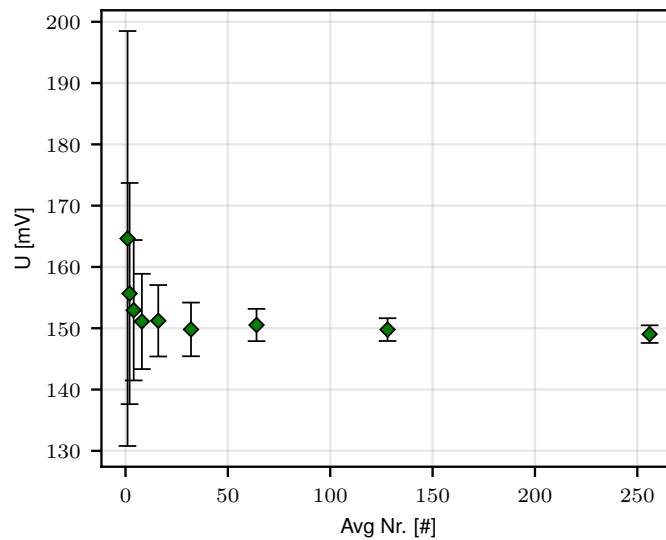


Abbildung 5.3.: Pulse Amplitude mit ihrer Standardabweichung aufgetragen gegen die Anzahl der gemittelten Samples.

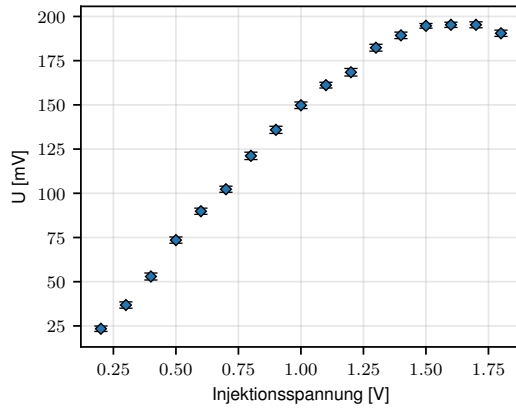
Für jeden Messpunkt bildet das Oszilloskop den Mittelwert der aufgezeichneten Samples, dessen zugehörige Standardabweichung als Messunsicherheit dient. In den Abschnitten 5.2 und 5.3 wurden mindestens 2491 Samples pro Messpunkt herangezogen, wobei diese Mindestanzahl nur bei wenigen Messpunkten erreicht wurde und im Mittel 9670 Samples pro Messpunkt vorlagen. Bei allen übrigen Messungen wurden mindestens 5000 Samples pro Messpunkt herangezogen.

Der Stromverbrauch wurde anhand des angezeigten Stroms der Versorgungsspannung VDDA am Labornetzgerät abgelesen. Da der angegebene Wert teilweise um 0,2 mA schwankte und das Labornetzgerät lediglich eine Nachkommastelle anzeigt, wurde eine Messunsicherheit von 0,3 mA festgelegt, um sicherzustellen, dass der wahre Wert innerhalb des Fehlerintervalls liegt. Für Messungen, bei denen mehrere Messpunkte bei gleichem DAC-Wert aufgenommen wurden, wurde der Mittelwert dieser Punkte gebildet und die Gesamtunsicherheit mittels der Fehlerfortpflanzung berechnet.

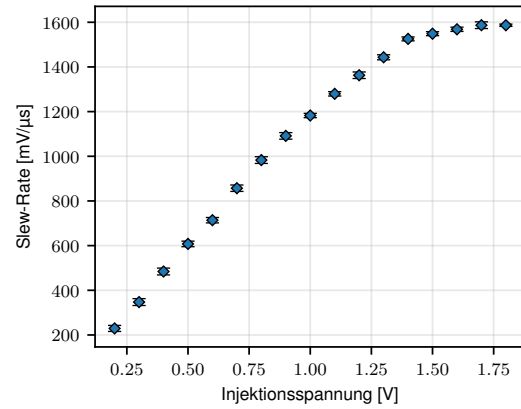
Alle Messwerte wurden händisch in Excel-Tabellen eingetragen. Ein Übertragungsfehler beim Eintragen der Werte kann nicht vollständig ausgeschlossen werden. Durch eine Überprüfung der eingetragenen Werte wurde die Wahrscheinlichkeit eines solchen Fehlers reduziert. Dieser potenzielle Fehler wurde jedoch bei der Datenauswertung nicht weiter berücksichtigt.

5.2. Variation der Injektionsspannung

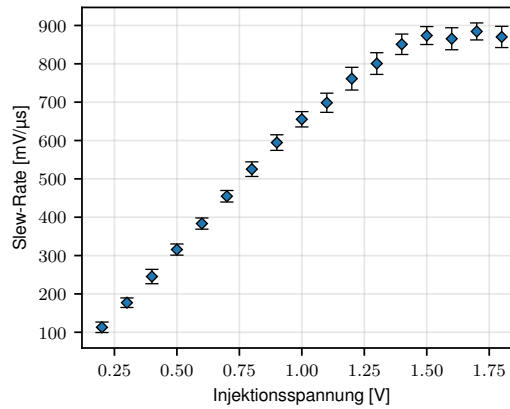
Durch Variation der Injektionsspannung lassen sich unterschiedliche, in der Diode erzeugte Ladungsmengen simulieren. In erster Näherung sollte die Amplitude des Verstärker-Ausgangspulses somit linear mit der Injektionsspannung steigen. Die Messwerte aus Abb. 5.4 spiegeln dies bis zu einer Injektionsspannung von 1 V wider; darüber hinaus beginnt der Verstärker zu saturieren. Das gleiche Verhalten ist auch bei den Slew-Raten sichtbar, die ab einer Injektionsspannung von 1,2 V saturieren. Die Messwerte wurden mit den DAC-Einstellungen aus Tabelle 5.1 und Tabelle 7.1 ermittelt.



(a) Amplitude



(b) Slew-Rate steigende Flanke



(c) Slew-Rate fallende Flanke

Abbildung 5.4.: Pulse-Parameter gegen die Injektionsspannung.

5.3. DAC-Abhängigkeit

Bei den folgenden Messungen wurden die DAC-Werte des CSA-Verstärkers sowie VPfoll und VNPix2 jeweils über ihren gesamten Wertebereich hinweg variiert. Dabei wurden alle anderen DAC-Werte auf ihren Standardwert gehalten, der in Tabelle 5.1 definiert ist. Eine vollständige Übersicht aller weiteren verwendeten DAC-Einstellungen ist in Tabelle 7.1 zu finden. Außerdem wird angenommen, dass die DACs unabhängig voneinander arbeiten und sich nicht gegenseitig beeinflussen.

Ziel dieser Messung ist es, die optimale Kombination von DAC-Werten zu finden, die folgende Kriterien erfüllt:

- Die Amplitude des Pulses sollte maximal sein, um Effizienz und Empfindlichkeit zu steigern.
- Die Slew-Rate der steigenden Flanke sollte ebenfalls maximiert werden, da dadurch der Effekt des Timewalks minimiert wird und die ToT genauer bestimmt werden kann, was zu einer besseren Zeitauflösung führt.
- Für die Slew-Rate der fallenden Flanke wird ebenfalls ein maximaler Wert angestrebt, da dies zu einer kürzeren Totzeit führt. Dabei kehrt der Puls nicht direkt auf die Ausgangsspannung zurück, sondern unterschwingt diese kurzzeitig oder nähert sich ihr nur langsam. Dies könnte bei sehr hohen Raten, wie sie im P2-Experiment auftreten, die direkt nachfolgenden Pulse verfälschen.
- Außerdem sollte der Stromverbrauch möglichst gering gehalten werden, da ein höherer Stromverbrauch zu einer stärkeren Wärmeentwicklung und damit zu erhöhtem thermischem Rauschen führt.

DAC	DAC-Wert [hex]	DAC-Wert [dez]
BLResPix	0x3f	63
VNBiasPix	0x00	0
VNFBPix	0x2f	47
VNFollPix	0x05	5
VPLoadPix	0x05	5
VPPix	0x05	5
VNPix2	0x00	0
VPFoll	0x14	20

Tabelle 5.1.: Start-DAC-Werte.

5.3.1. BLResPix

BLResPix ist der Widerstand des CR-Hochpassfilters, über den ein Teil der *Baseline*-Spannung abfällt. Wie in Abb. 5.5 zu sehen ist, bleiben die Amplitude sowie die Slew-Rate der steigenden Flanke über den gesamten DAC-Bereich nahezu konstant, während die Slew-Rate der fallenden Flanke mit zunehmendem DAC-Wert zunimmt. Dies entspricht dem erwarteten Verhalten, da der DAC-Wert invers proportional zum Widerstand ist. Ein kleinerer Widerstand im CR-Hochpassfilter bewirkt eine schnellere Rückkehr des Pulses zur *Baseline*, wodurch die fallende Flanke steiler wird und die Totzeit sinkt, ohne die übrigen Pulsparameter zu beeinträchtigen. Daher wurde der maximale Wert von 63 (0x3F) als optimal gewählt.

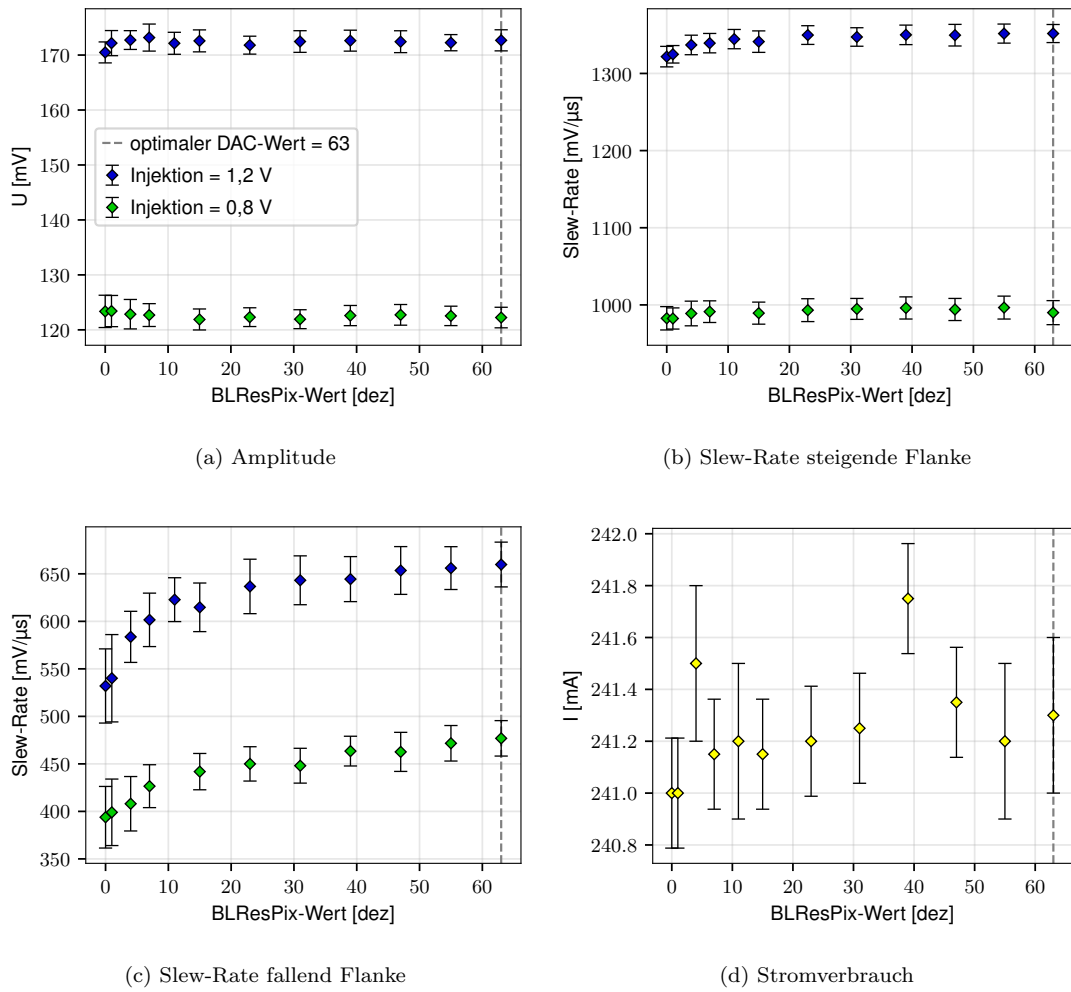


Abbildung 5.5.: Messergebnisse für BLResPix.

5.3.2. VNBiasPix

VNBiasPix steuert das Zurücksetzen der Eingangskapazität C_1 nach einem Signal. Entgegen der Erwartung eines konstanten Verlaufs aller Parameter hängen Amplitude und Slew-Raten vom DAC-Wert ab, wie in Abb. 5.6 dargestellt. Da die Standardabweichungen der Pulsparameter bei niedrigen DAC-Werten geringer ausfallen, was auf geringeres Rauschen hindeutet, und dort zugleich ein guter Kompromiss aller Pulsparameter erreicht wird, wurde ein Wert von 6 (0x06) als optimal gewählt.

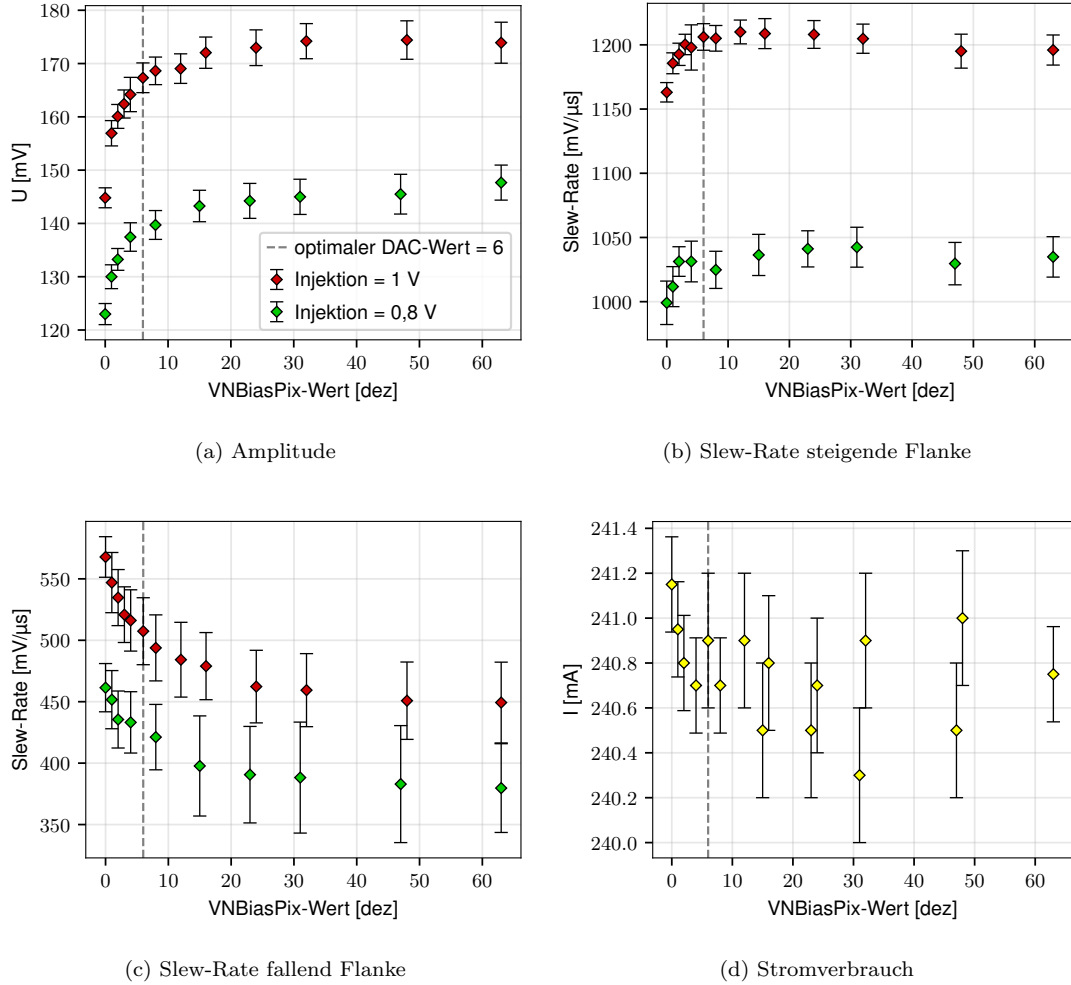


Abbildung 5.6.: Messergebnisse für VNBiasPix.

5.3.3. VNFBPix

VNFBPix steuert den Rückkopplungstransistor T_{fb} des Verstärkers. Die dazugehörigen Messungen sind in Abb. 5.7 zu sehen. Wie erwartet steigt die Slew-Rate der fallenden Flanke mit zunehmendem DAC-Wert an und saturiert bei etwa 40. Die gleichzeitig beobachtete Reduktion der Amplitude sowie der Slew-Rate der steigenden Flanke ist auf parasitäre Effekte zurückzuführen. Da mit steigendem DAC-Wert zudem die Standardabweichung der Amplitude und der Slew-Rate der fallenden Flanke abnimmt, wurde unter Berücksichtigung der Rauschunterdrückung ein Wert von 47 (0x2F) als optimal gewählt.

Messungen unterhalb des DAC-Werts von 19 waren aufgrund zu starken Rauschens nicht verwertbar. Bei geringerem Grundrauschen des Sensors wäre ein kleinerer Wert prinzipiell vorzuziehen.

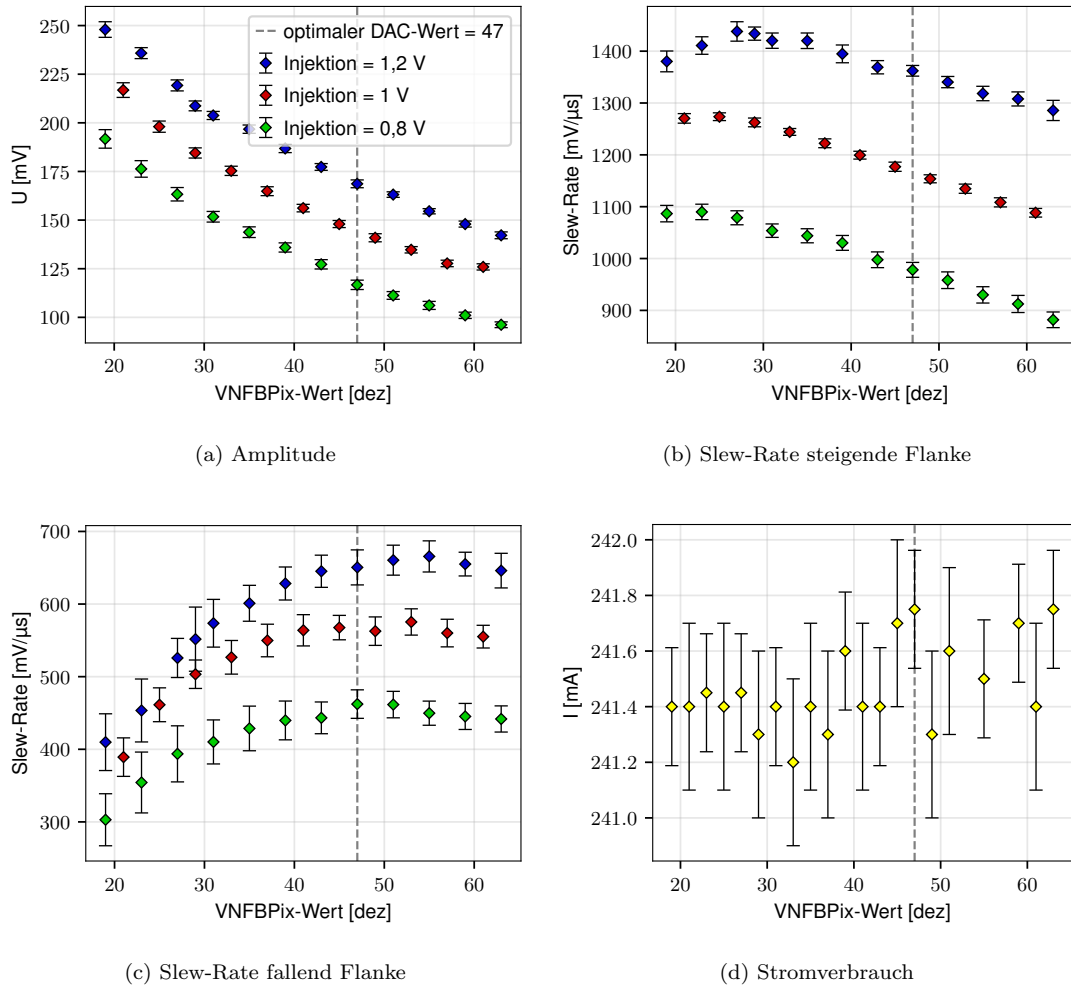


Abbildung 5.7.: Messergebnisse für VNFBPix.

5.3.4. VNFollPix

VNFollPix steuert den Source-Follower-Transistor, der als Impedanzwandler am Ausgang der gefalteten Kaskode dient. Idealerweise sollte ein Source-Follower keinen Einfluss auf die Pulsparameter haben. Dies spiegelt sich in den in Abb. 5.8 dargestellten Messwerten wider. Amplitude und Slew-Rate der steigenden Flanke fallen nur leicht ab, während die Slew-Rate der fallenden Flanke über den gesamten DAC-Bereich nahezu konstant bleibt. Da bei einem DAC-Wert von 0 kein Puls messbar war und der Stromverbrauch mit steigendem DAC-Wert stark zunimmt, wurde der kleinstmögliche Wert von 1 (0x01) als optimal gewählt.

Unerwartet ist hingegen, dass oberhalb des DAC-Werts von 14 kein Puls mehr gemessen werden kann und der Stromverbrauch abrupt auf einen niedrigen Wert sinkt. Eine Erklärung für dieses Verhalten ist bisher nicht bekannt.

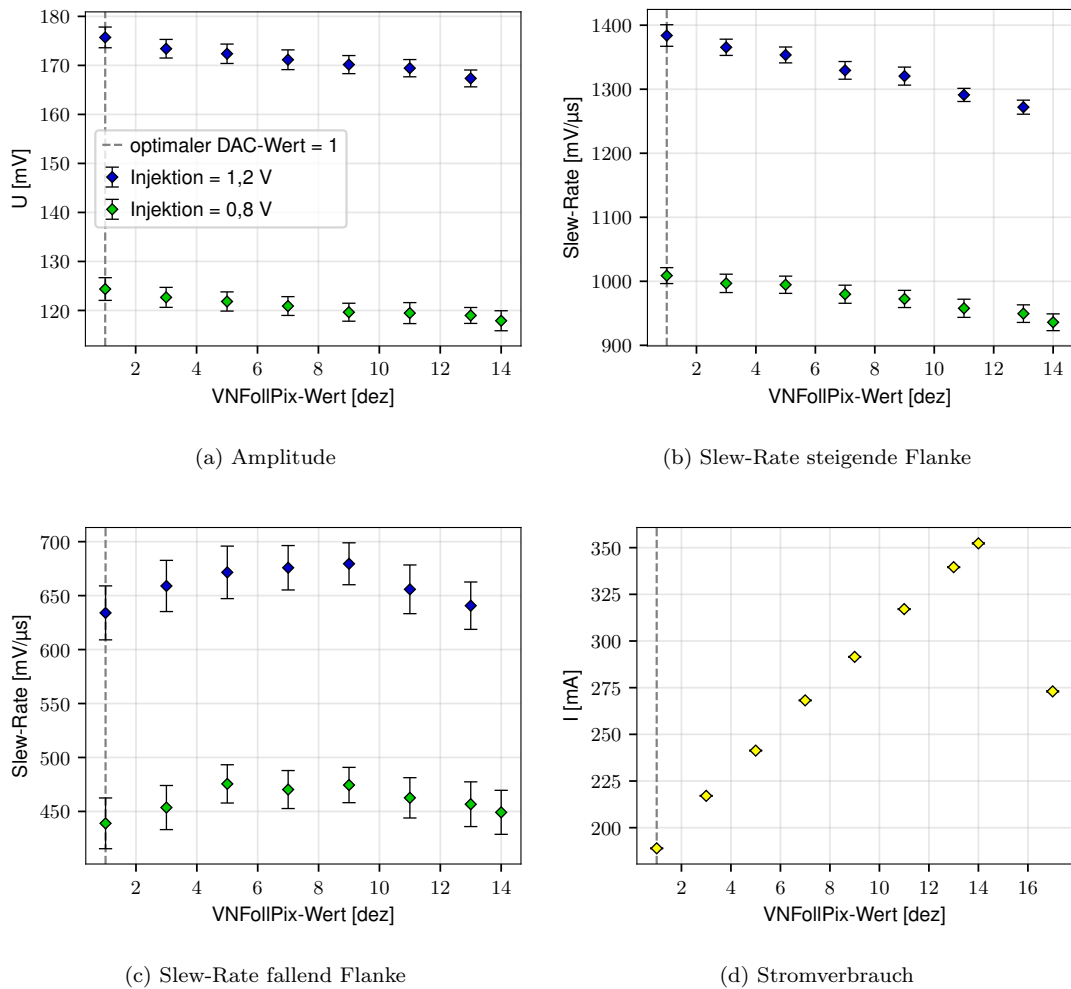


Abbildung 5.8.: Messergebnisse für VNFollPix.

5.3.5. VPLoadPix

Die in Abb. 4.3 eingezeichnete Kapazität bei VPLoadPix ist parasitär und beeinflusst das Tiefpassverhalten der CSA-Schaltung. Mit steigendem DAC-Wert dauert das Aufladen der parasitären Kapazität länger, sodass die maximale Pulshöhe aufgrund des Rückkopplungsmechanismus nicht mehr erreicht wird.

Genau dieses Verhalten ist in Abb. 5.9 zu sehen: Alle Pulsparameter fallen mit steigendem DAC-Wert ab. Dabei weisen Amplitude und Slew-Rate der fallenden Flanke im Bereich 1–5 ein flaches Plateau auf und die Slew-Rate der steigenden Flanke weist ein ausgeprägtes Maximum bei DAC-Werten 3–5 auf. Da der Stromverbrauch mit steigendem DAC-Wert zunimmt, wurde der untere Bereich dieser Maxima bevorzugt und der Wert 3 (0x03) als optimal gewählt.

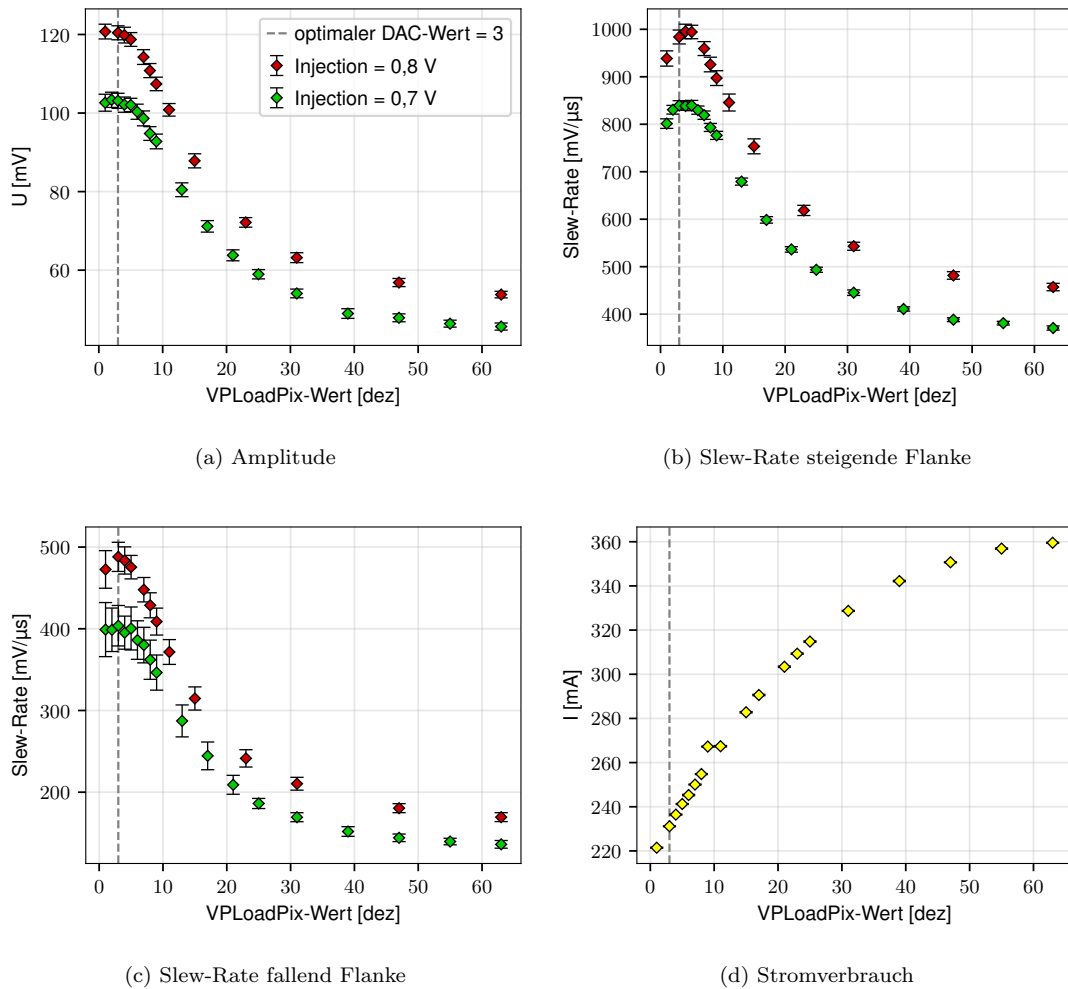


Abbildung 5.9.: Messergebnisse für VPLoadPix.

5.3.6. VPPix

VPPix erfüllt dieselbe Funktion wie VPLoadPix (siehe Abschnitt 5.3.5), jedoch für den anderen Zweig der gefalteten Kaskodenstufe. Wie in Abb. 5.10 zu sehen ist, fallen die Pulsparameter mit steigendem DAC-Wert flacher ab als bei VPLoadPix und zeigen ein ähnliches Maximum. Da der Stromverbrauch mit zunehmendem DAC-Wert nahezu linear ansteigt, wurde unter Berücksichtigung der Maxima der Pulsparameter ein Wert von 3 (0x03) als optimal gewählt.

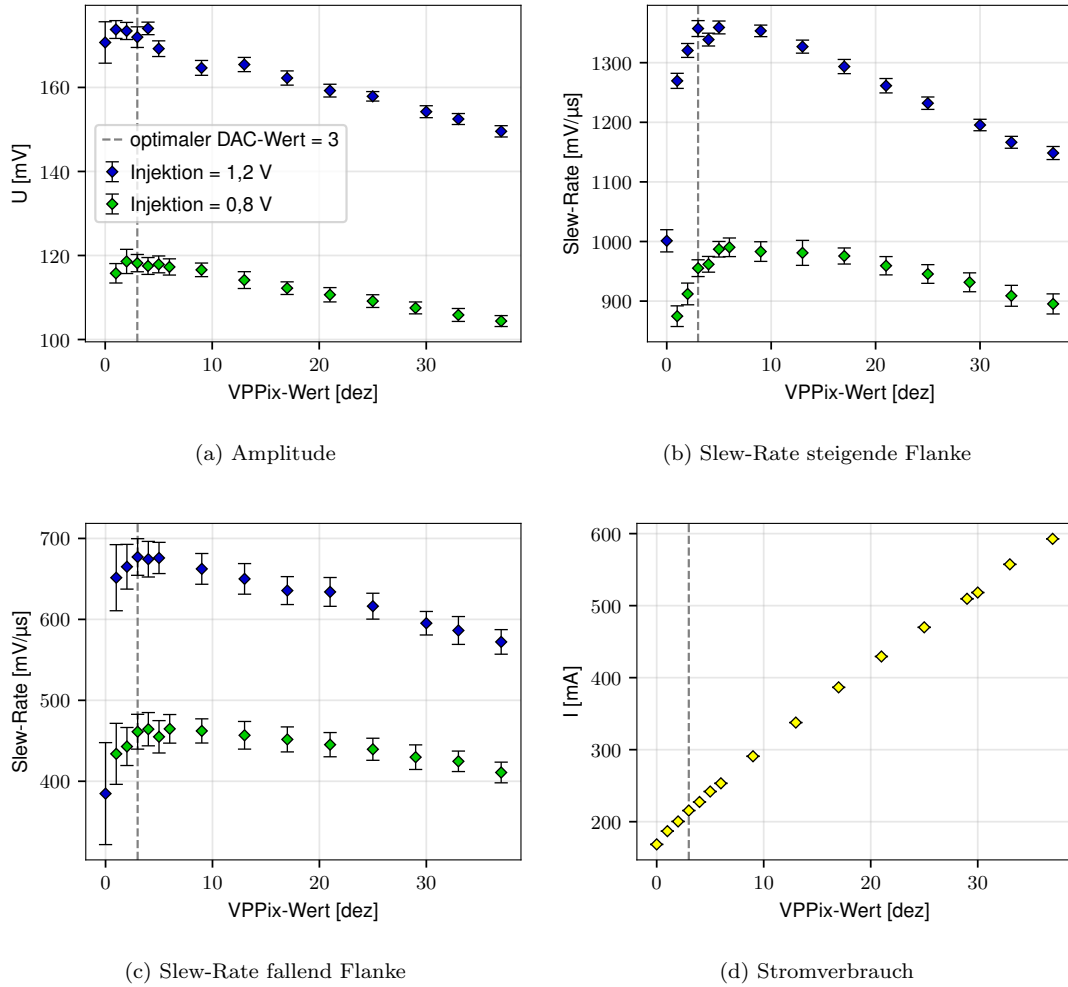


Abbildung 5.10.: Messergebnisse für VPPix.

5.3.7. VNPix2

VNPix2 wirkt additiv auf denselben Transistor wie VPPix, wobei die Summe beider DAC-Werte den Arbeitspunkt des Transistors bestimmt. Typischerweise wird VNPix2 nicht verwendet, da er als Backup im Falle eines Fehlers dient. Durch ihn kann der zugeführte Strom am Verstärker verdoppelt werden [22].

Diese Information wurde mir erst beim Verfassen dieser Arbeit bekannt, weshalb VNPix2 in den Messungen irrtümlich als eigenständiger DAC behandelt wird. Wie erwartet, gleichen die Messverläufe von VNPix2 (siehe Abb. 5.11) denen von VPPix (siehe Abb. 5.10) ab dem Standardwert der Start-DAC-Einstellungen von 5 (siehe Tabelle 5.1). Dies wird in den Abbildungen 7.1 und 7.2 im Anhang noch einmal genauer dargestellt.

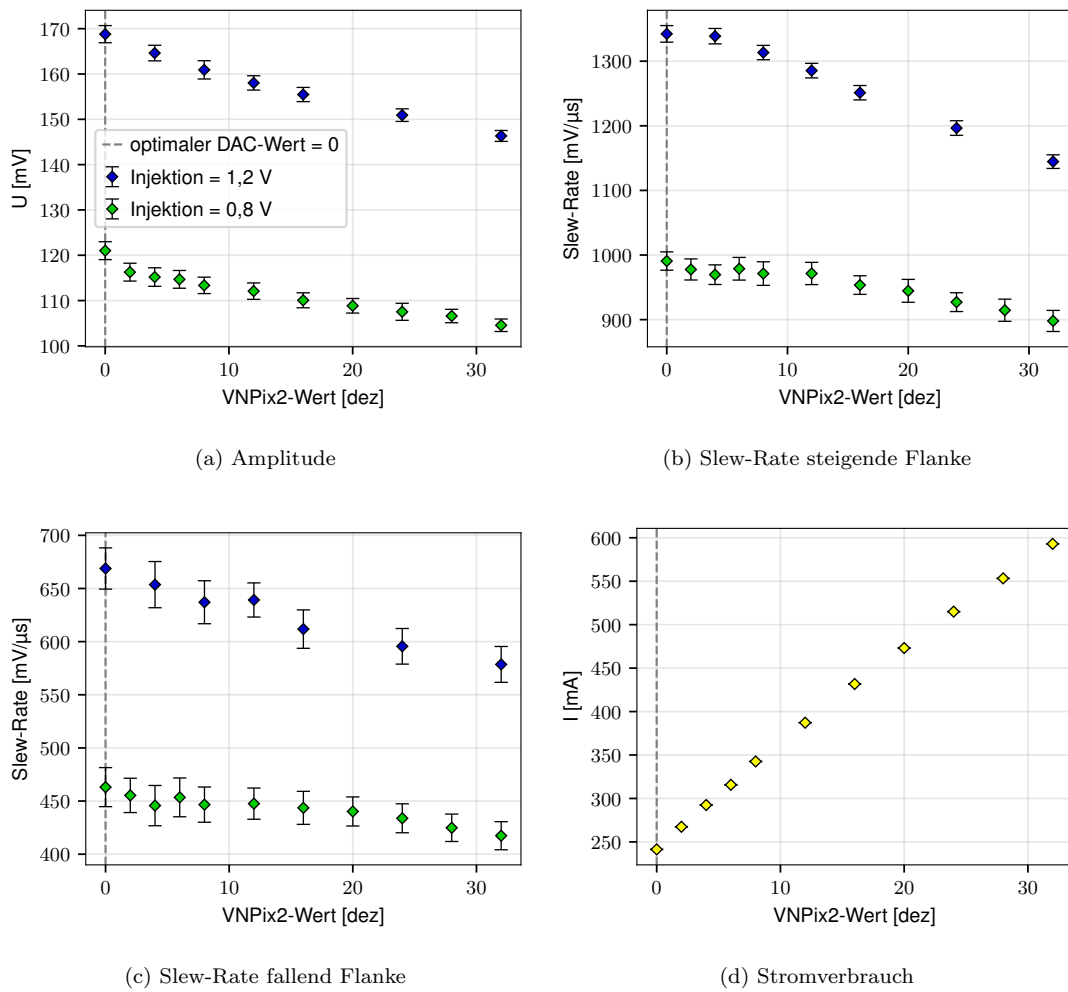


Abbildung 5.11.: Messergebnisse für VNPix2.

5.3.8. VPFoll

VPFoll steuert einen zu Testzwecken nachgeschalteten Source-Follower, der den Verstärkerausgang nach außen führt und so die Untersuchung des analogen Signals ermöglicht. Da dieser Ausgang nur an den Pixeln der nullten Reihe integriert ist und keinen Einfluss auf die Pulsform der übrigen Pixel hat, ist VPFoll ausschließlich für Testzwecke relevant [25].

Wie in Abb. 5.12 zu sehen ist, steigen alle Pulsparameter logarithmisch mit dem DAC-Wert an. Da der gleichzeitige Anstieg des Stromverbrauchs über den gesamten DAC-Bereich mit ungefähr 20 mA gering ausfällt, wurde der maximale Wert von 63 (0x3F) als optimal gewählt.

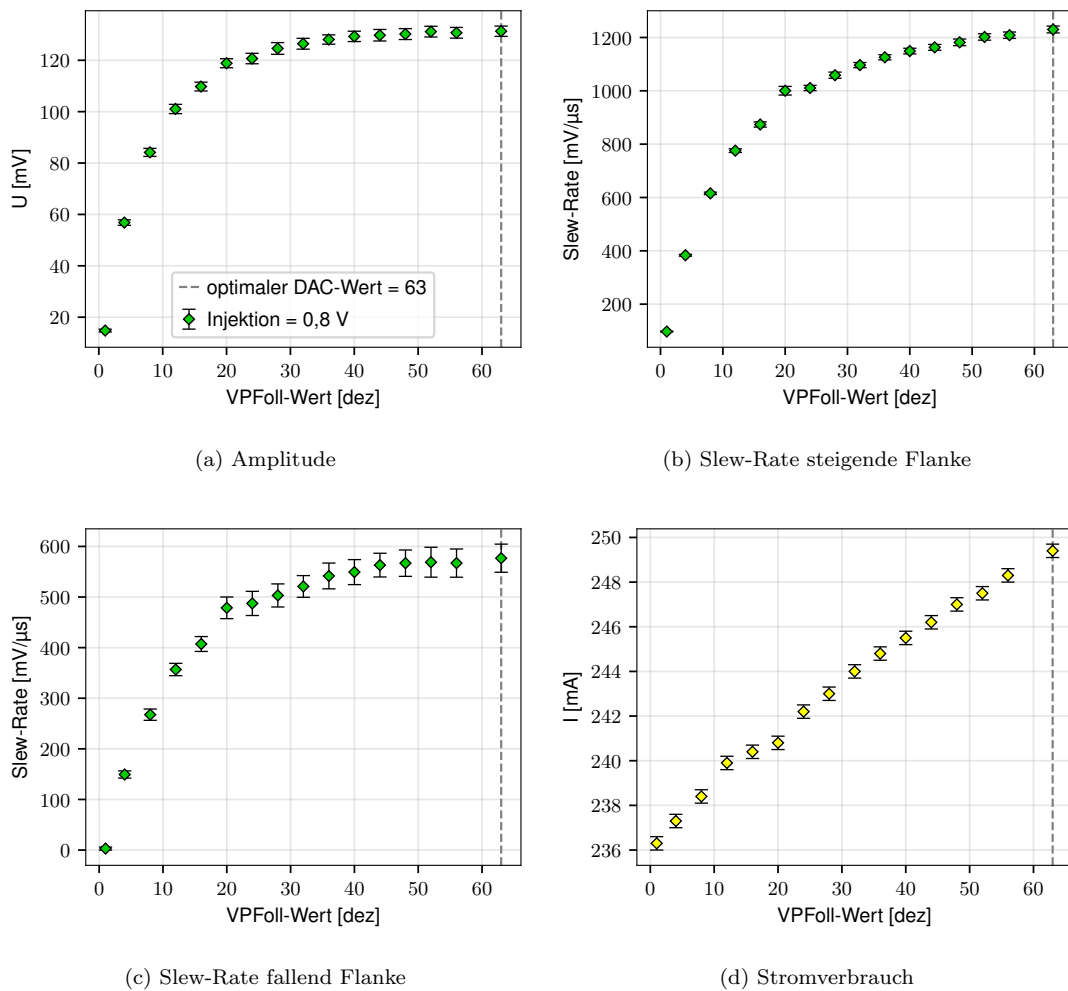


Abbildung 5.12.: Messergebnisse für VPFoll.

5. Messungen

5.3.9. Feinjustierung

Da bei den vorherigen Messungen die DACs als unabhängig voneinander angenommen wurden, was aufgrund der Transistorkopplungen nicht vollständig zutrifft, wurde jeder DAC-Wert einzeln um bis zu ± 6 variiert. Ausgangspunkt waren die Einstellungen in Tabelle 5.2, die aus den ermittelten optimalen DAC-Werten bestehen. So konnten feinjustierte optimale Einstellungen gefunden werden.

DAC	DAC-Wert [hex]	DAC-Wert [dez]
BLResPix	0x3f	63
VNBiasPix	0x06	6
VNFBPix	0x2f	47
VNFollPix	0x01	1
VPLoadPix	0x03	3
VPPix	0x03	3
VNPix2	0x00	0
VPFoll	0x3f	63

Tabelle 5.2.: Optimierte-DAC-Werte.

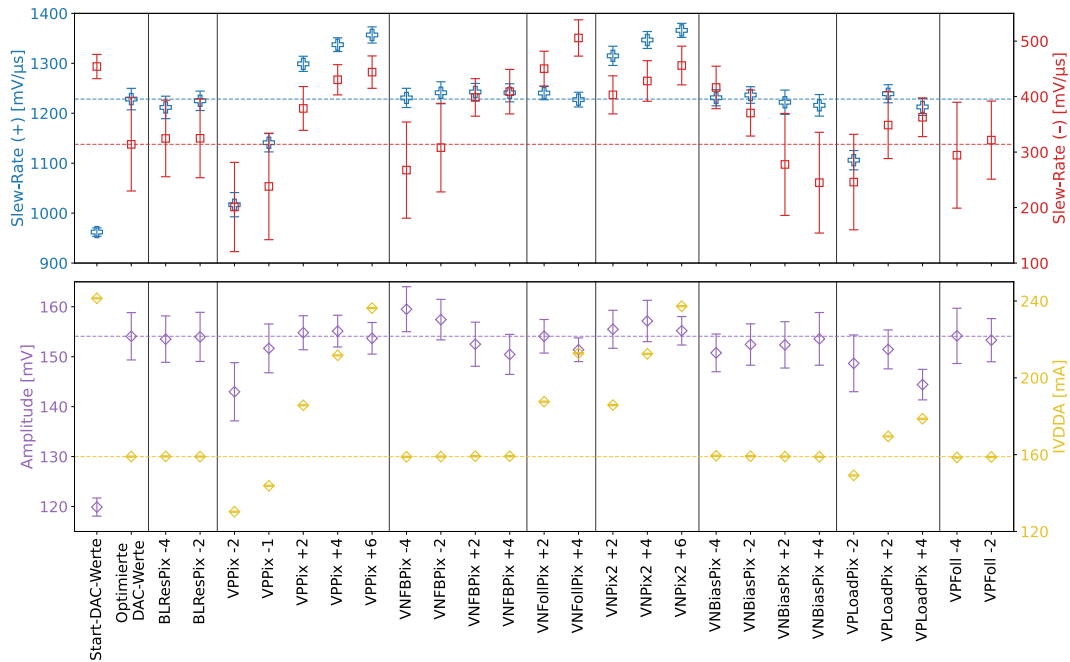


Abbildung 5.13.: Fine-Tuning der optimierten DAC-Werte im Vergleich zu den Start- und Optimierten-DAC-Werten.

Wie in Abb. 5.13 zu sehen ist, lassen sich einige DAC-Werte weiter anpassen, um bessere Pulsparameter zu erhalten. Dabei wurde zwischen zwei Einstellungen unterschieden: einer Optimierung mit kleinerem Gewicht auf den Stromverbrauch und mehr Gewicht auf die Pulsparameter (Tabelle 5.2, Einstellung 1) und einer Optimierung mit stärkerem Gewicht auf den Stromverbrauch (Tabelle 5.2, Einstellung 2). Besonderes Augenmerk wurde dabei auf die Slew-Rate der fallenden Flanke gelegt, da sie sich im Vergleich zu

5. Messungen

den Start-DAC-Werten deutlich verringert hat und eine größere Standardabweichung aufweist, was zu einer erhöhten Totzeit führt, wie Abb. 5.14 zeigt. Die feinjustierten Einstellungen sind in Tabelle 5.3 aufgeführt.

DAC	Einstellungen 1		Einstellung 2	
	DAC-Wert [dez]	DAC-Wert [hex]	DAC-Wert [dez]	DAC-Wert [hex]
BLResPix	63	0x3f	63	0x3f
VNBiasPix	4	0x04	4	0x04
VNFBPix	49	0x31	49	0x31
VNFollPix	3	0x03	3	0x03
VPLoadPix	3	0x03	3	0x03
VPPix	7	0x07	5	0x05
VNPix2	4	0x04	2	0x02
VPFoll	63	0x3f	63	0x3f

Tabelle 5.3.: Feinjustierte Einstellungen: Einstellung 1 mit großem Fokus auf Pulsparameter und kleinem Fokus auf Stromverbrauch, Einstellung 2 mit größerem Fokus auf Stromverbrauch.

Der direkte Vergleich der verschiedenen DAC-Einstellungen ist in Abb. 5.14 dargestellt. Die erste Optimierung steigert die Slew-Rate der steigenden Flanke und die Amplitude bei gleichzeitig reduziertem Stromverbrauch. Sie geht jedoch mit einer deutlich geringeren Slew-Rate der fallenden Flanke und einem ausgeprägten Unterschwingen des Pulses einher. Die feinjustierten Einstellungen reduzieren dieses Unterschwingen erheblich und verbessern die Slew-Raten beider Flanken; die Amplitude wird jedoch leicht reduziert. Mit den stromoptimierten Einstellungen (Tabelle 5.2, Einstellung 2) konnte der Stromverbrauch leicht unter den Ausgangswert der Start-DAC-Einstellungen gesenkt und alle Pulsparameter verbessert werden, weshalb mit diesen Einstellungen alle weiteren Messungen durchgeführt wurden.

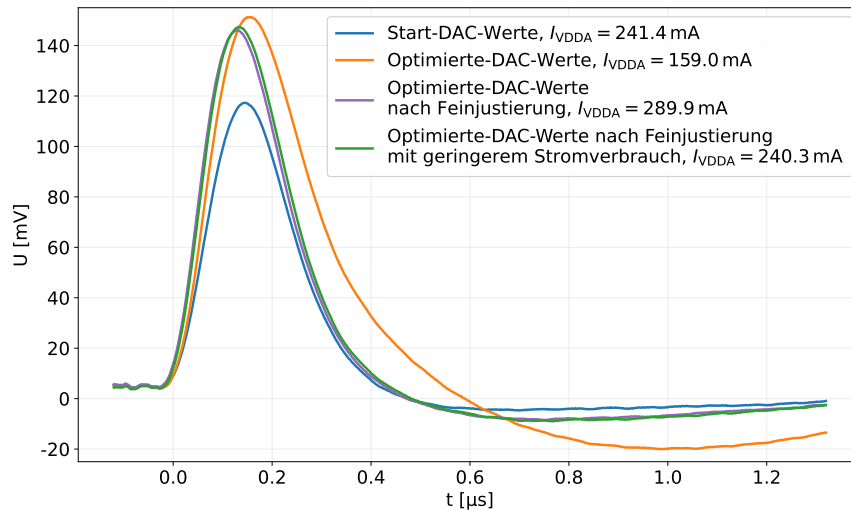


Abbildung 5.14.: Vergleich der Ausgangssignale des Verstärkers bei unterschiedlichen Einstellungen der DACs. Bei diesen Messungen wurden 1024 Samples gemittelt, um eine Messkurve zu erhalten.

5. Messungen

Aufgrund des in Abschnitt 5.3.7 beschriebenen Irrtums, dass VNPix2 und VPPix denselben Transistor ansteuern und ihre DAC-Werte additiv wirken, entspricht Einstellung 2 aus Tabelle 5.3 tatsächlich einer Erhöhung des effektiven DAC-Werts um +4 gegenüber den optimierten Einstellungen in Tabelle 5.2, da VPPix und VNPix2 jeweils um 2 erhöht wurden. Dies entspricht zufällig genau der für Einstellung 1 beabsichtigten Anpassung um +4. Bei Einstellung 1 hingegen wurden beide DACs um jeweils 4 erhöht, was einem effektiven Anstieg um +8 entspricht und damit über die beabsichtigte Anpassung hinausgeht. Nachträglich würde ich daher empfehlen, den DAC-Wert von VNPix2 auf 0 und von VPPix auf 7 zu setzen, um die Backup-Funktion von VNPix2 zu erhalten.

5.4. Spaltenabhängigkeit

Da alle vorherigen Messungen anhand eines einzelnen Pixels durchgeführt wurden, erfolgt ein Vergleich der in dieser Arbeit verwendeten DAC-Einstellungen an mehreren Pixeln, um zu überprüfen, ob diese Einstellungen über den gesamten Sensor hinweg einheitlich genutzt werden können. Dazu mussten zunächst rauscharme Pixel identifiziert werden, indem die Pulsparameter ausgewählter Spalten entlang der nullten Zeile des Sensors vermessen wurden. Die Amplitude ist in Abb. 5.15 dargestellt; die übrigen Parameter finden sich im Anhang in Abb. 7.3. Analoge Messungen wurden für den Sensor mit der Kennung *W05 12* durchgeführt und sind im Anhang unter Abb. 7.4 aufgeführt. Dieser zeigt ein ähnliches Verhalten wie der Sensor mit der Kennung *W05 15*.

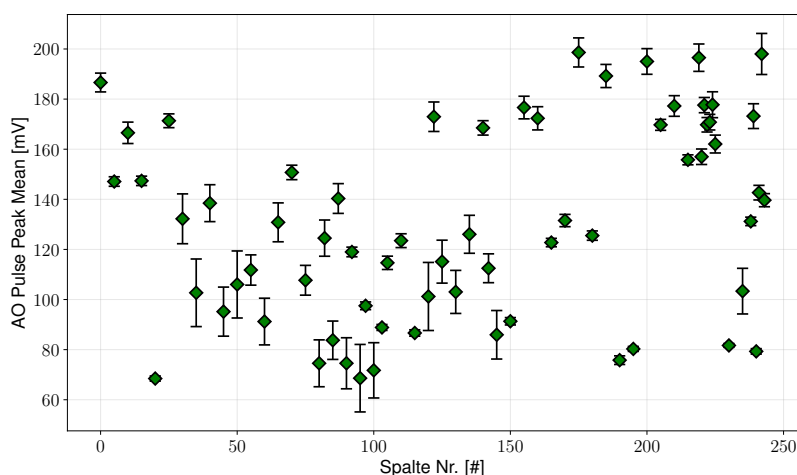


Abbildung 5.15.: Amplitude der Pulse in Abhängigkeit von der Spaltennummer.

Die in Abb. 5.15 dargestellten Messwerte wurden, wie im gesamten Teil der Arbeit, durch Mittelung von 128 Samples aufgenommen. Pixel mit geringer Amplitude weisen starkes Rauschen auf. Diese saturieren den Verstärker zeitweise und verhindern damit die Messung injizierter Pulse, wie in Abb. 5.16 zu sehen ist. Da die Messung AC-gekoppelt ist, mittelt sich das Rauschen auf null, sodass Rauschschläge die gemittelte Amplitude reduzieren. Aufgrund der statistisch unkorrelierten Natur des Rauschens variiert die Anzahl der Rauschschläge für jeden gemittelten Puls, was zu einer erhöhten Standardabweichung führt.

Grundsätzlich lässt sich erkennen, dass die mittleren Spalten, von Spalte 30 bis 150, stärker vom Rauschen betroffen sind, da dort eine Tendenz zu kleineren Amplituden und größeren Standardabweichungen sichtbar ist.

Die in Abb. 5.17 dargestellten ausgewählten Pixel des Sensors *W05 15* weisen ein relativ geringes Rauschen auf, wodurch sich die Pulsparameter gut vermessen ließen. Pro Pixel wurden vier Messungen durchgeführt: mit den Start-DAC-Einstellungen, den optimierten DAC-Einstellungen sowie den beiden feinjustierten Einstellungen. Von den letzten drei genannten Messungen wurde jeweils der Messwert der Start-Einstellung abgezogen, um die Vergleichbarkeit der unterschiedlichen Einstellungen zwischen den verschiedenen Pixeln zu verbessern.

5. Messungen



(a)

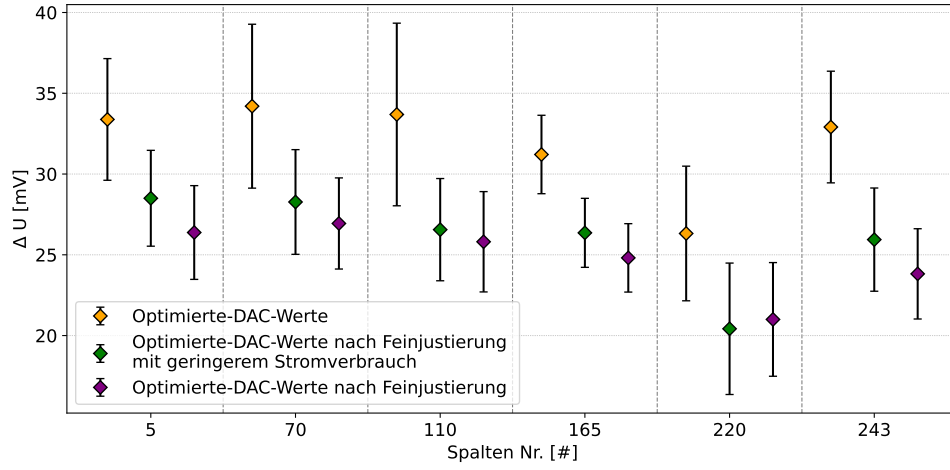


(b)

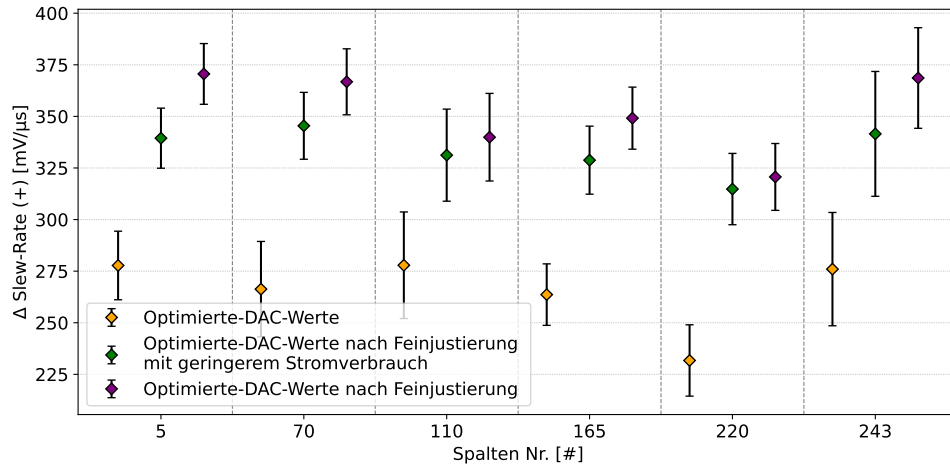
Abbildung 5.16.: Zwei direkt nacheinander aufgenommene Ausgangspulse des Verstärkers (orangenfarbene Kurve) bei identischen Einstellungen für den Pixel in Spalte 95, Zeile 0. Das Rauschen saturiert den Verstärker-Ausgang (a) und kein Puls ist durch Injektion (grüne Kurve) messbar. In (b) ist ein Puls, der durch eine Injektion (grüne Kurve) ausgelöst wurde, zu erkennen.

Die Ergebnisse zeigen, dass alle untersuchten Pixel ähnlich auf die Änderung der DAC-Einstellungen reagieren wie das als Referenz verwendete Pixel in Spalte 70, an dem alle vorherigen Messungen durchgeführt wurden. Dies bestätigt, dass die ermittelten Einstellungen nicht nur für dieses einzelne Pixel gültig sind, sondern auch zu einem verbesserten Ausgangspuls des Verstärkers über den gesamten Sensor hinweg führen.

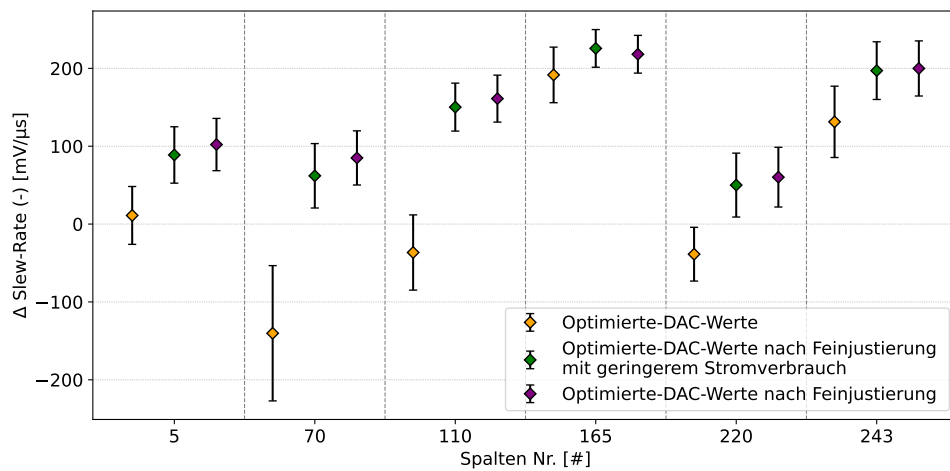
5. Messungen



(a) Amplitude



(b) Slew-Rate steigende Flanke



(c) Slew-Rate fallende Flanke

Abbildung 5.17.: Vergleich der verschiedenen DAC-Einstellungen in ausgewählten Pixeln in unterschiedlichen Spalten des Sensors. Dargestellt ist jeweils die Differenz zur Start-DAC-Einstellung.

5.5. HV-Abhängigkeit

Wie in Abb. 5.18 zu sehen ist, beeinflusst die angelegte Hochspannung die Pulsparameter. Dies ist eine Folge der in Abschnitt 3.2.1.2 beschriebenen spannungsabhängigen Kapazität der Verarmungszone C_{Diode} , die mit steigender Hochspannung abnimmt, wie aus Gl. 3.7 und Gl. 3.6 hervorgeht. Da C_{Diode} einen Anteil an der Gesamt-Pixelkapazität ausmacht, nimmt diese mit steigender Hochspannung ab. Dadurch wird ein größerer Anteil der gesammelten Ladung auf die Rückkopplungskapazität übertragen. Dies hat eine Zunahme der Amplitude sowie der Slew-Rate der steigenden Flanke des Verstärker-Ausgangssignals zur Folge. Die Slew-Rate der fallenden Flanke wird hingegen durch den Rückkopplungswiderstand bestimmt und bleibt daher von der Hochspannung unabhängig. Genau dieses Verhalten zeigt sich in den Messungen, die in Abb. 5.18 dargestellt sind.

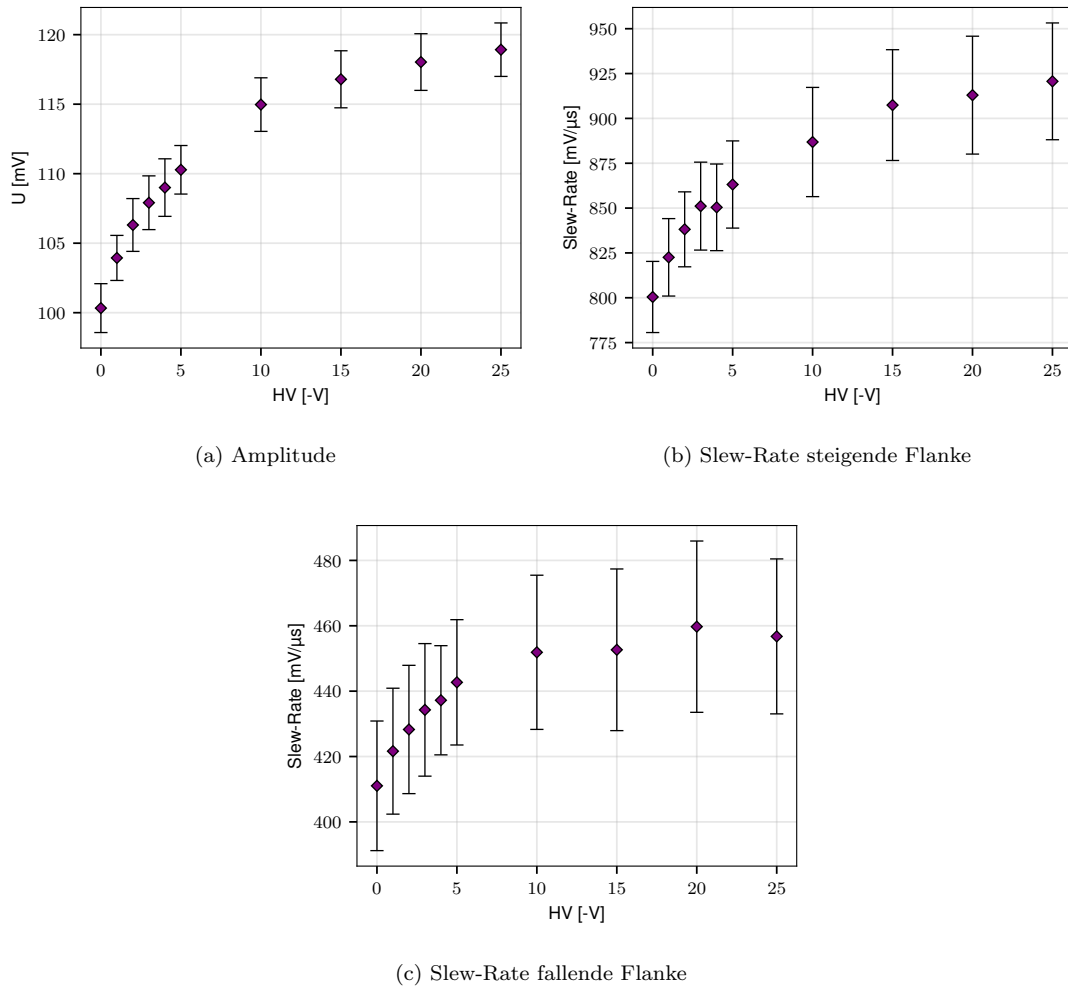


Abbildung 5.18.: Pulsparameter gegen die Hochspannung.

Teil IV.

Zusammenfassung und Ausblick

6. Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Arbeit war die Charakterisierung des In-Pixel-Verstärkers des HV-MAPS P2Pix sowie die Bestimmung optimierter DAC-Einstellungen für dessen Betrieb. Aufgrund eines vermeintlichen Produktionsfehlers wies der Sensor im Ausgangspuls des Verstärkers jedoch starkes Rauschen auf. Dies führte zu einer großen Standardabweichung bei Messungen anhand einfacher Samples der Ausgangspulse und schränkte somit die Aussagekraft der Messungen ein. Durch den Einsatz der rollenden Mittelwertbildung des Oszilloskops konnte das Rauschen ausreichend unterdrückt werden, sodass systematische Abhängigkeiten der Pulsparameter von den einzelnen DAC-Werten identifiziert werden konnten.

Durch die Charakterisierung der einzelnen DACs und eine anschließende Feinjustierung konnte eine optimale DAC-Einstellung ermittelt werden. Diese liefert im Vergleich zu den Start-DAC-Einstellungen verbesserte Pulsparameter bei leicht geringerem Stromverbrauch. Die Untersuchung der Spaltenabhängigkeit zeigte, dass diese Einstellungen nicht nur für das als Referenz verwendete Pixel in Spalte 70 gültig sind, sondern auch zu einer ansatzweise gleichmäßigen Verbesserung der Pulsparameter über den gesamten Chip hinweg führen. Darüber hinaus konnte der Einfluss der Hochspannung auf die Pulsparameter der durch Injektion ausgelösten Pulse erfolgreich gemessen werden.

Das unerwartete Verhalten von VNBiasPix, bei dem die Pulsparameter entgegen den Erwartungen von dessen DAC-Werten abhängig sind, könnte Rückschlüsse auf einen vermeintlichen Produktionsfehler liefern. Gleiches gilt für das unerklärliche Verhalten von VNFollPix, bei dem mit den von mir gewählten Start-DAC-Einstellungen oberhalb eines DAC-Wertes von 14 kein Ausgangspuls des Verstärkers messbar war. Beide Beobachtungen könnten in zukünftigen Messungen weiter analysiert werden und potenziell Rückschlüsse auf die Ursache des starken Rauschens liefern.

Die in dieser Arbeit ermittelten DAC-Einstellungen können sowohl als Betriebsgrundlage für den aktuellen P2Pix als auch für eine zukünftige Chip-Iteration dieses Sensors, sofern der Verstärkeraufbau erhalten bleibt, als Ausgangspunkt für weitere Messungen dienen. Allerdings sollten einige DAC-Werte bei einer nachfolgenden Iteration des P2Pix neu optimiert werden. Beispielsweise wäre für VNFBPix ein kleinerer DAC-Wert vorzuziehen; in dieser Arbeit wurde sich jedoch aufgrund der Rauschunterdrückung dagegen entschieden. Da alle Messungen mit Ladungsinjektion durchgeführt wurden, könnte eine zukünftige Chip-Iteration mit geringerem Rauschen zudem mit radioaktiven Quellen getestet werden. Dies war in dieser Arbeit aufgrund des hohen Rauschens und des damit fehlenden zuverlässigen Triggers auf den Ausgangspuls nicht möglich. Darüber hinaus konnte eine geplante Teststrahlzeit am DESY aufgrund des vermeintlichen Fertigungsfehlers des Chips nicht wie vorgesehen mit dem P2Pix durchgeführt werden. Dies stellt somit ein weiteres Ziel für eine zukünftige Chip-Iteration dar.

Teil V.

Appendix

7. Appendix

7.1. Tabellen und Abbildungen

DAC	DAC-Wert [hex]
VNCompFine	0x00
VNCompPix	0x00
VNCasc	0x00
VNDel	0x0a
VPBigfine	0x10
VPDel	0x0a
VPSmalFine	0x00
VNDAC	0x00
VPBiasrec	0x28
VPBiasrec	0x0a
VPVCO	0x14
VNVCO	0x05
VPDelDclMux	0x20
VNDelDcl	0x20
VNDelDcl	0x20
VPDelPreEmp	0x20
VnDelPreEmp	0x20
VPDcl	0x20
VNDcl	0x20
VNLVDS	0x0a
VNLVDSDel	0x00
VPPump	0x1f
ref_VMinus	0xff
VChargePump	0x00
ThPix	0xff
BLPix	0x7f
VCAL	0x00

Tabelle 7.1.: Weitere eingestellte DAC-Werte.

7. Appendix

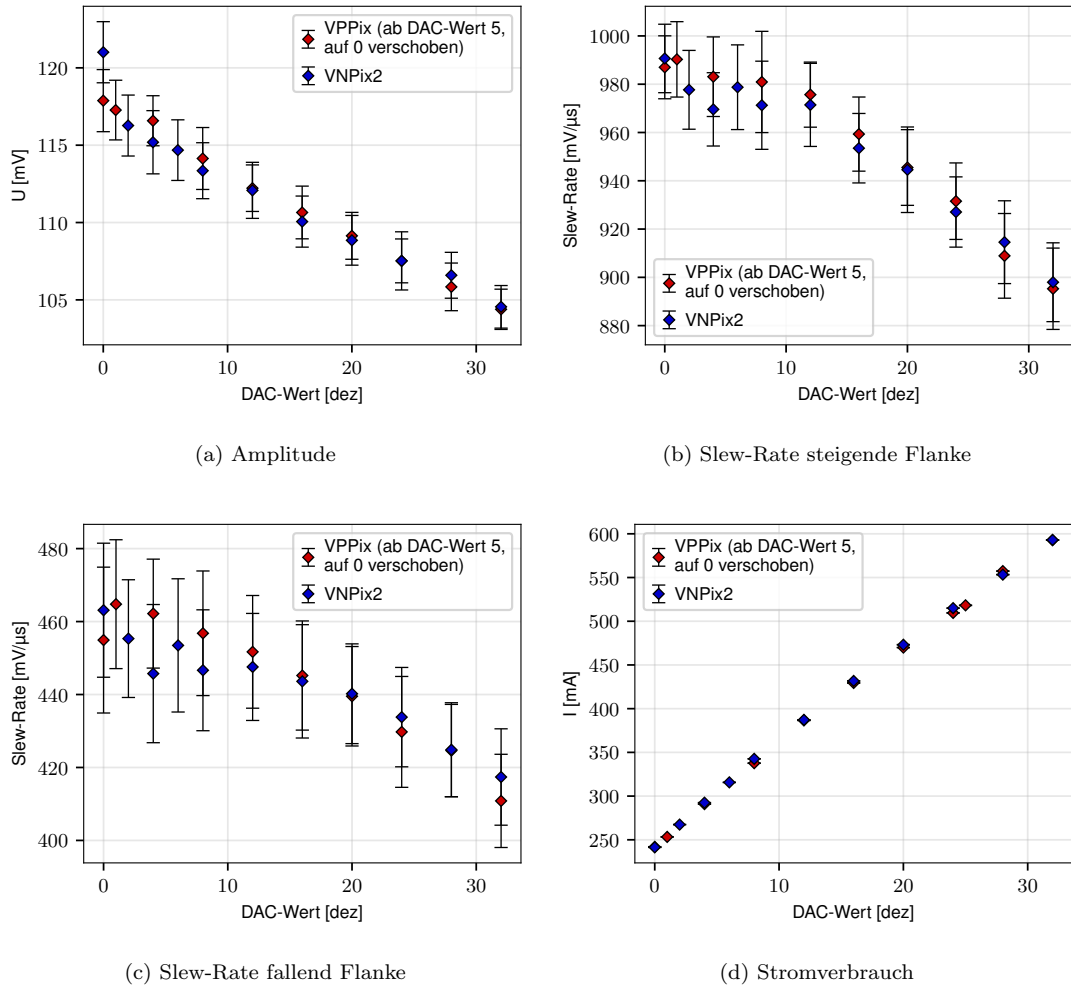
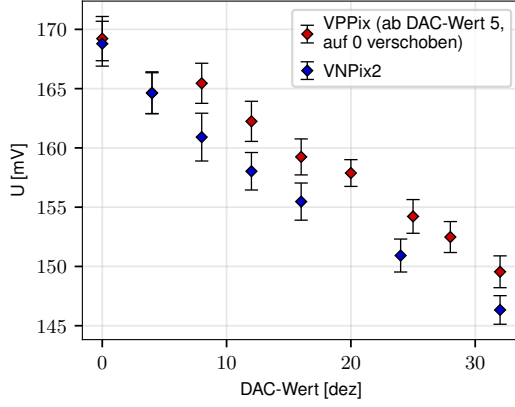
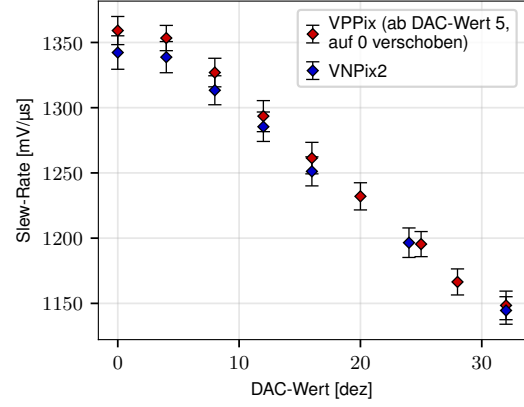


Abbildung 7.1.: Vergleich von VPPix und VNPix2 bei einer Injektionsspannung von 800 mV. Die ersten fünf Messpunkte von VPPix wurden verworfen; der verbleibende DAC-Bereich wurde auf null verschoben.

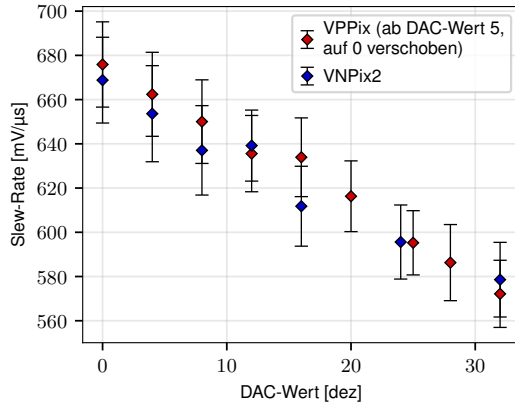
7. Appendix



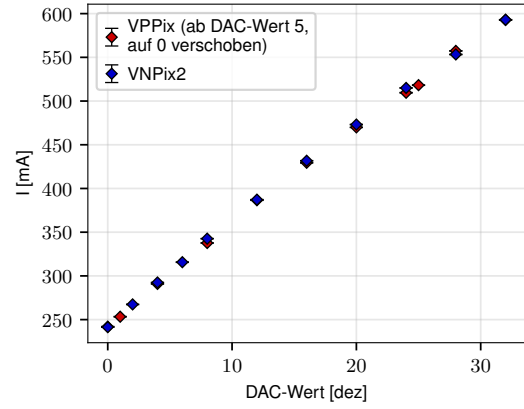
(a) Amplitude



(b) Slew-Rate steigende Flanke

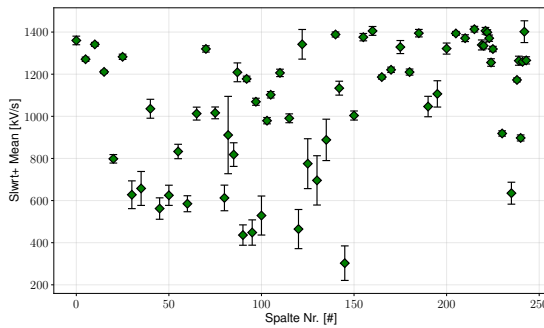


(c) Slew-Rate fallend Flanke

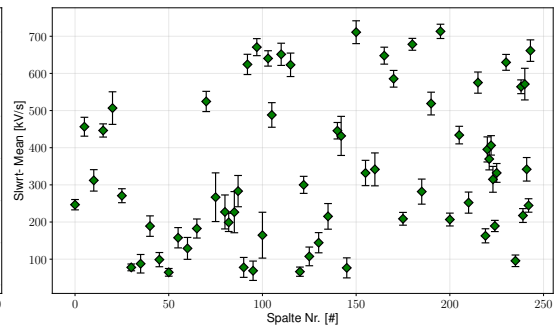


(d) Stromverbrauch

Abbildung 7.2.: Vergleich von VPPix und VNPix2 bei einer Injektionsspannung von 1200 mV. Die ersten fünf Messpunkte von VPPix wurden verworfen; der verbleibende DAC-Bereich wurde auf null verschoben.



(a) Slew-Rate steigende Flanke



(b) Slew-Rate fallenden Flanke

Abbildung 7.3.: Slew-Raten in Abhängigkeit von der Spaltennummer für den Sensor "W0 15".

7. Appendix

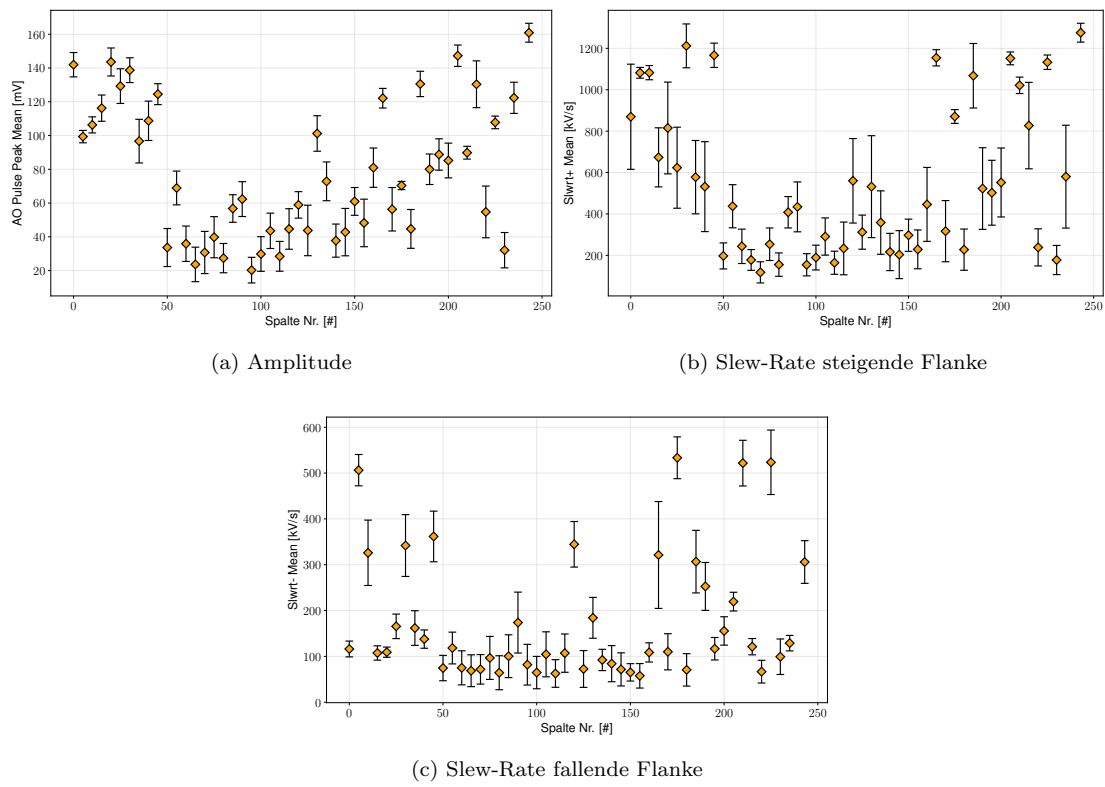


Abbildung 7.4.: Pulseparameter in Abhängigkeit von der Spaltennummer für den Sensor "W0 12".

7.2. Nutzung von KI-Tools

KI-Tool	Genutzt für	Warum	Wann bzw. Wo
KI-Chat der JGU	Erklärung von Konzepten	fehlendes Verständnis	im Bereich Einleitung und Theoretische Grundlagen
Claude	Erklärung von Konzepten	fehlendes Verständnis	im Bereich Einleitung, Theoretische Grundlagen und Messungen
Claude	Debugging und Entwicklung des Auswertungscodes	Zeitersparnis und unzureichende Coding-Fähigkeiten	Für alle Plots ohne Quellen
Claude	Hilfe bei Latex-Benutzung	Zeitersparnis und unzureichende Latex-Fähigkeiten	im gesamten Bereich der Arbeit
Grammarly	Rechtschreib- und Grammatikprüfung	bessere Lesbarkeit des Textes	im gesamten Bereich der Arbeit
DeepL Write	Rechtschreib- und Grammatikprüfung	bessere Lesbarkeit des Textes	im gesamten Bereich der Arbeit

Tabelle 7.2.: Übersicht der genutzten KI-Tools.

8. Literaturverzeichnis

- [1] Y. Fukuda et al. „Evidence for Oscillation of Atmospheric Neutrinos“. In: *Phys. Rev. Lett.* 81.1562 (Aug. 1998). DOI: 10.1103/PhysRevLett.81.1562.
- [2] NASA. *Chandra and the Bullet Cluster*. Zugegriff: 12. Februar 2026, 18:31. URL: <https://svs.gsfc.nasa.gov/30094>.
- [3] The ATLAS und CMS Collaborations. „Combined Measurement of the Higgs Boson Mass in pp Collisions at $\sqrt{s} = 7$ and 8 TeV with the ATLAS and CMS Experiments“. In: *Phys. Rev. Lett.* 114.191803 (Mai 2015). DOI: 10.1103/PhysRevLett.114.191803.
- [4] N. Berger et al. „Measuring the weak mixing angle with the P2 experiment at MESA“. In: *JUSTC* 46 (2016), S. 481–487. DOI: 10.48550/arXiv.1511.03934.
- [5] Wikipedia. *Standardmodell*. Zugegriff: 22. Februar 2026, 12:23. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Standardmodell>.
- [6] B. Povh et al. *Teilchen und Kerne*. 9. Aufl. Springer Berlin Heidelberg, 2014. DOI: 10.1007/978-3-642-37822-5.
- [7] Sören Schlimme et al. „The MESA physics program“. In: (2024). Proceedings of MENU 2023. arXiv: 2402.01027 [nucl-ex].
- [8] D. Becker et al. „The P2 Experiment — A Future High-Precision Measurement of the Electroweak Mixing Angle at Low Momentum Transfer“. In: *The European Physical Journal A* 54.208 (Okt. 2018). DOI: 10.1140/epja/i2018-12611-6.
- [9] Niklaus Berger. Unveröffentlicht, persönliche Mitteilung.
- [10] Frank Thuselt. „Halbleiterphysik leicht verständlich: Wie du zügig einsteigst oder dein Wissen auffrischst“. In: Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2025. DOI: 10.1007/978-3-662-70541-4_1.
- [11] Studyflix. *Dotierung*. Zugegriff: 03. März 2026, 10:24. URL: <https://studyflix.de/elektrotechnik/dotierung-2140>.
- [12] LEIFI. *Dotierte Halbleiter*. Zugegriff: 03. März 2026, 10:20. URL: <https://www.leifiphysik.de/elektronik/einfuehrung-die-elektronik/grundwissen/dotierte-halbleiter>.
- [13] Dr. Duc Bao. „Vorlesungsmitschrift: Elektronik“. Sommersemester 2025, Johannes Gutenberg-Universität Mainz, Vorlesungsunterlagen (nicht veröffentlicht) , gehalten von Dr. Duc Bao.
- [14] Wikipedia. *p-n-Übergang*. Zugegriff: 03. März 2026, 12:51. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/P-n-%C3%9Cbergang>.
- [15] Ruben Kolb. „Disentangling the Diffusive Part of the Drift-Dominated Signal Generation in a High-Ohmic Run2021v2 HV-MAPS Prototype“. Zugriff: 12. Februar 2026, 13:34. Masterthesis. Universität Heidelberg, 2023. URL: https://www.physi.uni-heidelberg.de/Publications/Master_Kolb_Ruben.pdf.

8. Literaturverzeichnis

- [16] Hermann Kolanoski und Norbert Wermes. *Teilchendetektoren: Grundlagen und Anwendungen*. Springer Berlin Heidelberg, 2016. DOI: 10.1007/978-3-662-45350-6_8.
- [17] Wikipedia. *Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor*. Zugegriff: 06. März 2026, 10:24. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor>.
- [18] Heiko Augustin. „Development of a novel slow control interface and suppression of signal line crosstalk enabling HV-MAPS as sensor technology for Mu3e“. Zugriff: 12. Februar 2026, 13:35. Diss. Ruperto-Carola-University of Heidelberg, 2021. URL: https://www.physi.uni-heidelberg.de/Publications/thesis_phd_augustin_gs.pdf.
- [19] Ivan Perić. „A novel monolithic pixelated particle detector implemented in high-voltage CMOS technology“. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 582.3 (2007). VERTEX 2006, S. 876–885. DOI: 10.1016/j.nima.2007.07.115.
- [20] Lucas Sebastian Binn et al. *The Tracking Detector for the P2 Experiment*. Poster. Zugegriff: 17. März 2026, 13:25. 2025. URL: <https://cms.zdv.uni-mainz.de/fb08-ag-berger/wp-content/uploads/sites/746/2025/11/P2TrackerPSI2025s.pdf>.
- [21] Ivan Peric. *P2Pix user manual*. Unveröffentlichte Unterlagen. Okt. 2024.
- [22] Heiko Augustin. *Private Kommunikation*. Persönliche Mitteilung. März 2026.
- [23] Ivan Perić et al. „High-Voltage CMOS Active Pixel Sensor“. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 56.8 (2021), S. 2488–2502. URL: https://adl.ipe.kit.edu/downloads/IEEE_JSSC_HVCMOS.pdf.
- [24] Jan Patrick Hammerich. „Analog Characterization and Time Resolution of a large scale HV-MAPS Prototype“. Zugriff: 15. Februar 2026, 17:45. Masterthesis. Universität Heidelberg, 2018. URL: <https://www.physi.uni-heidelberg.de/Publications/MasterHammerich.pdf>.
- [25] Mandok Lukas. „Analoge Charakterisierung und Optimierung des HV-MAPS Prototypen ATLASPix3“. Zugriff: 18. März 2026, 11:03. Bachelorthesis. Universität Heidelberg, 2020. URL: <https://www.physi.uni-heidelberg.de/Publications/Bachelorarbeit-LukasMandok.pdf>.
- [26] Ivan Peric. *Lecture: Charge-sensitive amplifier and two-stage amplifier*. Zugegriff: 19. März 2026, 15:38. URL: https://adl.ipe.kit.edu/downloads/DAS_2023_Text_csa_English.pdf.
- [27] Prof. Sebastian Böser. „Vorlesungsmitschrift: Signalverarbeitung“. Wintersemester 2024/2025, Johannes Gutenberg-Universität Mainz, Vorlesungsunterlagen (nicht veröffentlicht) , gehalten von Prof. Sebastian Böser.
- [28] Wikipedia. *8b10b-Code*. Zugegriff: 18. März 2026, 16:21. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/8b10b-Code>.
- [29] Wikipedia. *Signal averaging*. Zugegriff: 18. Februar 2026, 09:16. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Signal_averaging.

Danksagung

Zunächst möchte ich mich bei Prof. Niklaus Berger für die Aufnahme in seine Arbeitsgruppe sowie für die mir entgegengebrachte Zeit und Unterstützung bedanken. Zudem gab er mir die einmalige Möglichkeit, an einer Teststrahlzeit am DESY teilzunehmen. Ein Dank gilt allen, die bei dieser Teststrahlzeit dabei waren; ihr habt mir einen sehr guten und anschaulichen Einstieg in das Thema HV-MAPS ermöglicht. Besonders hervorheben möchte ich Heiko Augustin, der auch nach der Teststrahlzeit stets bereit war, Fragen zu beantworten und Messergebnisse mit mir zu besprechen.

Außerdem vielen Dank an Dr. Timo Stengler für die Bereitschaft, als Zweitkorrektor für meine Arbeit zu fungieren.

Danke an alle Mitglieder der AG Berger für die Beantwortung von Fragen sowie für die Gespräche im Labor, in Meetings und beim Mittagessen.

Vielen Dank auch an alle Korrekturleserinnen und Korrekturleser: Mama, Papa, Katha und Nik.

Zuletzt möchte ich mich bei meiner Familie und meiner Freundin bedanken, die mich während meines gesamten Bachelorstudiums unterstützt haben.