

Fachhochschule Dortmund

University of Applied Sciences and Arts

Masterarbeit

zur Erlangung des akademischen Grades Master of Engineering

Entwicklung eines Messkonzeptes zur Detektion ionisierender Photonenstrahlung durch ein elektronisches Personendosimeter

**Development of a measurement concept for the
detection ionizing photon radiation by means of an
electronic personal dosimeter**

B. Eng. Nurullah Özkan

Erstprüfer: Prof. Dr.-Ing. Michael Karagounis
Zweitprüfer: M. Eng. Reda Bouroumiya
Abgabedatum: Dortmund, 01.02.2022

Kurzzusammenfassung

Entwicklung eines Messkonzeptes zur Detektion ionisierender Photonenstrahlung durch ein elektronisches Personendosimeter

Ionisierende Strahlung kann bei höheren Dosisleistungen lebensgefährlich sein. Um die Menschen vor solch einer Strahlung warnen zu können, wird im Rahmen dieser Arbeit die Entwicklung eines Messkonzeptes in CMOS Technologie zur Detektion ionisierender Photonenstrahlung durch ein elektronisches Personendosimeter beschrieben. Die entwickelte Schaltung soll später in einem Personendosimeter im klinischen Umfeld zum Einsatz kommen. Zusätzlich werden die Charakteristiken einer PIN-Diode untersucht. Die Schaltung wird auf Transistorebene aufgebaut, sodass sie später als integrierte Schaltung in einem Chip hergestellt werden kann.

Abstract

Development of a measurement concept for the detection ionizing photon radiation by means of an electronic personal dosimeter

Ionizing radiation can be life-threatening at higher dose rates. In order to be able to warn people of such radiation, this thesis describes the development of a measurement concept in CMOS technology for the detection of ionizing photon radiation by an electronic personal dosimeter. The developed circuit will later be used in a personal dosimeter in a clinical environment. In addition, the characteristics of a PIN diode are investigated. The circuit will be built at the transistor level so that it can later be produced as an integrated circuit in a chip.

Danksagung

Ich bedanke mich an erster Stelle herzlich bei Herrn Prof. Dr. -Ing Michael Karagounis, der mir nicht nur mit seiner fachlichen Kompetenz beistand, sondern mir auch wie ein Wegweiser in Problemsituationen die Richtung gezeigt hat. Für seine Unterstützung und Bemühungen bin ich stets dankbar und werde es für den Rest meines Lebens zu schätzen wissen. Außerdem möchte ich noch einen Dank an Herrn M. Eng. Reda Bouroumiya aussprechen, der immer ein offenes Ohr für mich hatte

Einen besonderen Dank möchte ich an meine Frau Esile Özkan aussprechen, die mir jederzeit zur Seite stand und ohne ihre Unterstützung das Masterstudium in dieser Form nicht möglich wäre.

Auch meiner Familie gebührt ein großer Dank, ganz besonders meinem Vater, der mich in jeder Situation bedingungslos unterstützt und meiner lieben Mutter, die seit 05.01.2005 nicht mehr bei uns ist, aber mir auf meinen Lebensweg mitgegeben hat, mich stets weiterzubilden.

Inhalt

1	Einleitung	1
2	Strahlen und Strahlenschutz	2
2.1	Geschichte des Strahlenschutzes	2
2.2	Strahlungsarten	3
2.2.1	Alphastrahlung	5
2.2.2	Betastrahlung	5
2.2.3	Gamma- und Röntgenstrahlung	6
2.2.4	Tabellarischer Überblick über die Strahlungsarten	6
2.3	Die Atomare Energieeinheit Elektronvolt (eV)	7
2.4	Energiedosis	8
2.5	Äquivalentdosis	8
2.6	Äquivalentdosisleistung	9
3	Elektronisches Personendosimeter	10
3.1	Das elektronische Personendosimeter (EPD)	10
3.2	Zählimpulse	12
3.3	Messbereich des EPD	13
3.4	Zerlegung	13
3.5	Detektor für harte Gammastrahlung	14
3.6	Detektor für weiche Gammastrahlung	16
3.7	Eintrittsfenster für weiche und harte Gammastrahlung	17

3.8	ASICs.....	19
3.9	Schaltplan	20
3.10	8-Bit Single-Chip Mikrocontroller.....	23
3.11	EEPROM	24
3.12	LEDs	25
4	Ermittlung der Spezifikation der Front End Elektronik	27
5	Sensor- und Ausleseprinzip für die Photonendetektion	33
6	Auswahl handelsüblicher PIN-Dioden.....	40
6.1	OSRAM BPW 34 S	40
6.2	VISHAY BPW34	42
6.3	First Sensor X100-7.....	43
6.4	Hamamatsu S5971	46
6.5	Hamamatsu S5972	47
6.6	Hamamatsu S5973	49
7	Erste Modellierung der Auslekette	51
7.1	PIN-Diode.....	51
7.2	Ladungsempfindlicher Verstärker	52
7.2.1	Übertragungsfunktion der ersten Stufe.....	54
7.3	2. Verstärkungsstufe	57
7.3.1	Übertragungsfunktion der zweiten Stufe.....	59
7.4	Pole-Zero Kompensation.....	60

7.5	Rauschen des Gesamtsystems.....	63
8	Entwurf des ladungsempfindlichen Verstärkers.....	70
8.1	Stabilitätsprüfung.....	71
8.2	Rauschsimulation.....	80
8.3	Erstellung eines Symbols.....	85
9	Entwurf des Differenzverstärkers.....	87
9.1	Stabilitätsprüfung.....	89
9.2	Rauschsimulation.....	92
9.3	Vollständige Ausleseschaltung.....	93
9.4	Rauschsimulation.....	95
10	Entwurf des Komparators.....	97
10.1	Erstellung eines Symbols.....	99
10.2	PVT Simulation.....	100
10.3	Monte-Carlo-Simulation.....	106
11	Entwurf des zehn-Bit Zählers.....	113
12	Funktionstest der Schaltung.....	116
13	Fazit.....	118
14	Abbildungsverzeichnis.....	119
15	Tabellenverzeichnis.....	123
16	Formelverzeichnis.....	124
17	Literaturverzeichnis.....	125

18	Anhang	130
18.1	Link der PIN-Detektoren	130
18.2	Übertragungsfunktion	131
18.3	Liste Expression.....	137

ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
EPD	Elektronisches Personendosimeter
IR	Infrarot
LTC	Lithium/Thionylchlorid
Hp(10)	Personen-Äquivalentdosis in einer Gewebetiefe von 10 mm (Tiefen-Personendosis)
Hp(0,07)	Personen-Äquivalentdosis in einer Gewebetiefe von 0,07 mm (Oberflächen-Personendosis)
ABS	Acrylnitril-Butadien-Styrol-Copolymerisat
PIN-Diode	Positive intrinsic negative diode
TH	Treshold

1 Einleitung

Während der Mensch Hitze, Licht, Gerüche, Geräusche und Schmerzen wahrnehmen kann, besitzt er kein Sinnesorgan, um ionisierende Strahlung zu detektieren. Aus diesem Grund sind Messgeräte in diesem Bereich zwingend notwendig. Ionisierende Strahlung kann bei höheren Dosisleistungen lebensgefährlich sein. Um die Menschen vor solch einer Strahlung zu warnen bzw. um die Dosis sowie die Dosisleistung messen zu können, soll im Rahmen dieses Projektes ein Messkonzept bzw. eine Verstärkerschaltung auf Transistorebene in CMOS Technologie entwickelt werden. Die entwickelte Schaltung soll später in einem Personendosimeter im klinischen Umfeld zum Einsatz kommen und für die Auslesung ionisierender Photonenstrahlung genutzt werden. Außerdem soll in Kooperation mit der TU Dortmund die Eignung handelsüblicher PIN-Dioden für das Projekt untersucht werden. Anhand der gewonnenen Erkenntnisse wird in Rahmen des Projektes ein Messkonzept für die Detektion der Photonenstrahlung entwickelt.

Um das Thema besser verstehen zu können, werden in dieser Arbeit neben der Verstärkerschaltung auch Aspekte des Strahlenschutzes behandelt sowie die verschiedenen Strahlungsarten erläutert. Ursprünglich wurde durch Reverse-Engineering ein elektronisches Personendosimeter, welches derzeit vertrieben wird, untersucht. Zweck dieses Projektes war es, die Funktionsweise nachzuvollziehen und die verwendeten Bauteile, wie z.B. die Sensoren, zu identifizieren. Dadurch sollte in Anlehnung an die identifizierte Schaltung eine verbesserte, sowohl analoge als auch digitale Schaltung in CMOS-Technologie entwickelt werden.

Das langfristige Ziel des Projekts ist die Entwicklung eines mobilen elektronischen Personendosimeters für die exakte Erfassung der Dosis sowohl kontinuierlicher als auch gepulster Strahlung mit Anwendung im klinischen Umfeld der Röntgendiagnostik. Derzeit erlauben alle kommerziell erhältlichen Personendosimeter die Messung kontinuierlicher Strahlung. Gepulste Strahlung kann aktuell jedoch nur von wenigen kommerziell erhältlichen Geräten detektiert werden. Dieser Umstand hat zur Entstehung dieses Projekts beigetragen. Durch Reverse-Engineering wurde versucht, den Grund für die Einschränkungen zu ermitteln.

In diesem Projekt wird zudem wie oben erwähnt, ein Messkonzept für die Photonenstrahlung entwickelt. Es soll in den späteren Projekten durch bessere Detektionsmechanismen, welche auf HV und Flash CMOS Transistoren basieren, ergänzt und verbessert werden.

2 Strahlen und Strahlenschutz

2.1 Geschichte des Strahlenschutzes

Strahlenschutz befasst sich mit dem Schutz von Menschen und Umwelt bzw. mit der schädigenden Wirkung von Strahlen.

Strahlung ist ein Energie- und Massentransport, der nicht an Medien gebunden ist. Dabei wird ionisierende und nichtionisierende Strahlung aus natürlichen und künstlichen Strahlungsquellen betrachtet. Bei zeitlich und räumlich begrenzten Wellenzügen bzw. bei elektromagnetischen Wellen ist die Energie, die transportiert wird, elektromagnetisch. Die einzelnen Quanten werden auch als Photonen beschrieben. Aus diesem Grund wird diese Strahlungsart als Photonenstrahlung bezeichnet.

Seit Anfang des 20. Jahrhunderts ist die schädliche Wirkung ionisierender Strahlung bekannt. Die Zellen eines lebenden Organismus sind aus komplexen Atomverbindungen aufgebaut. Je nach Körperbereich, differenzieren sie sich in ihrer Aufbauweise. Wenn Strahlung auf einen lebenden Organismus einwirkt, verursacht sie Schäden. Der Aufbau der Zelle wird gestört bzw. verändert. Die Wirkung der aufgenommenen Strahlungen kann sogar bei benachbarten Zellen beobachtet werden. Dadurch können die Lebensfunktionen der Zellen beeinträchtigt werden. Die Absorption von Strahlung kann bis zum Zelltod, aber auch zu einer Veränderung der DNA führen. Wenn ein Mensch Strahlung ausgesetzt wird, ist das erste Organ, das die Strahlung aufnimmt, die Haut. Da die Haut eine hohe Zellteilungsrate besitzt, ist sie ganz besonders strahlungsempfindlich. Die Abbildung 1 stellt die Röntgenschädigungen eines 28-Jährigen (1910) dar.



Abbildung 1 Röntgenschaden eines 28-Jährigen [1]

Von solcher Strahlung sind ganz besonders Personengruppen, die im Bereich der Medizin vor allem in der Radiologie, Nuklearmedizin und Strahlentherapie arbeiten, betroffen. Die ersten Röntengeräte hatten Strahlungsspektren mit einer sehr hohen Hausdosis und die Gefährdung durch Röntgenstrahlen wurde anfangs nicht wahrgenommen.

Bereits auf dem ersten deutschen Röntgenkongress von 1905 wurde Strahlenschutz in den Fokus gerückt. Nach und nach wurden verschiedene Schutzvorrichtungen entwickelt. Seit den 1920er Jahren kann die Strahlendosis exakt gemessen werden. Mit der digitalen Technik seit den 1970ern sind die Möglichkeiten zur Ermittlung der Strahlendosis wesentlich verbessert und verfeinert worden. Heute werden in der Bundesrepublik Deutschland sämtliche Strahlenschutzbestimmungen durch das Bundesamt für Strahlenschutz erarbeitet und erlassen.

Durch dieses Projekt soll die stets fortschreitende Entwicklung ergänzt und verbessert werden.
[2][3]

2.2 Strahlungsarten

Strahlungen begegnen uns an vielen Orten und stammen aus den verschiedensten Quellen. Aus dem All, von Sendemasten oder aus der Mikrowelle. Das Gewebe eines Menschen wird täglich solcher Strahlung ausgesetzt. Es gibt jedoch viele verschiedene Arten von Strahlung, von denen manche nicht gesundheitsgefährdend sind, während andere besonders gefährliche Strahlungsarten darstellen. Der Fokus wird im Rahmen dieses Projektes auf die gefährlichen Strahlungsarten gelegt.

Einige Strahlenarten können gesehen und gespürt werden. Zum Beispiel Sonnenstrahlen, die als Licht und Wärme wahrnehmbar sind. Es gibt aber auch Strahlenarten, die vom Menschen nicht direkt wahrgenommen werden können. Einige können wiederum mithilfe eines Umwandlers detektiert werden. Dazu gehören die durch elektromagnetische Felder übertragenen Bilder und Töne, welche in Fernsehern, Computern und Handys erzeugt werden.

Grundsätzlich wird zwischen Materiestrahlung und Wellenstrahlung unterschieden. Diese kann aus geladenen oder ungeladenen Teilchen bestehen. Beispiele für die Korpuskularstrahlung sind Elektronen, Positronen, Protonen und Neutronen. Photon- und Korpuskularstrahlungen werden auch als Teilchenstrahlung bezeichnet.

Wellenstrahlung entsteht durch periodische Änderung von elektrischen und magnetischen Feldern. Die Wellenstrahlung wird durch die Wellenlänge, Ausbreitungsgeschwindigkeit und Frequenz charakterisiert. Die elektromagnetische Wellenstrahlung wird anhand ihrer Entstehungsquelle unterschieden.

Im Rahmen des Projektes wird der Fokus auf elektromagnetische Strahlung gelegt. Durch elektromagnetische Wellen bzw. durch zeitlich und räumlich begrenzte Wellenpakete, wird elektromagnetische Energie transportiert. Diese Strahlungsart wird als Photonenstrahlung bezeichnet und wird anhand ihrer Frequenz oder Wellenlänge bzw. aus der Perspektive eines atomphysikalischen Bildes, mittels ihrer Energie oder ihrer relativistischen Masse, charakterisiert. Darunter zählen diverse elektromagnetische Strahlungsarten, wie Radiowellen, Infrarot, Licht- und Ultraviolette-Strahlungen. Die Photonenstrahlung umfasst insbesondere aber auch die Röntgen- und Gammastrahlung.

Strahlung wird in ionisierende und nichtionisierende Strahlung unterteilt. Zu der ionisierenden Strahlung gehören sowohl elektromagnetische Strahlen wie Röntgen- und Gammastrahlung, als auch Teilchenstrahlung wie Alpha- und Betastrahlung. Diese Strahlung ist dadurch charakterisiert, dass sie ausreichend Energie besitzt, um Atome und Moleküle zu ionisieren. Sie ist also in der Lage, aus elektrisch neutralen Atomen und Molekülen positiv oder negativ geladene Teilchen zu erzeugen. Sie besitzt so viel Energie, dass sie beim Durchgang durch bspw. einen Organismus schwere Strahlenschäden hinterlassen kann. Wie stark die schädliche Wirkung der Strahlung ist, hängt dabei davon ab, welche Organe ihr ausgesetzt sind und wie viel Strahlung diese absorbieren. Je höher die Strahlendosis, umso größer ist der Schaden. Es gibt drei verschiedene Strahlungsarten, die jeweils unterschiedliche Eigenschaften besitzen. Abbildung 2 stellt die drei Arten von den ionisierenden Strahlungen dar. [2][3][5][6]

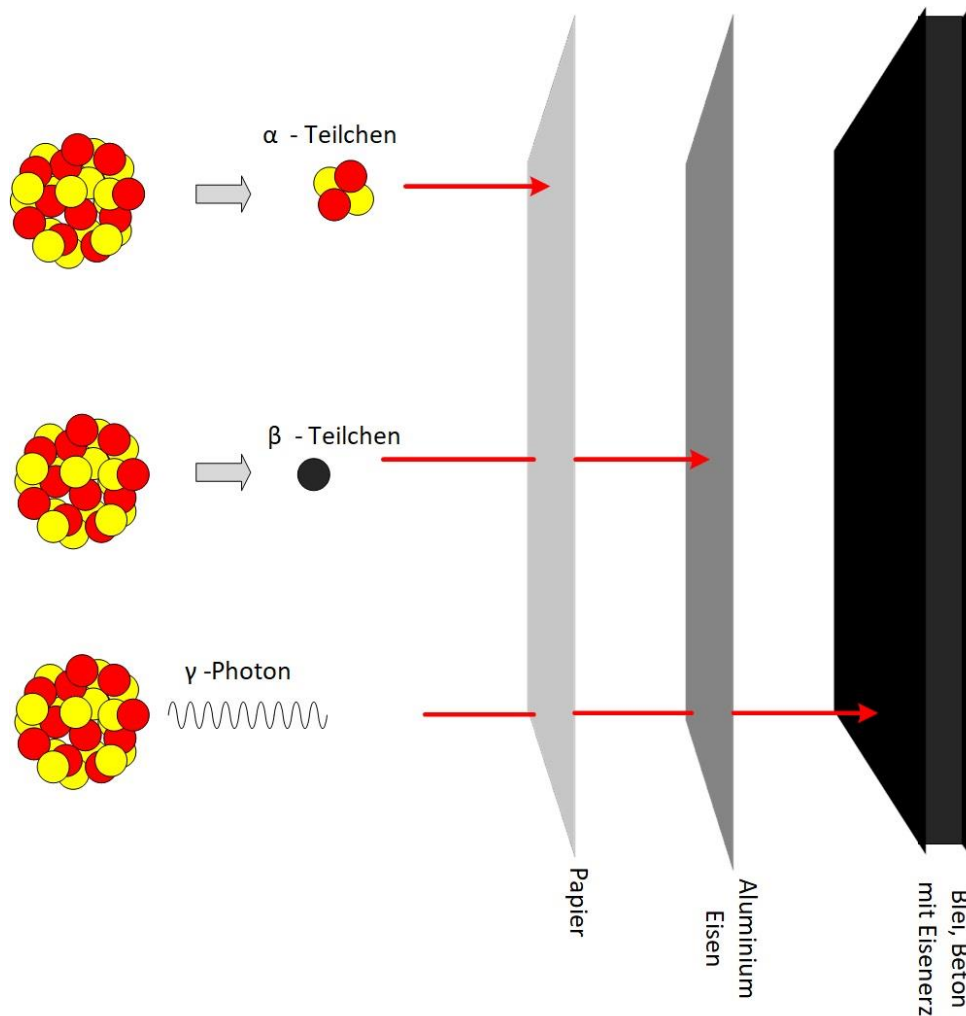


Abbildung 2 Strahlenarten

2.2.1 Alphastrahlung

Alphastrahlung oder α -Strahlung ist eine ionisierende Teilchenstrahlung, dessen einzelne Teilchen aus zwei Protonen und zwei Neutronen bestehen (Heliumkerne). Die Reichweite der Alphastrahlung beträgt in der Luft nur zehn Zentimeter. Ein Blatt Papier genügt, um die Alphastrahlung abzuschirmen. Die Teilchen durchdringen nur die oberste Hautschicht. Gelangen die Teilchen mit hoher Energie durch Einatmen oder Verschlucken in den Körper, so sind die Schäden sehr groß. Vor dieser Strahlung kann durch einfache Schutzanzüge, Papiermundschutz und einfache Handschuhe geschützt werden. [2][3][5][6]

2.2.2 Betastrahlung

Betastrahlung oder β -Strahlung ist auch eine ionisierende Teilchenstrahlung. Bei der Betastrahlung wird zwischen der β^- -Strahlung, welche aus Elektronen besteht und der β^+ -

Strahlung, welche aus Positronen besteht, unterschieden. Die Teilchen sind viel kleiner als die Alphateilchen. Dadurch haben sie eine größere Reichweite. Betastrahlung wird von Materie weniger stark absorbiert als Alphastrahlung. Auch sie verursacht schwere Schäden bei Wechselwirkung mit dem menschlichen Körper und führt beispielsweise auf der Haut zu schweren Verbrennungen. Im Vergleich zu Alphateilchen werden für die Abschirmung hundert Blatt Papier oder ein Aluminiumblech benötigt. Betastrahlung gibt weniger Energie pro Wegstrecke ab als Alphastrahlung. Dadurch hat die Betastrahlung eine geringere biologische Wirksamkeit als Alphastrahlung. [2][3][5][6]

2.2.3 Gamma- und Röntgenstrahlung

Beide Strahlungsarten haben bei gleicher Energie die gleiche Wirkung. Das Unterscheidungskriterium ist die Herkunft. Röntgenstrahlung entsteht im Gegensatz zur Gammastrahlung nicht bei Prozessen im Atomkern, sondern durch hochenergetische Elektronenprozesse bzw. bei Vorgängen in den inneren Schalen der Atomhülle. Die elektromagnetische Welle lässt sich durch ihre Frequenz und Wellenlänge beschreiben. Die Strahlung hat die höchste Durchdringungskraft, reicht sehr weit und kann schlecht abgeschirmt werden. Zur Abschirmung werden schwere Materialien, wie beispielsweise Blei oder Beton verwendet. Die Strahlung ist ebenso schädlich, da sie sehr tief ins Gewebe eindringt. Wenn Gamma- bzw. Röntgenstrahlen auf den Körper treffen, verursachen sie in geringen Mengen Übelkeit. Bei intensiver Bestrahlung führen Sie zum Tod. Die am häufigsten verwendete Röntgenstrahlung besitzt eine Wellenlänge im Bereich von 10 pm bis 10 nm, was Energien im Bereich von 120 eV bis 100 keV entspricht. Röntgenstrahlen mit hoher Photonenergie (über 5–10 keV) werden als harte Röntgenstrahlen bezeichnet. Röntgenstrahlen mit niedrigerer Energie (und längerer Wellenlänge) als weiche Röntgenstrahlen. [2][3][5][6]

2.2.4 Tabellarischer Überblick über die Strahlungsarten

In Tabelle 1 werden die Eigenschaften tabellarisch zusammengefasst.

	α -Strahlung	β -Strahlung	γ -Strahlung
Geschwindigkeit	ca. 10% von c	ca. 90% von c	c
Identität	Heliumkerne	Elektronen/Positronen	elektromagnetische Strahlung

Ladung	+2e	+/-e	-
Abschirmung	Papier	Aluminiumblech, Eisen	Blei, Beton mit Eisenerz
Ionisationsvermögen	sehr hoch	mittel	gering
Reichweite in der Luft	einige Zentimeter	einige Meter	sehr weit
Energiespektrum	diskret	kontinuierlich	diskret

Tabelle 1 Eigenschaften der Strahlen

2.3 Die Atomare Energieeinheit Elektronvolt (eV)

Aufgrund der Größenordnung der Energien im atomaren Bereich ist es üblich Energien nicht nur in der SI-Einheit Joule (J), sondern in Elektronvolt (eV) anzugeben. Ein Elektronvolt ist diejenige Bewegungsenergie E_{kin} , welches ein mit einer Elementarladung e elektrisch geladenes Teilchen beim Durchlaufen einer elektrischen Potentialdifferenz (Spannung) von 1V im Vakuum erhält. Die Abbildung 3 stellt die Definition der atomaren Energieeinheit Elektronvolt grafisch dar. [2][3]

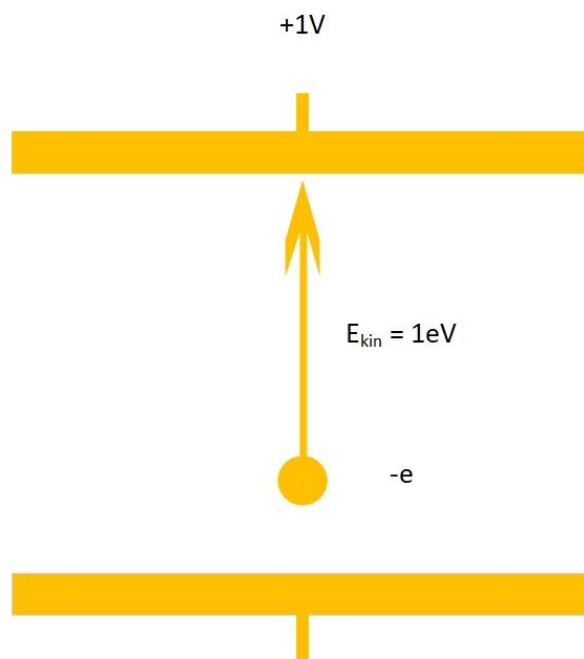


Abbildung 3 Elektronvolt

2.4 Energiedosis

Die Energie, welche durch die Strahlung auf das Gewebe übertragen wird, wird mit physikalischen Größen beschrieben. Die Größe, welche die mittlere absorbierte Energie bezogen auf die Masse einer Volumeneinheit angibt, wird Energiedosis genannt. Die Energiedosis wird mit dem Symbol D beschrieben. Die Einheit der Energiedosis ist das Gray:

$$D = \frac{J}{kg} = Gray = Gy \quad (F 1)$$

Es kann also gesagt werden, dass ein Gy die Energiedosis angibt, bei der ein Joule auf ein Kilogramm Materie übertragen wird. [2][3][5]

2.5 Äquivalentdosis

Die biologische Wirkung der Energiedosis wird durch die Größe Äquivalentdosis erfasst. Die Äquivalentdosis beschreibt also die von einem Körper aufgenommene Energiedosis. Dabei wird unterschieden, welches Organ im Körper welcher Strahlung ausgesetzt worden ist.

Die Äquivalentdosis kann mit folgender Gleichung berechnet werden:

$$D_q = D \cdot q \quad (F 2)$$

Dabei steht D für die Energiedosis und q für den Wichtungsfaktor. Der Wichtungsfaktor ist ein Wert, der durch Experimente ermittelt wurde. Der Wichtungsfaktor ist bei Röntgen- und Gammastrahlung sowie bei Betastrahlung gleich eins und bei Alphastrahlung gleich zwanzig. Im menschlichen Körper hat jedes Organ einen Wichtungsfaktor, welche in der Literatur nachgeschlagen werden kann. Die Einheit dieser Größe ist ein Sievert (1 Sv). Für die Einheit Sievert gilt:

$$[D_q] = Sv = \frac{J}{kg} \quad (F 3)$$

Je nachdem welcher Strahlung ein Körper ausgesetzt wird, kann nach heutigen Erkenntnissen gesagt werden, dass bereits 0,250 Sv ausreichen, um in einem menschlichen Körper Strahlungsschäden zu hinterlassen. [2][3][7]

2.6 Äquivalentdosisleistung

Im Strahlenschutz spielen neben der Energie- und Äquivalentdosis auch die Dosisleistung eine große Rolle. Die Dosisleistung berücksichtigt auch die Zeitdauer, in der eine Person Strahlung ausgesetzt wird. Die Dosisleistung wird in einem EPD mit Hilfe eines nicht flüchtigen Speichers gespeichert und bei jeder absorbierten Strahlung, um die absorbierte Dosisleistung inkrementiert. Es wird später überprüft, ob die absorbierte Dosisleistung den gesetzlich festgelegten Wert überschreitet. Die Einheit dieser Größe ist:

$$[\dot{H}] = \frac{Sv}{s} \quad (F 4)$$

Ein Sievert pro Sekunde ist eine sehr gefährliche Strahlung, die aber kaum vorkommt. Aus diesem Grund wird die Äquivalentendosisleistung in der Einheit $\mu Sv/s$ angegeben. In den Bereichen mit Strahlungsgefahr wird die Äquivalentdosisleistung in $\mu Sv/h$ angegeben. [2][3][5]

3 Elektronisches Personendosimeter

Gemäß §35 Absatz 2 der Röntgenverordnung darf beruflich strahlenexponierten Personen eine Beschäftigung im Kontrollbereich nur dann erlaubt werden, wenn diese ein Dosimeter tragen. Zu diesem Zweck geben staatlich vorgesehene Stellen wie z.B das Materialprüfungsamt NRW in Dortmund amtlich zugelassene Dosimeter aus. Hierbei handelt es sich in der Regel um Film- oder Thermolumineszenzdosimeter, die nach Ablauf eines Monats an die Ausgabestelle zur Auslesung zurückgegeben werden. Die verwendeten Methoden erlauben die präzise Erfassung der absorbierten Dosis. Sie haben jedoch den Nachteil, dass der Träger des Dosimeters das Messergebnis nicht zu jeder Zeit spontan ablesen kann, sondern erst nach Rücksendung und Auslesung des Dosimeters durch die Ausgabestelle erfährt, welcher Dosis er ausgesetzt war.

Nach §35 Absatz 6 der Röntgenverordnung kann jedoch eine strahlenüberwachte Person die Ausgabe eines Dosimeters verlangen, dass die Ablesung der erfassten Personendosimeter jederzeit, d.h. instantan erlaubt. Darüber hinaus gibt es spezielle Regelungen für schwangere und minderjährige Personen. Für diese Fälle ist die Verwendung eines elektronischen Personendosimeters sinnvoll.

3.1 Das elektronische Personendosimeter (EPD)

Ein elektronisches Personendosimeter (EPD) ist ein am Körper tragbares Gerät. EPDs lassen sich für die Messung von ionisierender Strahlung mit Energien von wenigen eV bis hin zu mehreren MeV verwenden. EPD verwenden meist Halbleiterdetektoren, um einfallende Strahlung in elektrische Ladungsimpulse zu wandeln. Die durch die ionisierende Strahlung erzeugt Ladungsimpulse werden gezählt. Somit kann die Dosis und die Dosisleistung erfasst, angezeigt und in einem Langzeitspeicher für einer weitergehende Auswertung gespeichert werden.

Im Rahmen dieses Projektes wurde ein kommerziell erhältliches EPD nach dem Reverse-Engineering Ansatz untersucht, um die genaue Funktionsweise nachvollziehen zu können.

Mithilfe dieses EPDs können prinzipiell Betastrahlung und harte sowie weiche Gammastrahlung detektiert werden. Das untersuchte EPD hat jedoch in der zur Verfügung stehenden Ausführung keinen Betadetektor, sodass Betastrahlungen nicht gemessen werden

können. Die gemessenen Strahlungswerte werden auf dem Display des EPD zur Anzeige gebracht. Die Abbildung 4 stellt die Außenansicht des EPD dar.

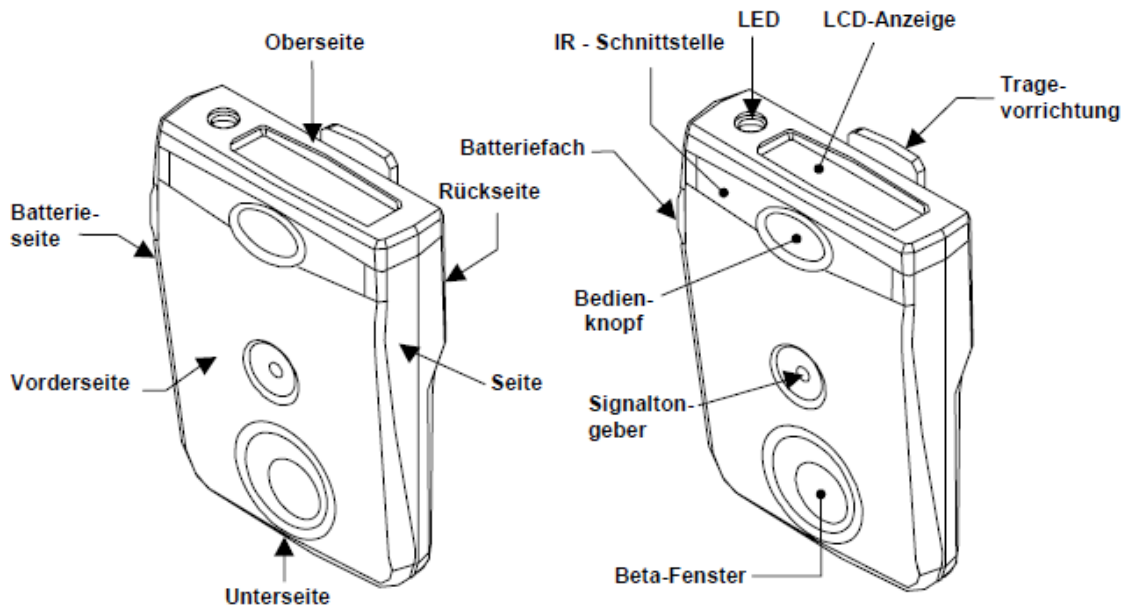


Abbildung 4 Außenansicht des EPD [5]

Zudem werden die gemessenen Werte in Tiefen- sowie Oberflächen-Personendosis und in Dosisleistung verarbeitet und gespeichert. Die Halbleiterdetektoren liefern Signale an die zugehörige Verstärker- und Zählerschaltung. Die Signale werden anhand dieser Schaltungen gemessen bzw. identifiziert. Somit können Personendosis sowie Dosisleistung mithilfe der integrierten Logik errechnet und zur Anzeige gebracht werden. Das heißt, dass das EPD sowohl die akkumulierte Dosis als auch die Dosisleistung für die Personen-Äquivalentdosis in einer Gewebetiefe von 10 mm (Hp10) und 0,07 mm (Hp0,07) berechnet. Dosisleistungen werden mit Hilfe eines Mittelungsalgorithmus berechnet, um statistische Schwankungen unter den meisten Bedingungen innerhalb von 20 % zu halten. Dies hat erhöhte Mittelungszeitkonstanten bei kleinen Dosisleistungen zur Folge. Die Anzahl der jeweiligen Strahlung wird intern gezählt. Die Mittelungszeitkonstanten für die Berechnung der Tiefen-Personendosisleistung Hp(10) sind maximal 60 Sekunden für Dosisleistungen unterhalb von $70\mu\text{Sv/h}$. Daher steigen die statistischen Fehler unterhalb einer Dosisleistung von $70\mu\text{Sv/h}$ an. Weiterhin wird eine spezielle Signalverarbeitung angewendet, um ein schnelleres Ansprechen bei reduzierter Genauigkeit zu erreichen, wenn schnelle Änderungen der Dosisleistung

beobachtet werden. Der Algorithmus ist ein Kompromiss zwischen geringen statistischen Fehlern und schneller Ansprechzeit.

Das EPD gibt ein Alarmsignal aus, wenn Dosisgrenzen überschritten werden. Die Dosisleistung $H_p(0,07)$ wird dann durch die Summe der $H_p(10)$ und der Beta-Dosisleistung approximiert. Diese Approximation bedeutet, dass bei niedrigen Photonenenergien unter 50 keV das Ansprechverhalten für die Dosisleistung $H_p(0,07)$ bis zu 25% unter der Dosis $H_p(0,07)$ liegt. Oberhalb von 25 keV erfüllt das Ansprechverhalten für die Dosisleistung jedoch das Genauigkeitskriterium von $\pm 30\%$. Um Datenverlust durch eventuellen Batterieausfall oder andere Fehler zu beheben, werden die Daten alle 15 Minuten in einem nicht-flüchtigen Sicherheitsspeicher abgelegt. Das EPD kann mithilfe des Bedienknopfes benutzt werden. Die Kommunikation mit einem Rechner erfolgt über eine Infrarot(IR)-Schnittstelle. Über die IR-Schnittstelle kann das EPD mit einer Computersoftware vom Benutzer konfiguriert werden. Für die Energieversorgung kann eine AA-Batterie, entweder eine handelsübliche Alkali-Batterie (1,5V) oder eine Hochleistungs-Lithium/Thionylchlorid-Batterie (LTC) (3,6V) verwendet werden. Bei Verwendung einer 1,5V Alkali-Batterie schaltet das EPD automatisch einen Spannungswandler ein, um die Batteriespannung von 3,6V aufrecht zu erhalten. Der Spannungswandler wird ebenfalls aktiviert, wenn die Spannung der LTC-Batterie unter 3,6V liegt. Der Wandler bleibt so lange eingeschaltet, bis der untere Toleranzwert der Batteriespannung unterschritten wird. Anschließend schaltet sich das EPD aus. [2][5]

3.2 Zählimpulse

Das EPD hat vier interne Zähler:

- **HG:** Harte Photonenstrahlung
- **SG:** Weiche Photonenstrahlung
- **FB:** Beta-Gesamtstrahlung
- **BC:** Beta-Kompensation

Diese registrieren die Impulse, die von den einzelnen Strahlungsdetektoren ausgegeben werden. Das EPD berechnet die Dosen $H_p(10)$ und $H_p(0,07)$ durch gewichtete Summierung der Zählimpulse, die von den vier Detektorkanälen empfangen werden. Die Gewichtungsfaktoren werden bei der Kalibrierung festgelegt. [5]

3.3 Messbereich des EPD

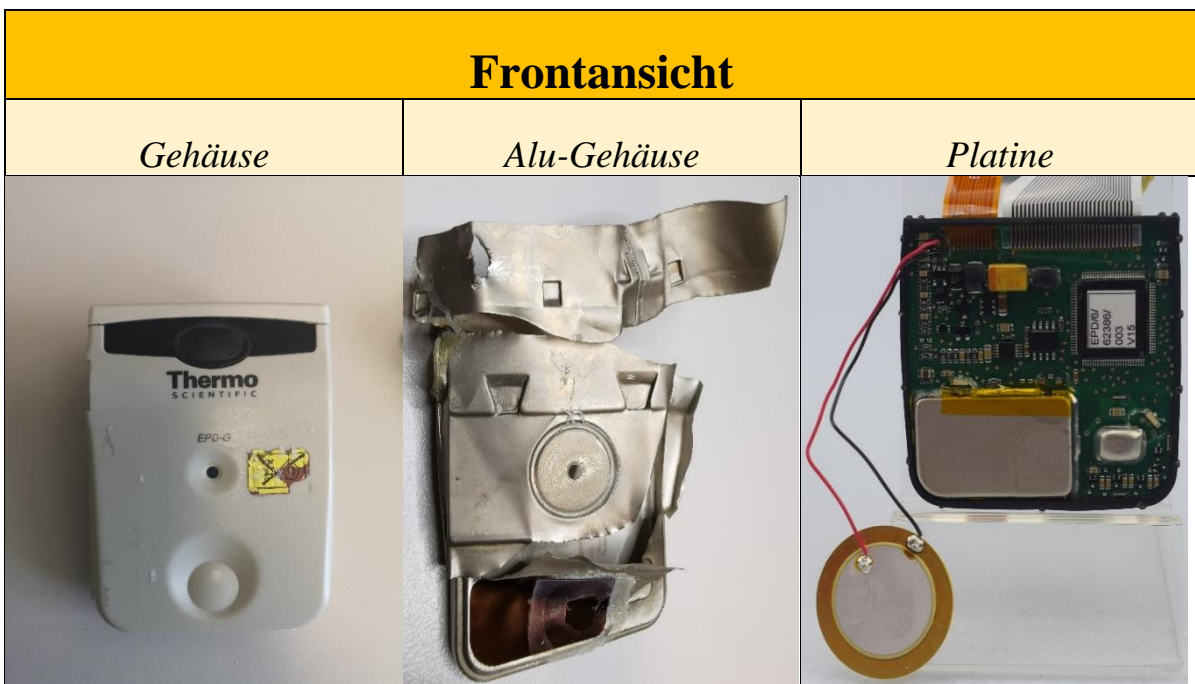
Das EPD ist in den folgenden Energie- und Messbereichen empfindlich:

	Gamma- und Röntgenstrahlung	Betastrahlung
Energiebereich	16 keV bis 7 MeV	250 keV bis 1,5 MeV
Messbereich	10 μ Sv bis 10 Sv	-
Bestandteil der Eichung	ja	nein
Nicht Bestandteil der Eichung	15 keV bis 10 MeV	0-16 Sv

Tabelle 2 Messbereich des EPD[5]

3.4 Zerlegung

Um die Funktionsweise zu verstehen, wurde damit begonnen, das Gehäuse zu öffnen. Danach wurde festgestellt, dass sich die Platine in einem zusätzlichen Gehäuse befindet, welches vermutlich aus Aluminium besteht und vorsichtig mit einer Schere aufgeschnitten wurde. Die Tabelle 4 stellt die verschiedenen Ansichten des EPD dar.



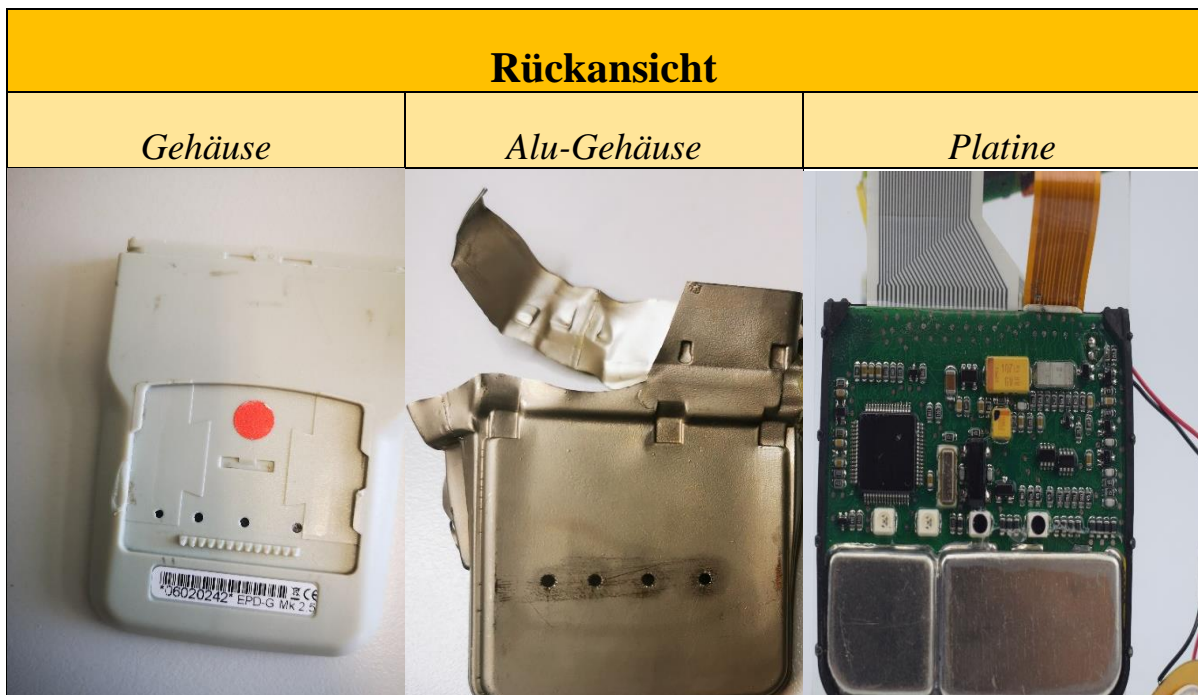


Tabelle 3 Zerlegung des EPD

Nach Betrachtung der Tabelle 3 kann festgestellt werden, dass die Stelle über den Detektoren für weiche Gammastrahlung sowie das Betafenster mit einer Kupferfolie bedeckt sind. Es ist nicht auszuschließen, dass die Kupferfolie wegen EMC Problemen angebracht worden ist. Ein weiterer Grund könnte eine Homogenisierung des Zählpektrums für Strahlung mit verschiedenen Energien sein. In den nächsten Abschnitten werden die einzelnen Komponenten näher beschrieben.

3.5 Detektor für harte Gammastrahlung

Der Detektor für die harten Gammastrahlen befindet sich von der Frontansicht her auf der rechten Seite. Der Detektor ist vermutlich mit Zinn bedeckt worden. Warum der Detektor mit Zinn bedeckt wurde, ist nicht im Detail nachvollziehbar. Unter der Zinnschicht befindet sich noch eine Kappe, welche vermutlich aus Aluminium besteht. Nach Entfernung der beiden Schichten ist der Detektor zu sehen.

Es handelt sich hier vermutlich um eine Silizium PIN-Diode. Die Marke ist leider nicht identifizierbar. Der Detektor wurde ausgelötet, um zu überprüfen, ob eventuell die Marke auf der Unterseite steht. Eine Beschriftung unter dem Detektor ist leider nicht zu erkennen. Der Verlauf dieses Abbauprozesses wurde Schritt für Schritt in Tabelle 4 dokumentiert.





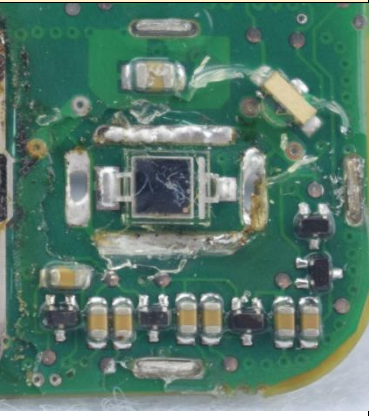
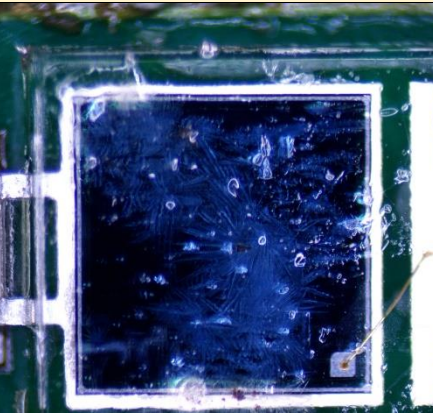
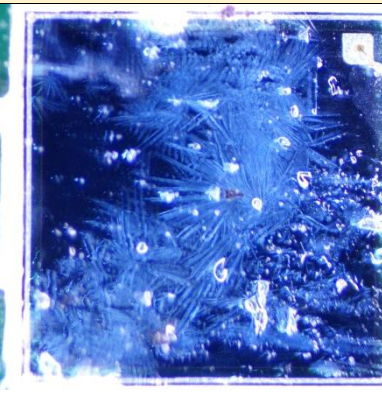
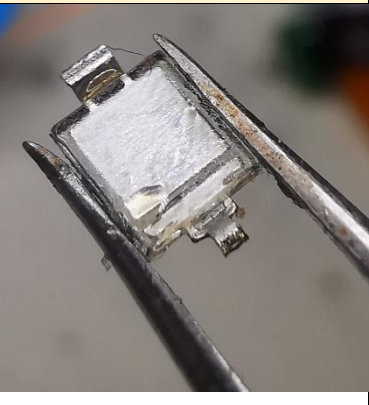

Detektor für harte Gammastrahlung		
1	2	3
		
4	5	6
		
7	8	9
		

Tabelle 4 Abbauprozesse des Gammadetektors [1]

Auch unter dem Detektor konnte kein Schriftzug erkannt werden. Dies erschwerte die Identifizierung des Detektors. Nach langer Recherche wurden einige baugleiche Detektoren gefunden. Einer der Detektoren wurde von der Firma Vishay angeboten. Die Modelbezeichnung des Detektors ist *BPW34* oder *BPW43S*. Es gibt noch einen weiteren Detektor von der Firma First Sensor, welcher im direkten Vergleich der Bauform etwas größer ausfällt. Die Messbereiche scheinen aber identisch zu sein.

3.6 Detektor für weiche Gammastrahlung

Der Detektor für weiche Gammastrahlung befindet sich, wenn das EPD von vorne betrachtet wird, auf der linken Seite. Auf dem Detektor wurde zunächst eine Kappe aus vermutlich Aluminium verlötet. Es handelt sich auch hier vermutlich um eine Silizium Pin-Diode. Auf dem ersten Blick konnte bei dem Detektor ebenfalls kein Schriftzug erkannt werden. Der Detektor wurde im Nachhinein mithilfe eines Mikroskops genauer betrachtet. Bei genauerem Betrachten konnte der Name des Herstellers erkannt werden. Das ist in diesem Fall die Firma *Semefab*. Die Firma gibt auf der Homepage an, dass sie Siliziumdetektoren für Röntgen- und Gammastrahlen herstellen bzw. diesbezüglich mit einer Firma namens *DSt SenSor Technologies* arbeiten, bei der es sich höchstwahrscheinlich um eine Tochterfirma vom *Semefab* handelt. Es ist aber auf beiden Internetseiten kein Datenblatt des Bauteils vorhanden. Der Verlauf des Abbauprozesses wurde Schritt für Schritt in Tabelle 6 dokumentiert. Bei genauer Betrachtung des Bild Nr. 2 in der Tabelle 5, kann festgestellt werden, dass die Anschlüsse bzw. die Lötpads des Detektors für Betastrahlen mit den Anschlüssen des Detektors für weiche Gammastrahlen identisch sind. In Abbildung 4 ist erkennbar, dass an dieser Stelle der Detektor für die Betastrahlen sitzt. Insgesamt lässt sich also sagen, dass sich die Zähler- bzw. Verstärkerketten des Detektors für weiche Gammastrahlen nicht allzu stark vom Detektor für Betastrahlen unterscheiden.

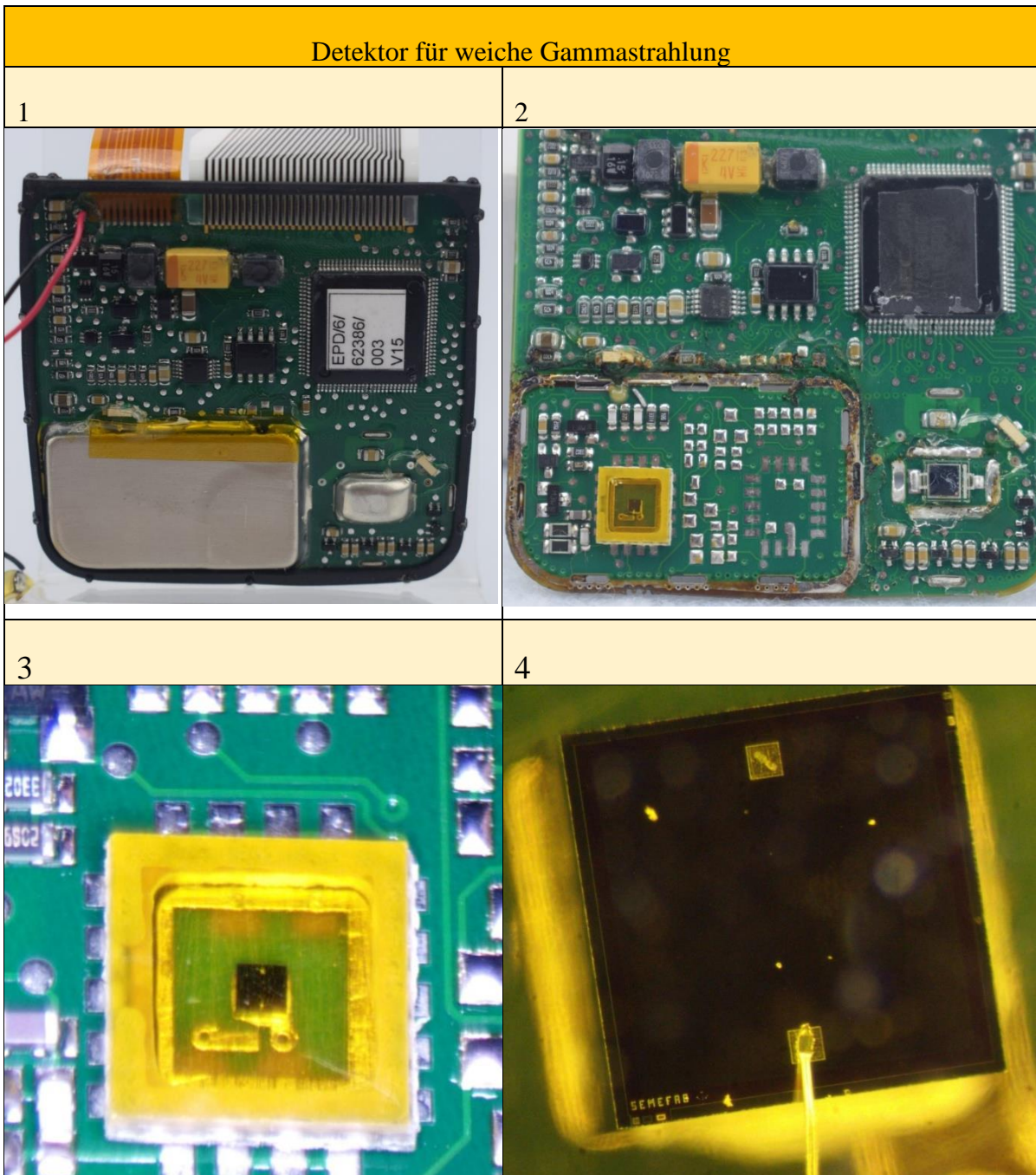


Tabelle 5 Abbauprozesse des Gammadetektors 2

3.7 Eintrittsfenster für weiche und harte Gammastrahlung

Zunächst wird das Eintrittsfenster für weiche und harte Gammastrahlung beschrieben. Die Strahlen durchdringen das Gehäuse des EPD. Laut der Bedienungsanleitung besteht das Gehäuse aus schlagfestem Polycarbonat/ABS-Gemisch. Um die Dicke des Materials besser einschätzen zu können, wurde das Gehäuse gegen das Licht gehalten. Es ist zu erkennen, dass das Beta-Fenster (in der Mitte) am dünnsten ist. So können die Beta-Teilchen ohne große Absorption aufgenommen werden. Weiter kann festgestellt werden, dass das Fenster für

weiche Gammastrahlen dünner ist als das Fenster für harte Gammastrahlen. Unter dem Plastik-Gehäuse liegt ein weiteres Gehäuse, welches vermutlich aus Aluminium besteht. Die Stelle über dem Betafenster und über dem Detektor für weiche Gammastrahlen wurde kreisförmig rausgeschnitten und mit einem Band, vermutlich aus Kupfer, zugeklebt. Die Stelle über dem Detektor für harte Gammastrahlen ist etwas nach außen gewölbt. In Tabelle 6 sind die einzelnen Schritte dokumentiert. Die weiteren Lagen des Eintrittsfensters wurden bereits in den vorherigen Kapiteln beschrieben. Aus diesem Grund wird hier nicht weiter darauf eingegangen.

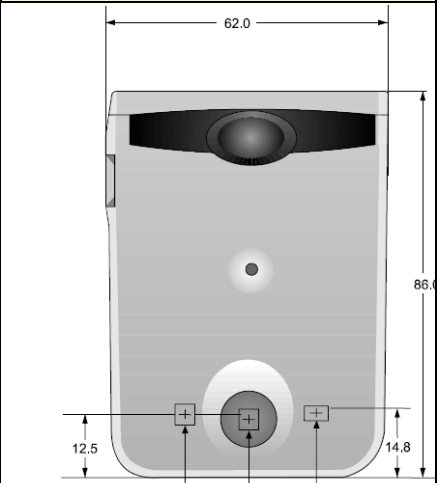





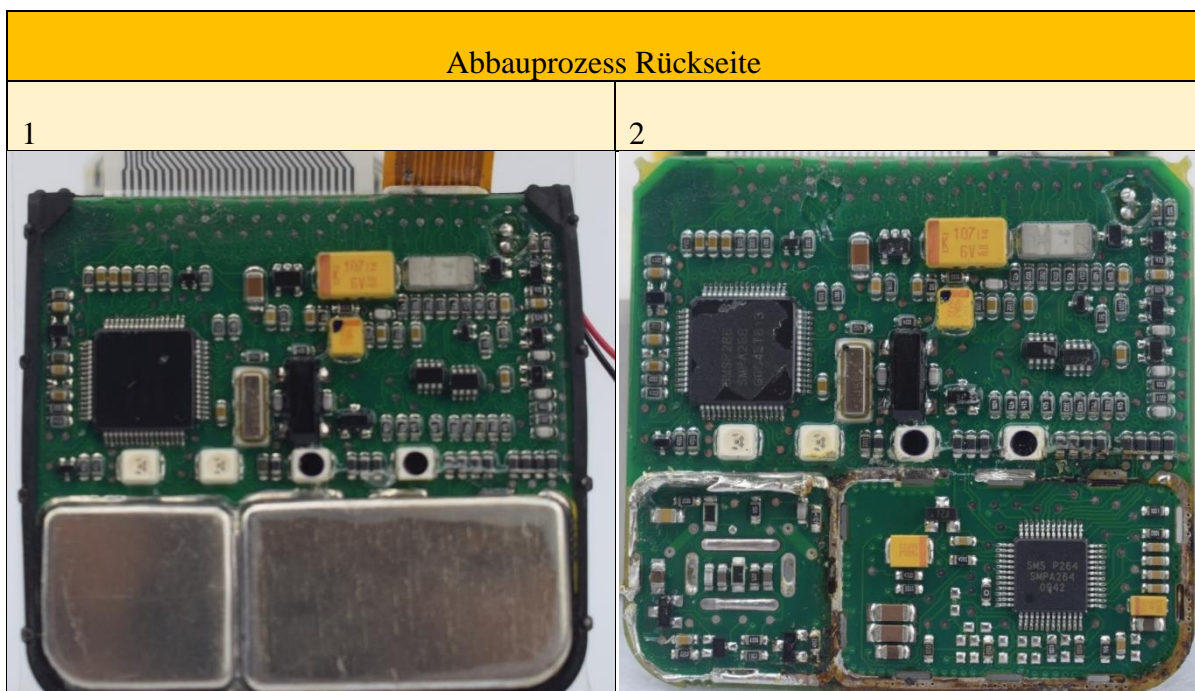
Eintrittsfenster für weiche und harte Gammastrahlung		
1	2	3
 <p>62.0</p> <p>86.0</p> <p>12.5</p> <p>14.8</p> <p>Detektor Weiche Gammastrahlung Beta-Kompensation</p> <p>Detektor Betastrahlung</p> <p>Detektor Harte Gammastrahlung</p>	 <p>Thermo SCIENTIFIC</p> <p>EPD-G</p>	
4	5	6
		 <p>EPD16/ 62386/ 003 V15</p>

Tabelle 6 Eintrittsfenster

3.8 ASICs

Als Nächstes werden die Kappen auf der Rückseite entfernt. Hier ist zu beachten, dass auch hinter dem Detektor für harte Gammastrahlen eine Kappe, die vermutlich aus Zinn besteht, verwendet wurde. Der genaue Hintergrund ist leider unklar. Eine Überlegung ist jedoch, dass dies mit der Schwächung der einfallenden Strahlung zu tun haben könnte. Wenn ein Photonenstrahl auf Materie trifft, geht ein Teil der Photonen durch Streuung und Absorption verloren. Durch die unterschiedlichen Absorbermaterialien wie Aluminium und Zinn können wiederum mithilfe des Schwächungsgesetzes die ursprüngliche Photonenzahl und damit die Personendosis ermittelt werden. [8][7]

Unter den Kappen befindet sich die Ausleselektronik und ein ASIC. Somit sind zwei ASICs mit der Bauteilbezeichnung *SMPA264* und *SMPA266* verbaut worden. Die ASICs sind vermutlich von der Firma *SEMILAB* hergestellt worden. Mit großer Wahrscheinlichkeit sind diese ASICs für die Detektorauslesung zuständig. Es sind jedoch leider keine Datenblätter vorhanden. Es konnte nur eine Firma ausfindig gemacht werden, die angibt, diese Komponenten zu vertreiben. Eine Anfrage ist nur per Kontaktformular möglich. Die Firma wurde kontaktiert, jedoch ist keine Rückmeldung erfolgt. Die einzelnen Schritte des Abbauprozesses sind in der Tabelle 7 schrittweise dokumentiert.



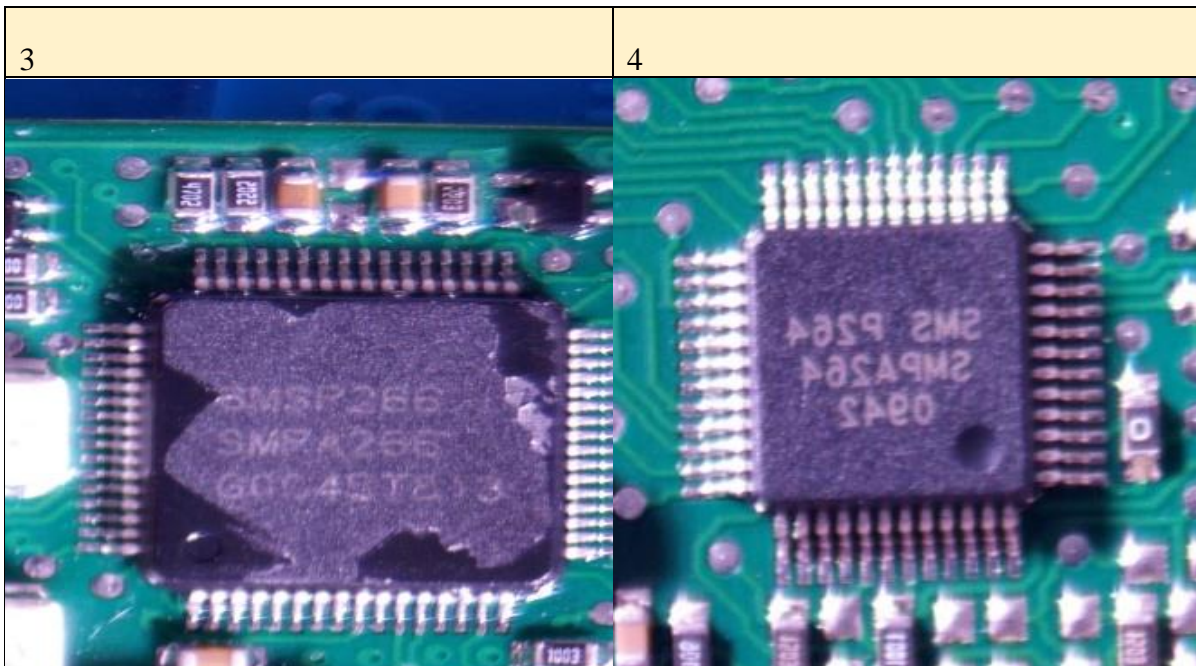


Tabelle 7 Abbauprozess Rückseite

3.9 Schaltplan

Um die Funktion der Ausleseelektronik besser nachvollziehen zu können, wurde zunächst mithilfe eines Multimeters der Kontaktübergangswiderstand zwischen den einzelnen Bauteilen gemessen. D.h., eine Messspitze des Multimeters wurde an einem Anschluss eines Bauteils gehalten und die andere Spitze des Multimeters der Reihe nach an alle restlichen Anschlüsse. Jedes Mal, wenn eine Kontaktierung erkannt wurde, wurde diese aufgezeichnet. Zum Schluss wurde mit Visio ein Schaltplan erstellt. Welcher in Abbildung 7 dargestellt ist. Die einzelnen Bauteile wurden nummeriert. Anhand dieser Nummerierung wurden die Bauteile in Abbildung 5 sowie in Abbildung 6 auf der Platine beschriftet. Die SMD Bauteile sind sehr schwer zu identifizieren. Aus diesem Grund kann die Korrektheit der einzelnen Bauteile auf dem Schaltplan nicht garantiert werden.

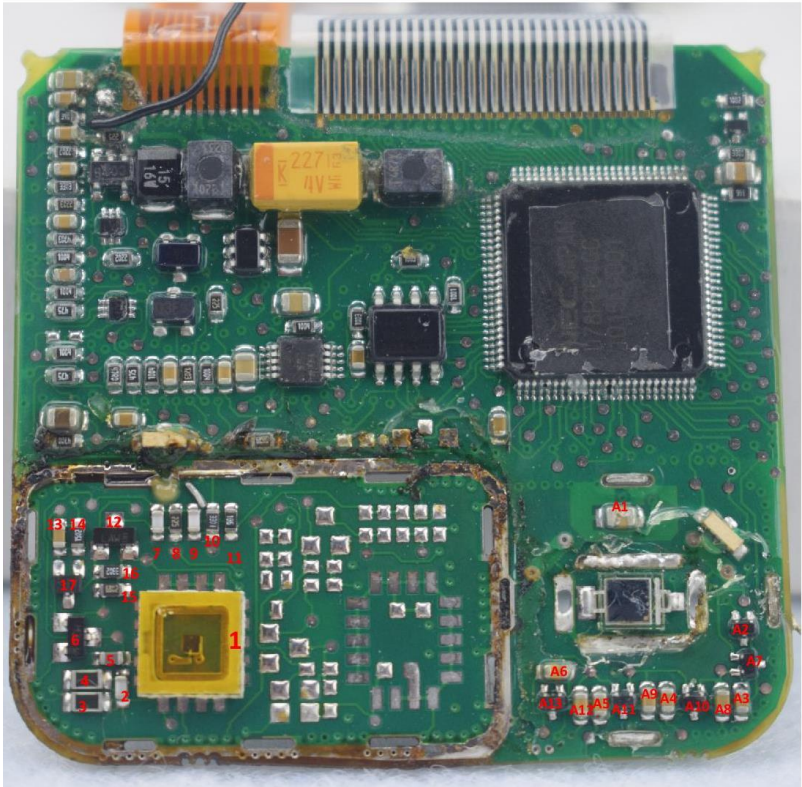


Abbildung 5 Nummerierung der Bauteile (Vorne)

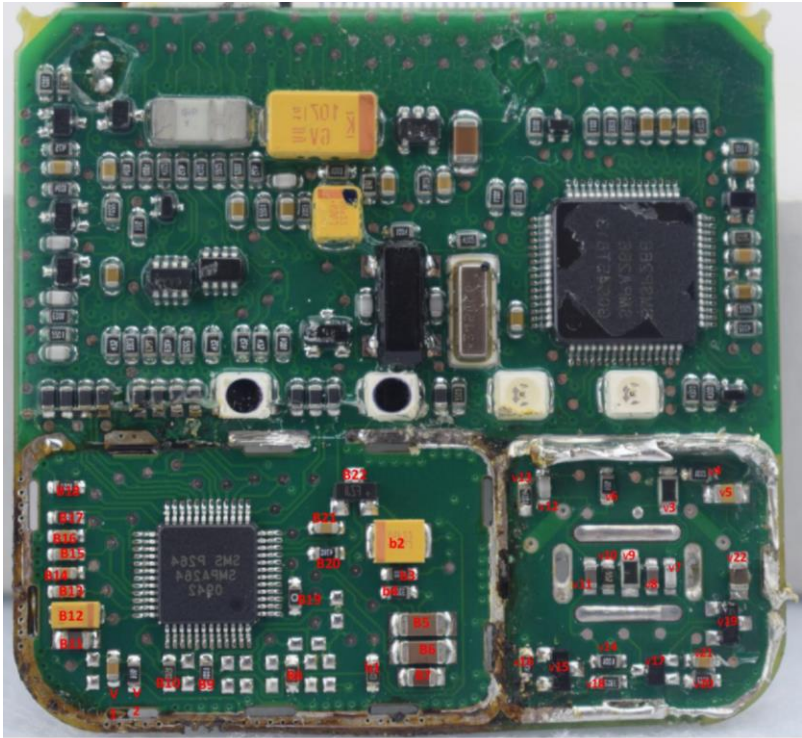


Abbildung 6 Nummerierung der Bauteile (Hinten)

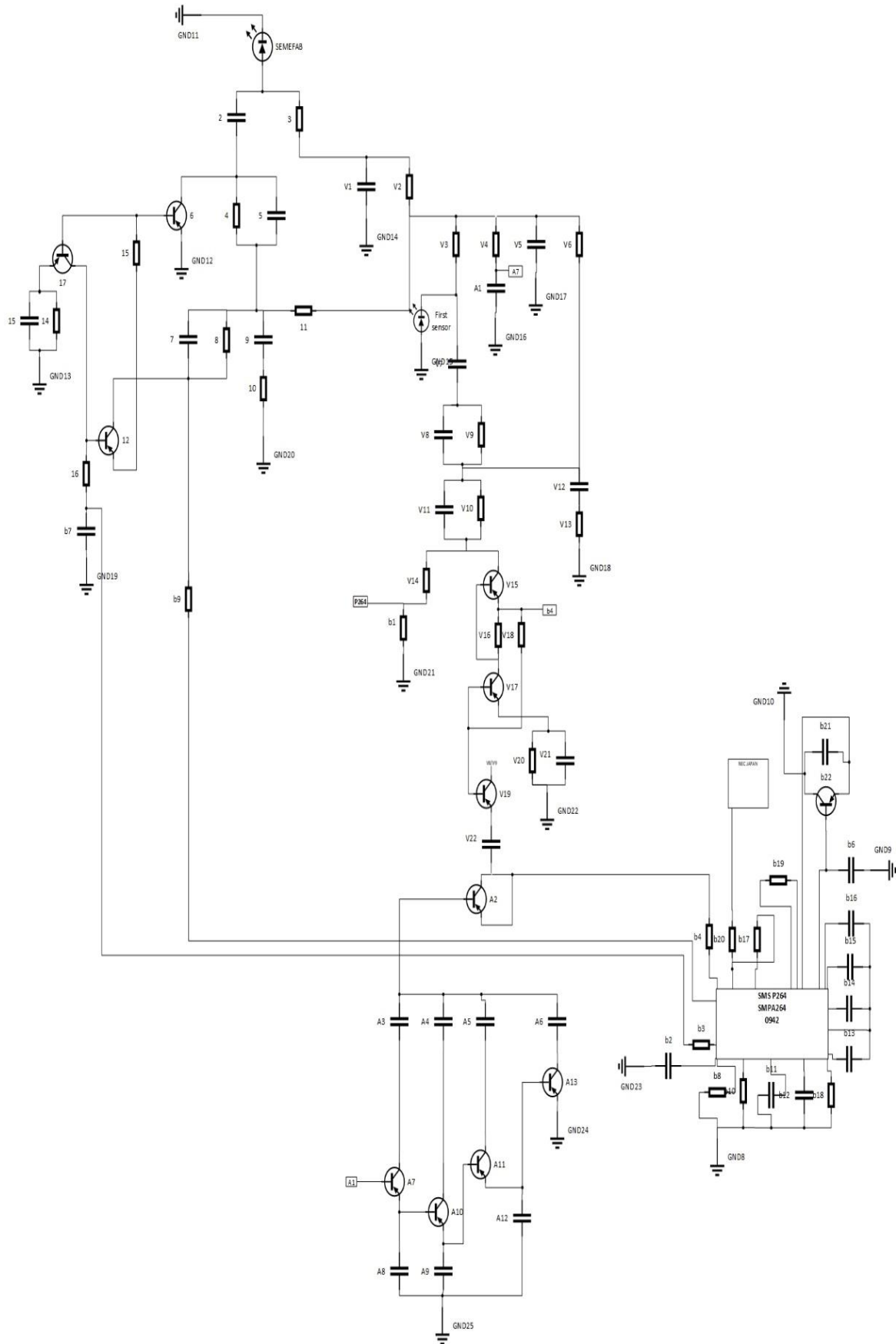


Abbildung 7 Schaltplan

Es lässt sich über die Schaltung sagen, dass die Führung des Versorgungsspannungsnetzes V_{DD} nicht bekannt ist. Zudem sind die meisten diskreten Bauteile nicht identifizierbar. Eine weitere Erkenntnis ist, dass der Großteil der Elektronik für die Detektorauslesung in ASICs integriert ist. Aus diesem Grund ist die Funktion der Schaltung im Großen und Ganzen nicht identifizierbar bzw. nicht nachvollziehbar.

3.10 8-Bit Single-Chip Mikrocontroller

Im EPD kommt ein Single Chip Mikrocontroller zum Einsatz. Unten werden die Eigenschaften des Mikrocontrollers stichpunktartig aufgelistet.

- ROM und RAM mit hoher Kapazität auf dem Chip
- Befehlsausführungszeiten änderbar von hoher Geschwindigkeit bis ultraniedrig
- für die Systemsteuerung geeigneter Befehlssatz
 - Bitmanipulation in allen Adressräumen möglich
 - Anweisungen zum Multiplizieren und Dividieren
- 57 I/O-Ports (einschließlich alternativer Funktionspins für die Segmentsignalausgabe)
- LCD-Controller/Treiber
 - Ausgabe des Segmentsignals: max. 40
 - gemeinsamer Signalausgang: max. 4
 - Power supply voltage:
 - $V_{DD} = 2,0$ bis $6,0$ V (statischer Anzeigemodus)
 - $V_{DD} = 2,5$ bis $6,0$ V (1/3 Bias-Methode)
 - $V_{DD} = 2,7$ bis $6,0$ V (1/2 Bias-Methode)
- A/D-Wandler mit 8-Bit-Auflösung: 8 Kanäle
- Serielle Schnittstelle: 2 Kanäle
 - 3-Draht/SBI/2-Draht-Modus: 1 Kanal
 - 3-Draht/UART-Modus: 1 Kanal
- Timer: 5 Kanäle
 - 16-Bit-Timer/Ereigniszähler: 1 Kanal
 - 8-Bit-Zeitgeber/Ereigniszähler: 2 Kanäle
 - Watch Timer: 1 Kanal
 - Watchdog-Timer: 1 Kanal

- zwei Testeingänge
- zwei Arten von On-Chip-Taktoszillatoren (Hauptsystemtakt und Subsystemtakt)
- Versorgungsspannung: $V_{DD} = 2,0$ bis $6,0$ V

Die Abbildung 9 zeigt den Mikrocontroller auf der Platine.

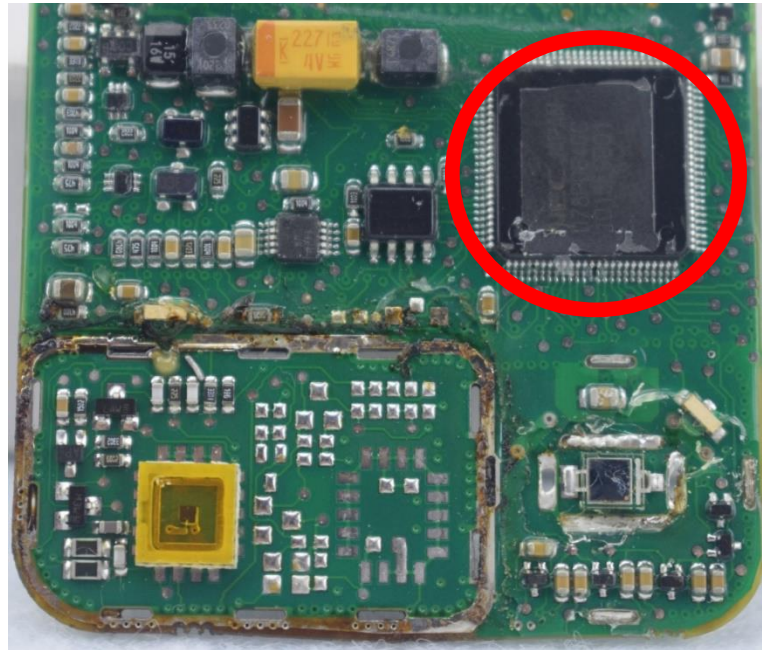


Abbildung 8 Mikrocontroller

3.11 EEPROM

Als Speicherbaustein wurde in dem EPD ein EEPROM von der Firma Microchip verwendet. Unten sind die Eigenschaften des Speicherbausteins stichpunktartig aufgelistet.

- Low-power CMOS – Technologie
 - Write current: 3 mA
 - Read current: 500 μ A
 - Standby current: 500 nA
- 8192 x 8 bit organization
- 32 byte page
- Schreibzykluszeit: max. 5 ms
- hohe Zuverlässigkeit
 - Datenspeicherung: > 200 Jahre

- ESD-Schutz: > 4000V

Abbildung 10 stellt das Block-Diagramm des Speicherbaustein dar.

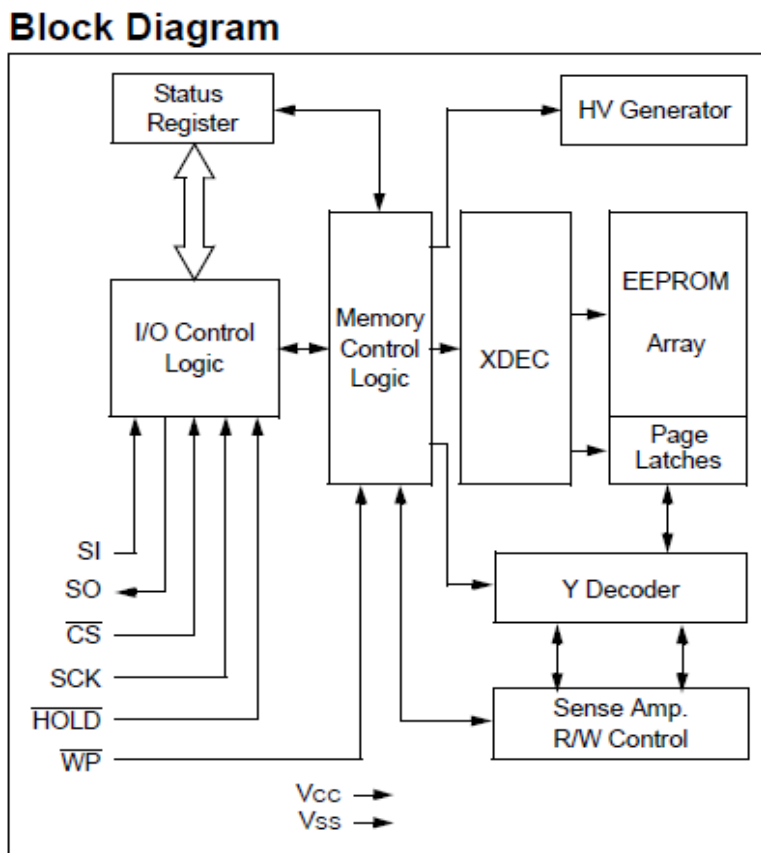


Abbildung 9 Block-Diagramm EEPROM

Abbildung 10 stellt den Speicherbaustein auf der Platine dar.

3.12 LEDs

Auf der Platine des EPD konnten verschiedene LEDs identifiziert werden. Zunächst werden die Side LEDs betrachtet. Die LEDs können mithilfe eines Multimeters zum Leuchten gebracht werden. Sie befinden sich in unmittelbarer Nähe der Kappen, die die Detektoren bedecken. In Abbildung 10 wird dies dargestellt. Die genaue Funktion der Side-LEDs konnten

nicht nachvollzogen werden. Sie könnten für die Stoßdetektion oder für die Dichtigkeitsprüfung der Sensorgehäuse verbaut worden sein.

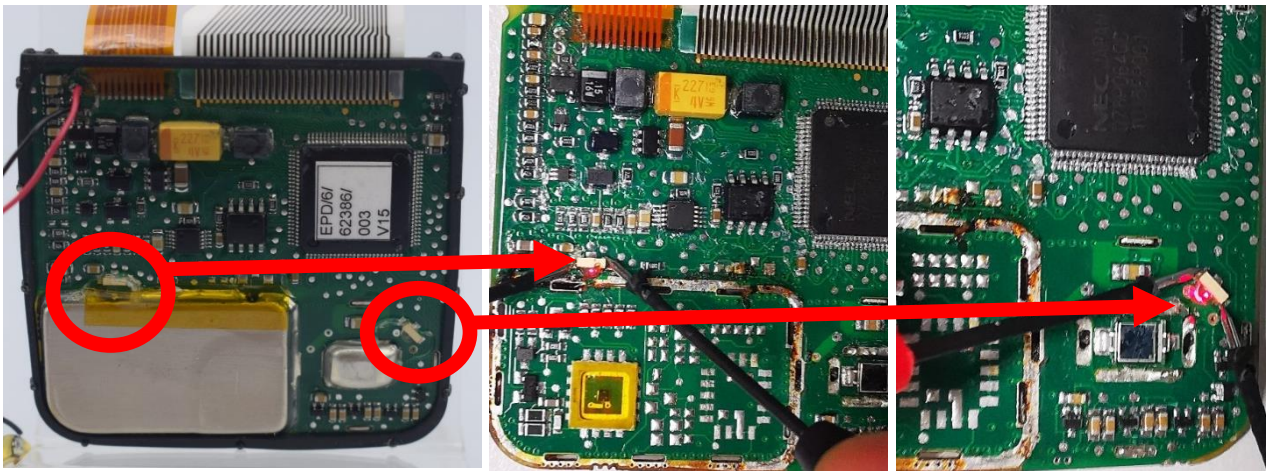


Abbildung 10 Side-LEDs

Des Weiteren befinden sich auf der Rückseite der Platine zwei weitere LEDs. Vermutlich handelt es sich um LEDs mit der Modellbezeichnung *SFH320*. Die genaue Funktion ist ebenfalls nicht nachvollziehbar. Es befinden sich sowohl auf dem inneren Alu-Gehäuse als auch auf dem äußeren Kunststoff-Gehäuse Löcher, die sich direkt über den LEDs befinden. Neben den zwei LEDs befinden sich zwei Detektoren mit der Modellbezeichnung *SFH 320 FA*, die auf das Licht reagieren. Vermutlich wird hier detektiert, ob das EPD in Tragerichtung getragen wird. Laut der Bedienungsanleitung ist diese Funktion vorhanden. Es kann jedoch mit bloßem Auge nicht erkannt werden, ob die LEDs leuchten. Mithilfe einer Kamera kann das Licht aber detektiert werden. In Abbildung 11 sind die leuchtenden LEDs dargestellt.

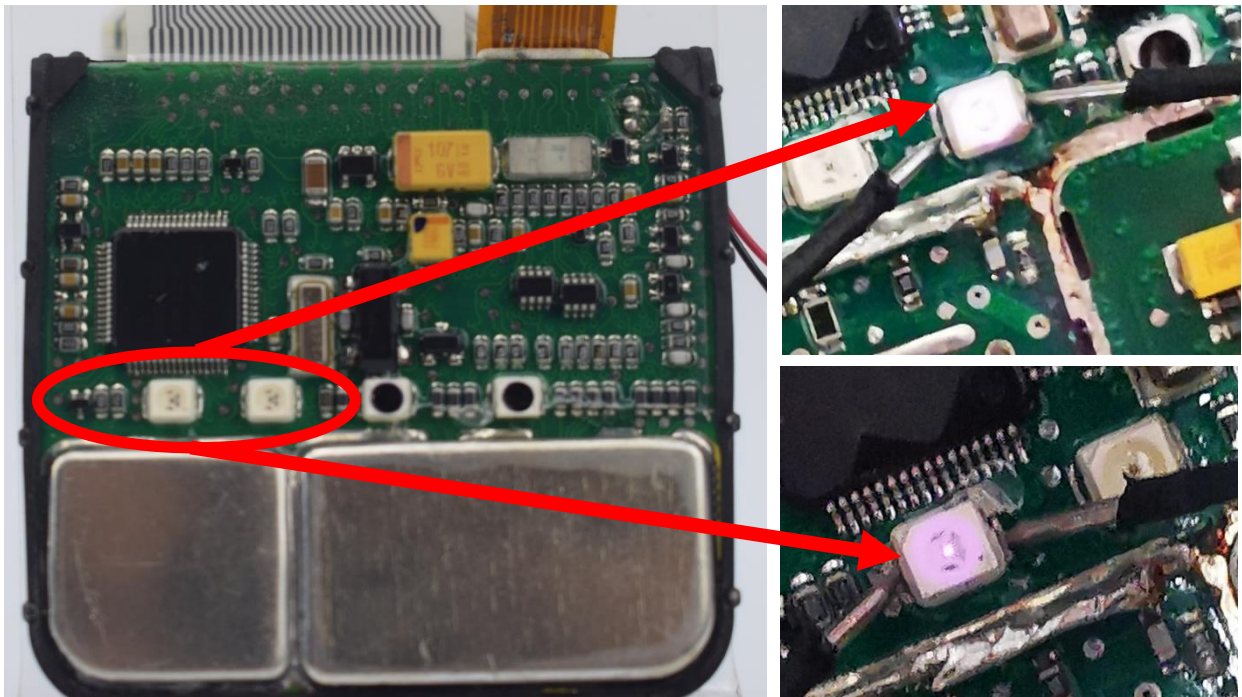


Abbildung 11 LED

4 Ermittlung der Spezifikation der Front End Elektronik

Für den Entwurf der Ausleselektronik eines EPD wird zunächst einmal eine elektrische Spezifikation benötigt. Diese Spezifikation muss so gestaltet werden, dass die Anforderung zur amtlichen Zulassung erfüllt bzw. berücksichtigt werden. Die Kriterien für die amtliche Zulassung von EPDs werden in Deutschland durch die Physikalische Technische Bundesanstalt definiert und geprüft und wurden im Dokument PTBA 23.2 veröffentlicht. Tabelle 3 zeigt eine Zusammenfassung der wichtigsten Angaben. Aus diesen Angaben muss jetzt eine Spezifikation für die Elektronik abgeleitet, wobei diese das Detektionsprinzip basierend auf einer Siliziumhalbleiterdiode berücksichtigen muss. Wichtige Information sind hierbei die maximale Einfallrate von Photonen, die maximale im Detektor deponierte Ladung und die kleinste Ladungsmenge, die aufgelöst werden muss. Außerdem spielt auch die Detektorkapazität eine wichtige Rolle, welche von der verwendeten Photodiode abhängig ist und im nächsten Kapitel behandelt wird. In diesem Kapitel soll zunächst die Einfallrate und die Ladungsmenge ermittelt werden. Hierfür wird das in Abbildung 12 dargestellte Simulationsergebnis betrachtet, bei der die von Wasser absorbierte Dosis in Abhängigkeit von der Photonenenergie der einfallenden Strahlung untersucht wurde.

Messgröße	Photonenstrahlung für $H_p(0,07)$	Photonenstrahlung für $H_p(10)$
Messbereich	1 mSv bis 10 Sv	1 mSv bis 10 Sv
Strahlungsenergie	30 keV bis 250 keV	80 keV bis 1,25 MeV
Dosisleistung	100 nSv/h bis 1 Sv/h	100 nSv/h bis 1 Sv/h
Umgebungstemperatur	-10°C bis +40°C	-10°C bis +40°C
Strahleneinfallswinkel	-60° bis +60°	-60° bis +60°

Tabelle 8 Empfehlung Strahlenschutzkommission [15]

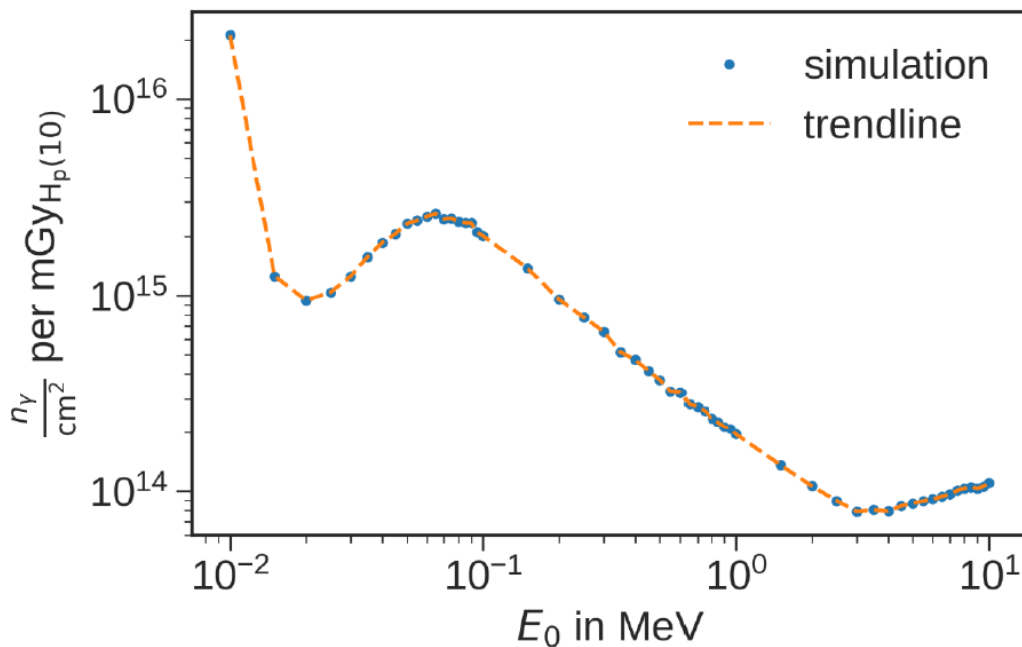


Abbildung 12 Simulationsergebnis Einfallrate I [13]

Das sensitive Detektorvolumen beträgt hierbei 1mm^3 und es wird die Energiedeposition in 10 mm Tiefe berücksichtigt. Auf der Abszisse wird die Photonenenergie in MeV aufgetragen. Auf der Ordinate wird die Anzahl der Photonen pro cm^2 Detektorfläche aufgetragen, welche eine Dosis von $H_p(10)=1\text{mGy}$ deponieren.

In diesem Simulationsergebnis wird nun der interessante Energiebereich zwischen 30 keV und 1,25 MeV berücksichtigt, der aus der Spezifikation der PTB in Tabelle 8 hervorgeht.

Wie Abbildung 12 zu entnehmen ist, variiert die Anzahl der Photonen bei einer Detektorfläche von 1cm^2 und einer Dosis von 1mGy in einem Bereich zwischen 10^{14} und $2 \cdot 10^{15}$. Mit dieser Information kann zusammen mit den Angaben zur Dosisrate aus der PTB Spezifikation die Photonenrate ermittelt werden, welche die Ausleselektronik handhaben muss.

Wie Abbildung 12 zu entnehmen ist, wird für 1mSv pro Sekunde je Energie der einfallenden Photonen die folgende Anzahl an Photonen benötigt

$$1\text{mSv} \triangleq (10^{14} - 2 \cdot 10^{15}) \frac{n\gamma}{\text{cm}^2} \text{ per } \text{mGy}_{H_p(10)} \quad (F 5)$$

Da die Dioden, die in den nächsten Kapiteln vorgestellt werden, eine Detektorfläche von kleiner als 1cm^2 haben, wird als nächstes die Photonenanzahl anstatt auf cm^2 auf mm^2 bezogen.

$$= (1 - 20) \cdot 10^{14} \frac{n\gamma}{\text{cm}^2} \cdot \frac{10^{-2} \text{cm}^2}{\text{mm}^2} \quad (F 6)$$

$$= (1 - 20) \cdot 10^{12} \frac{n\gamma}{\text{mm}^2} \text{ per } \text{mGy}_{H_p(10)} \quad (F 7)$$

Als nächstes wird die Anzahl der benötigten Photonen von mSv in μSv umgerechnet.

$$1\text{mSv} = 10^3 \mu\text{Sv} \quad (F 8)$$

Eingesetzt in die Gleichung ergibt sich für $0,1\mu\text{Sv}$

$$0,1\mu\text{Sv} \triangleq (1 - 20) \cdot 10^8 \frac{n\gamma}{\text{mm}^2} \text{ per } \text{mGy}_{H_p(10)} \quad (F 9)$$

An dieser Stelle kommt die Dosisleistung zum Tragen. Die in Abbildung 12 dargestellte Photonenanzahl ist auf 1s Bestrahlungszeit bezogen. Dementsprechend muss die Gleichung (F 9) durch 1 Sekunde dividiert werden. Anhand Tabelle 8 kann ermittelt werden, dass die Dosisleistung, welches das EPD erfassen können muss, zwischen $0,1\mu\text{Sv/h}$ und 1Sv/h liegt. Deswegen wird jetzt auf beiden Seiten der Gleichung durch h geteilt, um der Spezifikation gerecht zu, während die Photonenanzahl wieder auf Sekunden bezogen wird, um eine intuitive Angabe für die Einfallrate zu ermitteln.

$$\frac{0,1\mu Sv}{h} \triangleq (1 - 20) \cdot 10^{8^4} \frac{n\gamma}{mm^2h} \cdot \frac{1h}{0,36s10^4} \quad (F 10)$$

Auf der rechten Seite der Gleichung kürzen sich h und 10^4 weg. Es bleibt also:

$$\frac{0,1\mu Sv}{h} \triangleq (2,8 - 56) \cdot 10^4 \frac{n\gamma}{mm^2s} \quad (F 11)$$

Das ist die Zählrate, die sich bei $0,1 \mu Sv/h$ einstellt. Anschließend wird die Zählrate für $1 Sv/h$ berechnet:

$$0,1\mu Sv = 10^{-7} Sv \quad (F 12)$$

$$1 \frac{Sv}{h} \triangleq \frac{(2,8 - 56) \cdot 10^4 \frac{n\gamma}{mm^2s}}{10^{-7}} \quad (F 13)$$

$$1 \frac{Sv}{h} \triangleq (2,8 - 56) \cdot 10^{11} \frac{n\gamma}{mm^2s} \quad (F 14)$$

Durch die Rechnung wird erkenntlich, dass eine Zählrate zwischen $28KHz - 5,6 THz$ pro mm^2 Detektorfläche zu erwarten ist. Wenn diese Simulationsergebnisse und der Umrechnungsweg zutreffen sind, folgt daraus, dass es sehr schwer bzw. nahezu unmöglich ist, mit einer konventionellen Schaltungsarchitektur die benötigte Zählrate zu erreichen, welche den kompletten spezifizierten Dosisbereich umfasst.

Im Allgemeinen kann gesagt werden, dass ein Detektor mit der kleinstmöglichen Detektorfläche gewählt werden muss, um die Einfallrate auf handhabbare Werte zu reduzieren.

Eine weitere wichtige Information ist, wie viele Ladungen pro Photon im Detektor generiert werden. Hierbei muss neben der Wechselwirkung der Photonen mit dem Detektormaterial Silizium auch das Eintrittsfenster berücksichtigt werden. Wie in Kapitel 4 beschrieben,

werden in EPDs Materialien wie Kupfer, Aluminium und Lötzinn über die Detektordiode gelegt, um die spektrale Abhängigkeit der Ladungsträgergenerierung gezielt zu beeinflussen.

Der Einfluss dieser Materialien kann mit Hilfe spezieller Simulationsframeworks wie Geant 4 ermittelt werden. Abbildung 13 zeigt das Ergebnis so einer Simulation und stellt die mittlere deponierte Energie pro primäres Photon dar. Hierbei wurde ein Eintrittsfenster aus dem folgenden Aufbau verwendet. Kaptonfolie mit 0,02mm Dicke, 0,5 mm Luftspalt, 0,35 mm Alu, 0,5 mm Luftspalt, 0,1mm Kupferblech, 0,5 mm Luftspalt und 1,5 mm dickes ABS-Plastik.

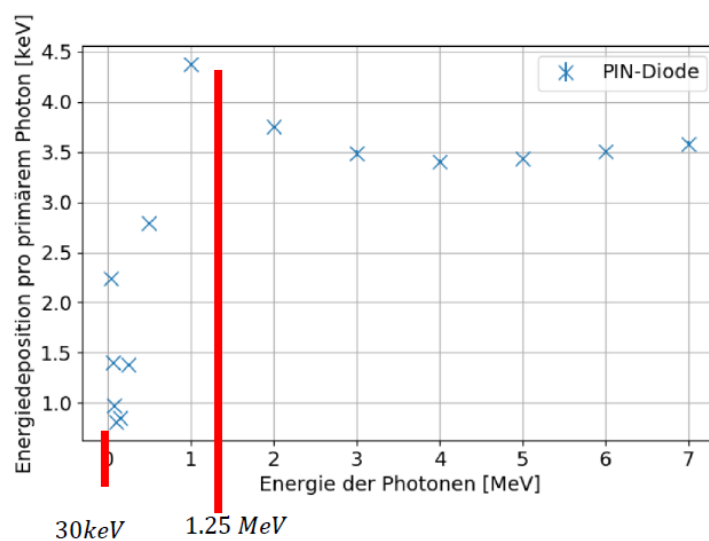


Abbildung 13 Ladungsmenge [14]

Wie in der Abbildung 13 zu sehen ist, liegt die mittlere deponierte Energie im Silizium pro primäres Photon mit Energien zwischen 30 keV und 1.25 MeV im Bereich:

$$E = (0,5 - 4,5)keV \quad (F 15)$$

Die durchschnittliche Ionisationsenergie in Silizium: beträgt 3,6 eV pro Elektron-Loch-Paar. Um aus dieser Energie die Anzahl der ionisierten Elektronen bzw. Löcher im Detektor zu

erhalten, muss die deponierte Energie durch 3,6eV dividiert werden. Daraus kann die Anzahl der generierten Elektron-Loch Paare wie folgt berechnet werden:

$$N_e = \frac{E}{3,6 \text{ eV}} = 139 - 1250 \quad (F 16)$$

Mit Hilfe der Elementarladung eines Elektrons kann die Ladung dann anhand der folgenden Formel berechnet werden:

$$Q = N_e \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} = (2,2 - 20) \cdot 10^{-17} \text{ C} \quad (F 17)$$

$$Q = 2,2 \cdot 10^{-17} \text{ C} - 20 \cdot 10^{-17} \text{ C} \quad (F 18)$$

$$Q_{min} = 2,2 \cdot 10^{-17} \text{ C} \quad (F 19)$$

$$Q_{max} = 20 \cdot 10^{-17} \text{ C} \quad (F 20)$$

5 Sensor- und Ausleseprinzip für die Photonendetektion

Sensorsignale werden durch Elektron-Loch-Paare erzeugt, die durch Ionisation des Sensormaterials entstehen. In den meisten Fällen ist das bevorzugte Sensormaterial für die Teilchendetektion Silizium. Die allgemeine Verwendung von Silizium als Detektormaterial hat ihren Ursprung in den Materialeigenschaften und der Verfügbarkeit von ausgereiften Siliziumverarbeitungstechnologien. Die durchschnittliche Energie von 3,6 eV für die Erzeugung eines Elektron-Loch-Paares ist eine Größenordnung kleiner als die Energie für die Ionisation von Gasen. Aufgrund der moderaten Bandlückenenergie von 1,12 eV ist eine Kühlung von Silizium-Sensoren nur bei extrem rauscharmen Anwendungen oder zur Abschwächung von Strahlungsschäden erforderlich. Die hohe Dichte von 2,33 g/cm³ führt zu einem großen Energieverlust pro zurückgelegte Länge des ionisierenden Teilchens, was die Konstruktion von dünnen Sensoren ermöglicht. Trotz der hohen Materialdichte ist die Beweglichkeit sowohl von Elektronen und Löcher hoch ($\mu_e=1450 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $\mu_h=505 \text{ cm}^2/\text{Vs}$). Dadurch kann die Signalladung schnell gesammelt werden und die Detektoren können hohe Ereignisraten bewältigen. Ein zusätzlicher Vorteil von Silizium im Vergleich zu anderen Sensormaterialien ist seine breite Verwendung in der Mikroelektronik-Industrie. Daher gibt es eine hoch entwickelte Technologiebasis, welche die kostengünstige und zuverlässige Sensorproduktion sicherstellt.

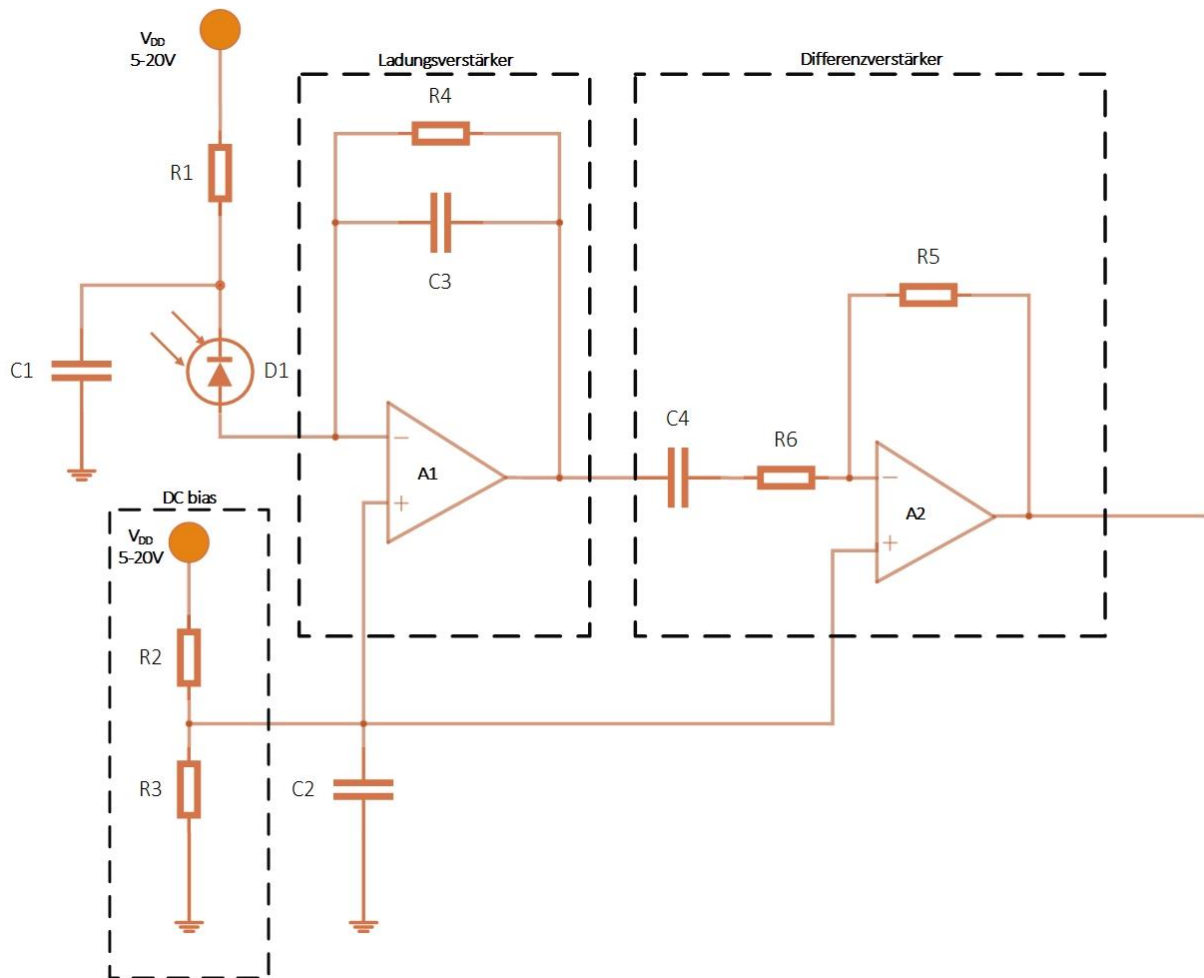


Abbildung 14 Beispielschaltung für die Auslesung eines Photonendetektors

In Abbildung 14 ist eine exemplarische Ausleseschaltung zur Detektion ionisierender Strahlung dargestellt. Als Detektorelement wird hierbei eine PIN (Positive Intrinsic Negative) Diode aus Silizium verwendet. Bei der Schaltung wird die PIN-Diode in Sperrrichtung betrieben, wodurch eine Raumladungszone entsteht. Wenn die Sperrspannung groß genug ist, erstreckt sich die Raumladungszone über die komplette Diode und es gibt keinen Bereich, in dem sich bewegliche Ladungsträger befinden. Sobald ionisierende Strahlung auf die Diode fällt, entstehen Löcher und Elektronen. Die Löcher werden zum Minuspol, also zur niedrigeren Spannung abgesogen. Die Elektronen hingegen werden zum Pluspol gezogen. Somit fließt eine positive Ladung in den Verstärker hinein. Wenn die Raumladungszone nicht die komplette Diode ausfüllen würde, könnte es passieren, dass sich Rekombination einstellt. Rekombination bezeichnet den Vorgang, wenn ein Loch auf ein Elektron trifft, diese sich gegenseitig ausgleichen und die beweglichen Ladungsträger dadurch verschwinden. Aus

diesem Grund ist es sehr wichtig, dass als Sensorelement eine Diode verwendet wird, bei der sich die Raumladungszone bei niedrigerer Sperrspannung über die komplette Diode ausbreitet. Hierfür sind PIN-Dioden besonders geeignet.

PIN-Dioden bestehen im Gegensatz zu herkömmlichen PN- Dioden, nicht aus zwei, sondern aus drei Schichten: einer positiv dotierten P-Schicht, einer negativ dotierten N-Schicht und einer zwischen den beiden dotierten Bereichen liegenden intrinsischen Schicht. Der intrinsische Bereich zeichnet sich durch eine extrem niedrige Dotierungskonzentration aus. Diese Eigenschaft von PIN-Dioden wird bei der Schaltung dringend benötigt. Denn je geringer die Dotierungskonzentration, desto stärker kann sich die Raumladungszone schon bei kleinen Spannungen ausbreiten.

Ein weiterer Vorteil des Betriebs der Diode in Sperrrichtung besteht darin, dass durch das vorherrschende elektrische Feld die ionisierten Elektron-Loch Paare direkt getrennt werden und damit die Rekombination verhindert wird.

Jede Diode in Sperrrichtung kann, wie ein Kondensator betrachtet werden und besitzt eine Sperrschichtkapazität. Analog wie ein Kondensator besitzt die Diode zwei leitende Elektroden, zwischen denen bei Betrieb in Sperrrichtung ein schlecht leitender Bereich liegt. Folglich kann gesagt werden, dass die Ladung, die durch die Strahlung entsteht, die Sperrschichtkapazität der Diode auflädt.

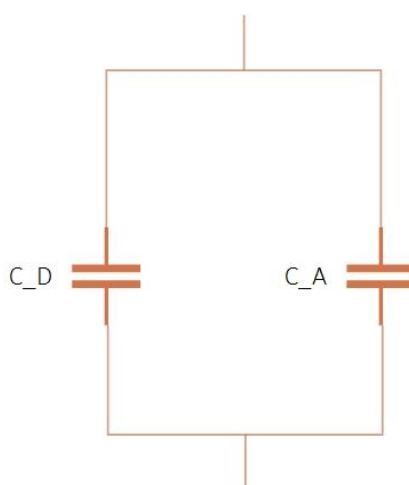


Abbildung 15 Detektorkapazität und Auslesekapazität

Um die Ladung auszulesen, wird parallel zur Detektorkapazität C_D eine weitere Kapazität C_A geschaltet. Die ionisierte Ladung teilt sich dann auf beide Kondensatoren auf. Für die ausgelesene Ladung gilt:

$$Q_A = Q_{\text{Gesamt}} * \frac{C_A}{C_A + C_D}$$

Formel 1 Ausgelesene Ladung

Die zusätzliche Kapazität C_A muss also so dimensioniert werden, dass der größtmögliche Anteil der Ladung von der Auslesekapazität gesammelt wird. Andernfalls geht ein Teil der Ladung in der Detektorkapazität verloren. Um eine gute Ladungssammlungseffizienz zu erzielen, muss die Auslesekapazität demnach wesentlich größer sein als die Detektorkapazität.

Die Ladungssammlungskapazität wird über die Eingangskapazität eines ladungsempfindlichen Verstärkers implementiert. Ein ladungsempfindlicher Verstärker besteht aus einem invertierenden Verstärker mit hohem Verstärkungsfaktor und einem Kondensator im Rückkoppelzweig. In Abbildung 14 wird der ladungsempfindliche Verstärker mit Hilfe eines Operationsverstärkers(A1) umgesetzt. Am nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers(A1) wird mithilfe des Spannungsteilers eine Spannung zwischen 1 – 20V eingestellt. Am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers(A1) ist die Detektordiode angeschlossen. Auf Grund des virtuellen Kurzschlusses an den Eingängen des Operationsverstärkers herrscht am invertierenden und am nichtinvertierenden Eingang die gleiche Spannung vor. Dementsprechend wird über den Spannungsteiler auch das Anodenpotential des Detektordiode definiert. Da der Operationsverstärker als invertierender Verstärker betrieben wird, wird die am Eingang anliegende Signalspannung invertiert, d.h. negativ am Ausgang erscheinen. In dieser Konfiguration herrscht der Millereffekt vor, welcher zu einer scheinbaren Vergrößerung der Kapazität im Rückkoppelkreis zwischen Ausgang und invertierendem Eingang des Operationsverstärkers führt. Die Konsequenz ist, dass eine hohe Verstärkung zu einer hohen Eingangskapazität und einer vernachlässigbaren Ausgangskapazität führt.

Angenommen der Detektor besitzt eine Sperrschichtkapazität von 2 pF und der Auslesekondensator besitzt eine Kapazität von 1 nF entspricht das Verhältnis zwischen den beiden Kapazitäten etwa dem Faktor tausend. D.h. ein Tausendstel der durch Strahlung

ionisierten Ladung bleibt in der Sperrschichtkapazität des Detektors zurück. Bei einem Verhältnis von einer Million, würde dementsprechend ein Millionstel der Ladung in der Detektorkapazität zurückbleiben. Aus diesem Grund ist es wichtig, einen Detektor mit möglichst kleiner Sperrschichtkapazität zu verwenden. Die Auslesekapazität sollte hingegen möglichst groß sein, um den größtmöglichen Teil der Ladung zu sammeln. Die Auslesekapazität kann durch einen großen Feedbackkondensator und einen Verstärker mit großem Verstärkungsfaktor erreicht werden. Bei einer Verstärkung von 60 dB würde die Feedbackkapazität um den Faktor tausend, bei einer Verstärkung von 120 dB um den Faktor eine Million vergrößert werden.

Der Auslesevorgang nimmt den folgenden Verlauf an. Sobald Strahlung auf den Detektor fällt, wird Ladung ionisiert. Dies führt zu einem sehr kurzen Stromimpuls der näherungsweise mit einem Dirac-Impuls modelliert werden kann. Die Ladung wird mithilfe des Ladungsempfindlichen Verstärkers integriert. Die Schaltung ist so dimensioniert, dass der Großteil der Ladung der Rückkoppelkapazität gesammelt wird und sich am Kondensator eine Spannung aufbaut. Am Ausgang des Verstärkers stellt sich dementsprechend ein Spannungsverlauf ein, der die Form einer Sprungfunktion besitzt. Die Spannungsamplitude kann mit der Formel $U_3=Q/C_3$ berechnet werden. Bei Betrachtung der Formel wird klar, dass der Kondensator C_3 nicht beliebig groß dimensioniert werden kann, da ansonsten die Spannungsamplitude entsprechend klein wird. Der Ladungsempfindliche Verstärker hat also die Aufgabe, den durch den Ladungsfluss erzeugten Stromimpuls zeitlich zu integrieren. Am Ausgang entsteht dementsprechend ein Signal, dessen Spannungsamplitude proportional zu der erzeugten Ladung ist. Da ein invertierender Verstärker verwendet wird, ist dieses Signal negativ.

Die Spannung am invertierenden Eingang und damit die Spannung an der linken Elektrode des Kondensators bleibt immer nahezu konstant. Solange keine Ladung in der Detektordiode entsteht, ist die Spannung an der linken Elektrode des Kondensators genau so groß wie an der rechten Elektrode. Wird Ladung in der Detektordiode ionisiert, fließen die Löcher in dem Kondensator hinein und laden ihn auf. Je nach Ladungsmenge wird dann über dem aufgeladenen Kondensator eine entsprechende Spannung abfallen. Da die Eingangsspannung des Verstärkers konstant bleibt, kann sich der Spannungsabfall am Kondensator nur dadurch einstellen, dass sich die Spannung am Ausgang ändert bzw. absinkt. Besitzt die Spannung am invertierenden und nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers beispielsweise

einen Wert von 1V und stellt sich ein Spannungsabfall von 0,1V über den Rückkoppelkondensator ein, fällt die Ausgangsspannung von 1V auf 0,9V ab. Wie bereits erwähnt, zeigt die Formel $U_3=Q/C_3$, dass die erzeugte Spannung von der Kapazität des Rückkoppelkondensators und der gesammelten Ladungsmenge abhängig ist. Um eine große Spannung zu erzeugen, muss eine kleinere Kapazität verwendet werden. Wenn aber die effektive Kapazität nicht wesentlich größer als die Detektorkapazität gewählt wird, bleibt ein Großteil der Ladung in Detektorkapazität zurück und geht somit verloren. Aus diesem Grund wird Kapazität C3 trotz dieser Problematik möglichst groß gewählt und ein weiterer Verstärker an den Ausgang des ladungsempfindlichen Verstärkers geschaltet, der das Signal weiter verstärkt.

Ohne zusätzliche Schaltungsmaßnahmen entspricht das Ausgangssignal des ladungsempfindlichen Verstärkers eine treppenstufenförmige Spannung, bei der die Information über die empfangene Ladung in der Höhe der Stufen steckt. Dies liegt daran, dass der Kondensator sich mit jedem Stromimpuls auflädt. Wenn diese Ladung nicht wieder entfernt wird, wird das Ausgangssignal mit der Zeit so groß bzw. klein, dass die Aussteuerungsgrenze des Verstärkers überschritten wird. In diesem Fall verliert der Verstärker seinen Verstärkungsfaktor und der Millereffekt geht verloren. Um die Aussteuerungsgrenze nicht zu überschreiten, wird der Kondensator über den Widerstand R4 entladen und die Ausgangsspannung des ladungsempfindlichen Verstärkers nimmt nach einer gewissen Zeit wieder den Wert der Eingangsspannung an. Der Spannungsverlauf kann mit der folgenden Formel berechnet werden:

$$U_a = U * e^{-(t/R_4 * C_3)}$$

Formel 2 Spannungsverlaufsformel

Der Widerstand wird sehr groß gewählt, damit die Ladung nicht sofort entfernt und genug Zeit für die Weiterverarbeitung des Ausgangssignals vorhanden ist. Des Weiteren wirken der Lade- und Entladeprozess entgegen. Das heißt, während der Kondensator durch die Ladungssammlung aufgeladen wird, wird er gleichzeitig durch den Widerstand R4 wieder entladen. Dies kann dazu führen, dass der ursprüngliche Spitzenwert nicht mehr erreicht wird und es zu Signalverlusten kommt. Dies wird als ballistisches Defizit bezeichnet. Dazu kommt, dass der Widerstand ein Rauschsignal erzeugt, welches besonders bei kleinen Widerstandswerten einen störenden Einfluss nimmt. Andererseits darf der Widerstand aber

auch nicht zu groß gewählt werden, damit der Entladeprozess nicht zu lange dauert und der Verstärker seine Ansteuerungsgrenze verlässt. Der Widerstand R_4 definiert demnach die maximale Teilcheneinfallrate, die der Verstärker verarbeiten kann, bevor er die Aussteuerungsgrenze erreicht.

Außerdem muss berücksichtigt werden, dass durch die Detektordiode ein Sperrstrom fließt, auch wenn gerade kein ionisierendes Teilchen auf diese trifft. Der Sperrstrom hängt im hohen Maße von der Temperatur und der bereits absorbierten Strahlungs-dosis ab. Dieser Sperrstrom verfälscht die Messung, da er zu einem Spannungsabfall über den Widerstand R_4 führt. Je größer der Sperrstrom ist, desto größer ist auch die Spannungsdifferenz, die sich am Ausgang des Verstärkers einstellt. Um die Verschiebung des Grundpotentials zu kompensieren, wird der ladungsempfindliche Verstärker über einen Kondensator mit der nächsten Verstärkerstufe gekoppelt, was man als AC Kopplung bezeichnet. Dadurch werden langsame Variationen der Ausgangsspannung nicht auf den Eingang des nächsten Verstärkers übertragen. Der Kondensator wirkt bei Gleichspannung also wie ein Leerlauf und bei plötzlichen Signaländerungen wie ein Kurzschluss. Der nachgeschaltete Operationsverstärker(A2) hat die Aufgabe, die schnellen Ausgangssignaländerungen des ladungsempfindlichen Verstärkers weiter zu verstärken. Der Operationsverstärker(A2) ist hierbei als invertierender Verstärker verschaltet. Am nichtinvertierenden Eingang ist wieder eine Referenzspannung von beispielsweise 1V angeschlossen. Durch den virtuellen Kurzschluss liegt dieselbe Spannung auch am invertierenden Eingang. Im Leerlauf, also wenn gerade keine Signaländerung vorhanden ist, liegt auch am Ausgang des Differenzverstärkers eine Spannung von 1V an. Das Eingangssignal wird über den Widerstand R_6 an dem invertierenden Eingang des Verstärkers gekoppelt. Zwischen dem Eingang und dem Ausgang wird ein Widerstand R_5 angeschlossen. Somit ergibt sich eine Verstärkung von $-R_5/R_6$. Bei einem Verstärkungsfaktor von zehn wird eine Spannungsänderung von 0,1V auf 1V verstärkt und wird auf das Ruhepotential addiert. In diesem Fall würde am Ausgang eine Spannung von 2V anliegen.

Am Ausgang der Ausleseschaltung wird ein Komparator angeschlossen. Sobald die Ausgangsspannung eine Spannungsschwelle z.B. 1,5V überschreitet, gibt der Komparator am Ausgang eine logische eins aus, andernfalls eine null. Die Übergänge von null nach eins am Ausgang des Komparators können gezählt werden. Somit ist es möglich, die Anzahl der Ladungsimpulse, welche der Anzahl der einfallenden Teilchen entspricht, zu ermitteln.
[8][9][10][11]

6 Auswahl handelsüblicher PIN-Dioden

Bei der Strahlendetektion gibt es viele Gründe, die für die Verwendung einer PIN-Diode als Detektionselement sprechen. Eine PIN-Diode kann bereits bei geringen Sperrspannungen vollständig depletieren und dadurch Röntgen- und Gammastrahlen detektieren. Solche Dioden sind klein und passen dementsprechend auch sehr gut in kleinere Geräte, die am Körper getragen werden können. Außerdem sind solche Dioden im Vergleich zu anderen Strahlungsdetektoren günstig und ohne großen Aufwand leicht erhältlich.

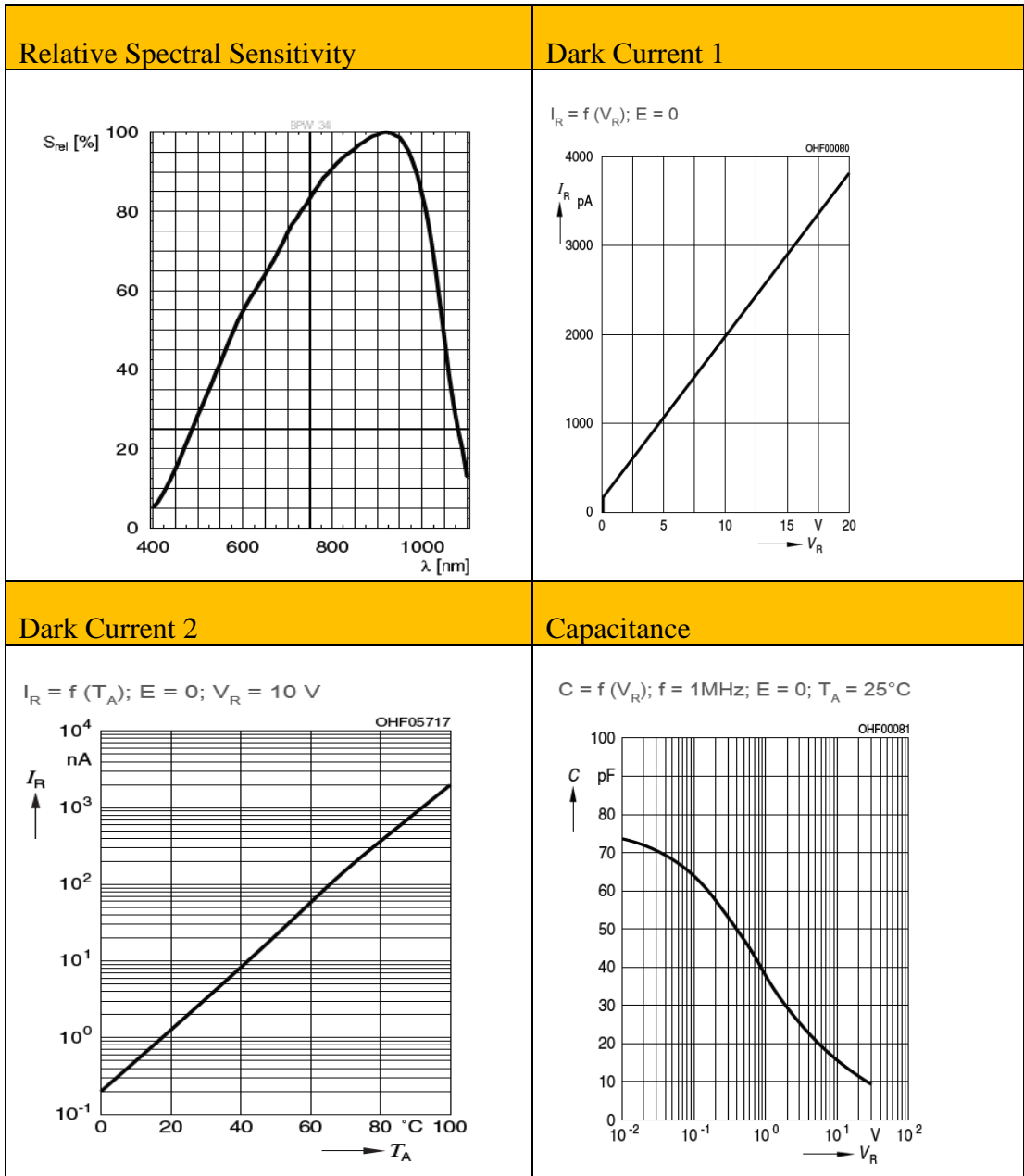
In den folgenden Unterkapiteln werden handelsübliche PIN-Dioden von verschiedensten Herstellern mit ihren Eigenschaften in tabellarischer Form und mit Diagrammen vorgestellt. Für eine detaillierte Übersicht kann das Datenblatt der jeweiligen PIN-Diode betrachtet werden. Im Anhang sind die Links zu den jeweiligen Datenblättern beigelegt.

6.1 OSRAM BPW 34 S

Bei dieser PIN-Diode ist die Detektorfläche sehr groß. In Folge besitzt auch die Detektorkapazität mit 72 pF einen sehr großen Wert. Je größer die Detektorkapazität ist, desto mehr elektrische Leistung wird benötigt, um den Sensor vollständig und bei niedrigen Rauschwerten auszulesen.

Parameter	Values
Preis	0,86 €
Max reverse voltage	32V
Für Anwendungen	400 nm bis 1100 nm
Dark current VR = 10 V	2 nA max. 30 nA
Kapazität VR = 0 V; f = 1 MHz	72 pF
Strahlungsempfindlicher Bereich	7,02 mm ²
Abmessungen der aktiven Chipfläche	(2,65 x 2,65) mm

Tabelle 9 Osram BPW 34S [16]



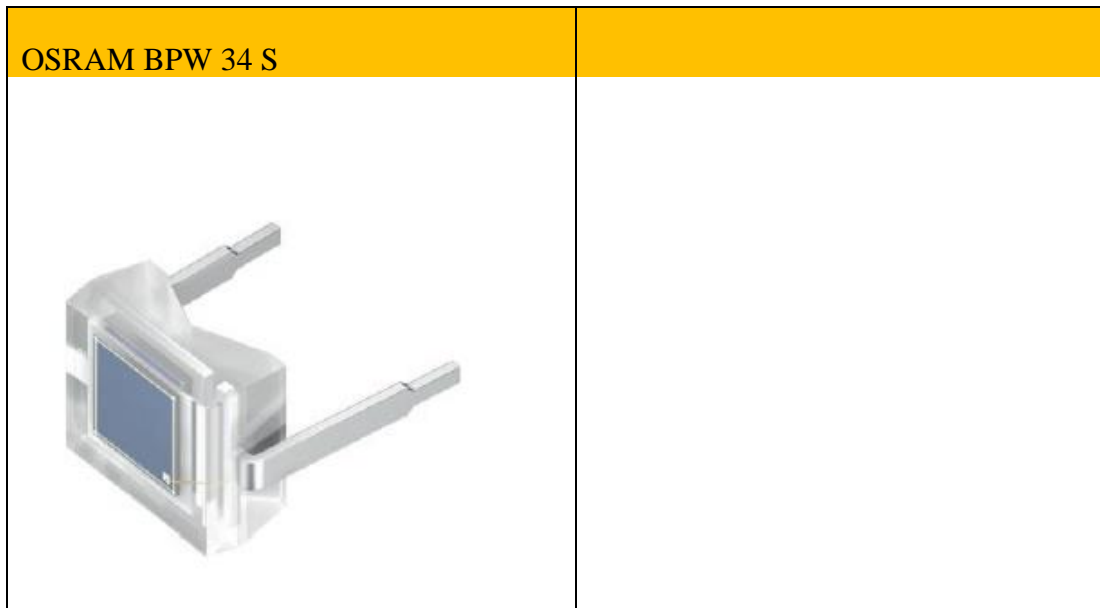


Tabelle 10 Diagramme Osram BPW 34S [16]

6.2 VISHAY BPW34

Bei dieser PIN-Diode ist die Detektorkapazität im Vergleich zur OSRAM Diode etwas geringer, aber auch bei dieser Diode ist die Detektorfläche viel zu groß.

Parameter	Values
Preis	0,72 €
Max reverse voltage	60V
Für Anwendungen	430 nm bis 1100 nm
Dark current VR = 10 V	2 nA max. 30 nA
Kapazität VR = 3 V; f = 1 MHz	40 pF
Strahlungsempfindlicher Bereich	7,5 mm ²
Abmessungen der aktiven Chipfläche	(5,4 x 4,3 x 3,2) mm

Tabelle 11 VISHAY BPW34 [17]

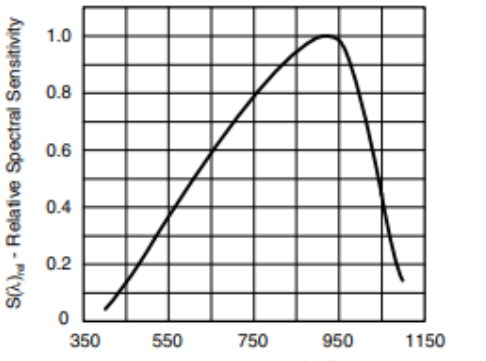
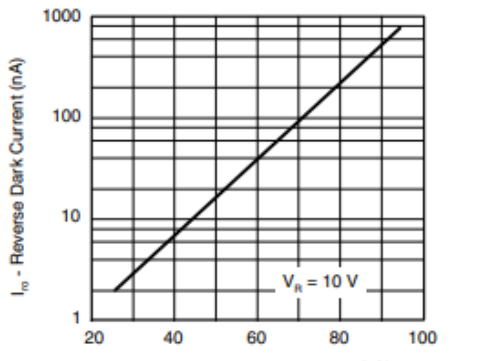
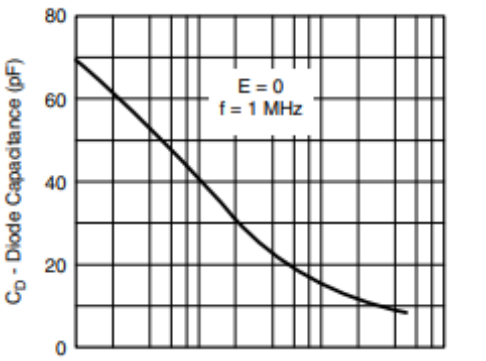

Relative Spectral Sensitivity	Dark Current 1
 <p>94 8420</p> <p>Relative Spectral Sensitivity vs. Wavelength</p>	 <p>94 8403</p> <p>Reverse Dark Current vs. Ambient Temperature</p>
Capacitance	VISHAY BPW34
 <p>Diode Capacitance vs. Reverse Voltage</p>	

Tabelle 12 Diagramme VISHAY BPW34 [17]

6.3 First Sensor X100-7

Die PIN-Dioden von First Sensor mit der Modelbezeichnung X100-7 werden in insgesamt 3 Modelvarianten angeboten und besitzen die Modellbezeichnungen X100-7 5000040, 3001447 und 3001448. In der Tabelle 8 sind gemeinsame Eigenschaften der drei Modelle aufgelistet. Das Model mit der Bezeichnung X700-7 3001447 kostet pro Stück 135,06€ mit einer Mindestbestellmenge von 250 Stück. Die Firma First Sensor hat uns für dieses Projekt einige PIN-Dioden zur Verfügung gestellt.

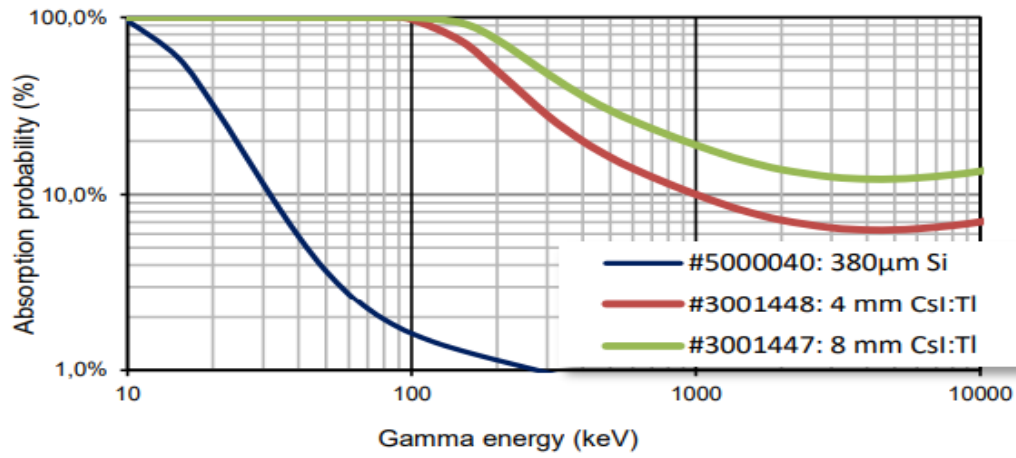
Bei den Modellen können Photonenenergien bis 1 MeV gemessen werden. Die genauen Energiebereiche sind der Tabelle 14 zu entnehmen. Zwei dieser Modelle sind mit einem Szintillator ausgestattet. Szintillatoren wandeln ionisierende Strahlung in Licht um. Dieses Licht kann wiederum mit einer Fotodiode aufgenommen werden und in einen Stromimpuls gewandelt werden. Dieser Impuls wird mithilfe eines Verstärkers integriert und in eine Spannung gewandelt

Auch bei diesen Modellen ist die Detektorfläche sehr groß. Die Detektorkapazität ist von der angelegten Sperrspannung abhängig. Sie variiert zwischen 80-500 pF. Bei der Modellvariante X700-7 3001448 können Zählraten bis 750 $\mu\text{Sv/h}$ und bei der X700-7 3001447 sogar Zählraten bis 1200 $\mu\text{Sv/h}$ erreicht werden.

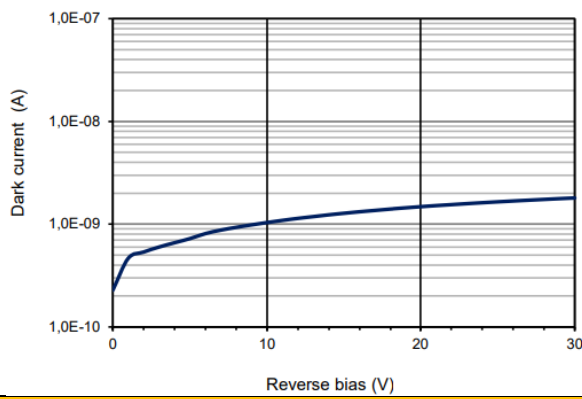
Parameter	Values
X700-7 5000040	111,13 €
X700-7 3001447	135,06€ (min. Bestellmenge 250)
X700-7 3001448	182,56€
Max reverse voltage	50V
Energy range of detectable radiation	5-1000 keV
Dark current VR = 12 V	3 nA
Kapazität VR = 0 V; f = 10 KHz	500 pF
Kapazität VR = 12 V; f = 10 KHz	80pF
Strahlungsempfindlicher Bereich	100 mm ²
Abmessungen der aktiven Chipfläche	(10x10) mm

Tabelle 13 Parameter First Sensor X100-7 [18]

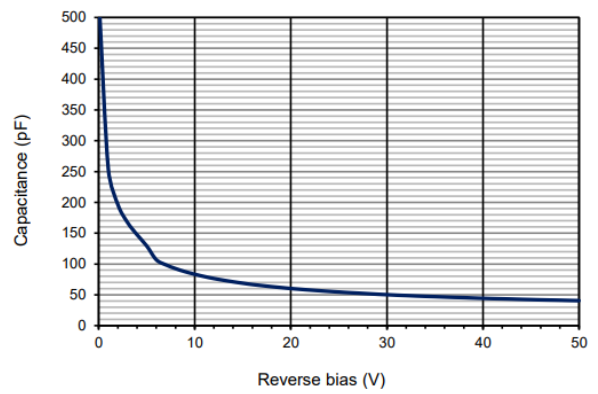
Absorption of gamma radiation



Dark current



Capacitance of reverse bias



X700-7 5000040, 3001447 und 3001447

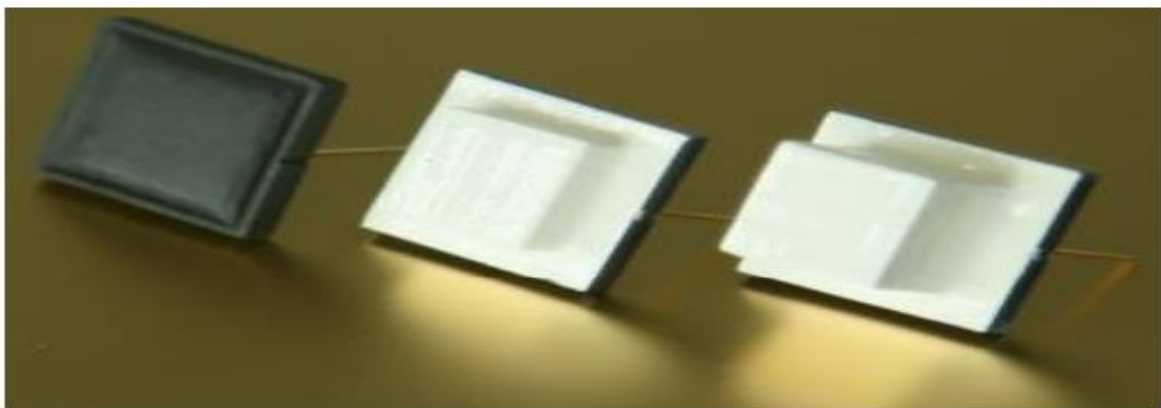


Tabelle 14 Diagramm First Sensor X100-7 [18]

6.4 Hamamatsu S5971

Die Firma Hamamatsu bietet ebenfalls über 10 verschiedene PIN-Dioden. In dieser Arbeit werden jedoch nur drei vorgestellt. Der Vorteil bei den PIN-Dioden der Firma Hamamatsu ist, dass sie über sehr kleine Detektorflächen verfügen und dementsprechend auch wesentlich geringere Detektorkapazitäten im Vergleich zu den bisher vorgestellten PIN-Dioden besitzen. Die PIN-Detektoren befinden sich in einem Gehäuse. Um parasitäre Kapazitäten, die bei der Verbindung zwischen Ausleseelektronik und Sensorelement entstehen, zu reduzieren, wurde versucht die Diode, ohne Gehäuse zu erwerben. Das würde ermöglichen eine direkte Verbindung zwischen den Dioden und dem Auslesechip durch Chip-zu-Chip Bonding zu etablieren. Leider wurde trotz vieler Recherchen keine Diode ohne Gehäuse gefunden. Der Hersteller wurde ebenfalls diesbezüglich angeschrieben, hat aber nicht auf die Anfrage reagiert.

Parameter	Values
Preis	12,99 €
Max reverse voltage	20V
Für Anwendungen	320 – 1060 nm
Dark current VR = 10 V	0,07-1 nA
Kapazität VR = 10 V; f = 1 MHz	3 pF
Strahlungsempfindlicher Bereich	1,1 mm ²
Durchmesser der aktiven Chipfläche	Ø 1,2 mm

Tabelle 15 Parameter Hamamatsu S5971 [19]

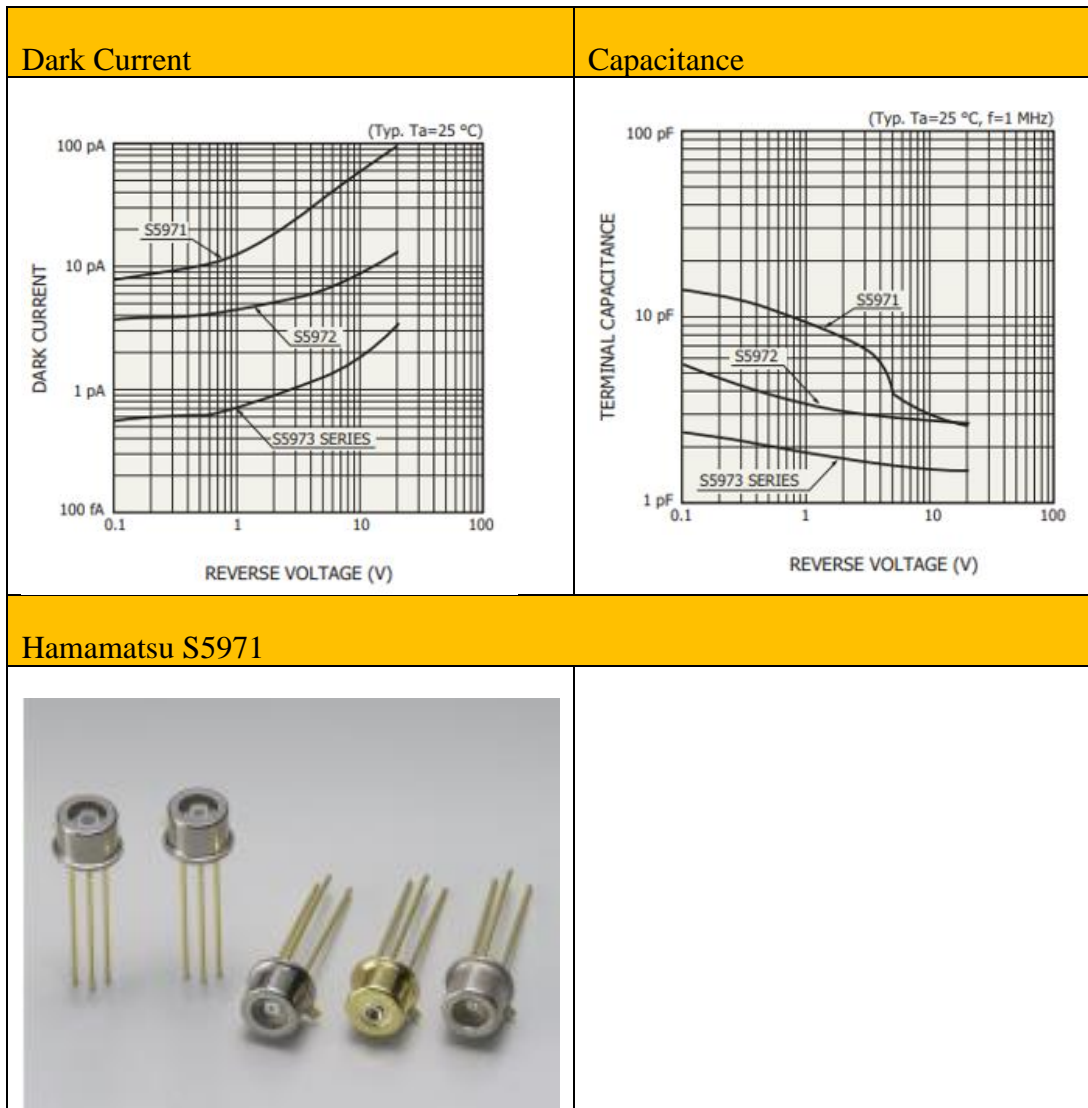


Tabelle 16 Diagramm Hamamatsu S5971 [19]

6.5 Hamamatsu S5972

Die Detektorkapazität ist im Vergleich zur vorherigen PIN-Diode bei 10V Sperrspannung gleich groß. Dafür ist aber die strahlungsempfindliche Fläche um mehr als die Hälfte geringer.

Parameter	Values
Preis	16,17 €
Max reverse voltage	20V
Für Anwendungen	320 – 1000 nm
Dark current	0,01-0,5 nA

VR = 10 V	
Kapazität VR = 10 V; f = 1 MHz	3 pF
Strahlungsempfindlicher Bereich	0,5 mm ²
Durchmesser der aktiven Chipfläche	Ø 0,8 mm

Tabelle 17 Parameter Hamamatsu S5972 [20]

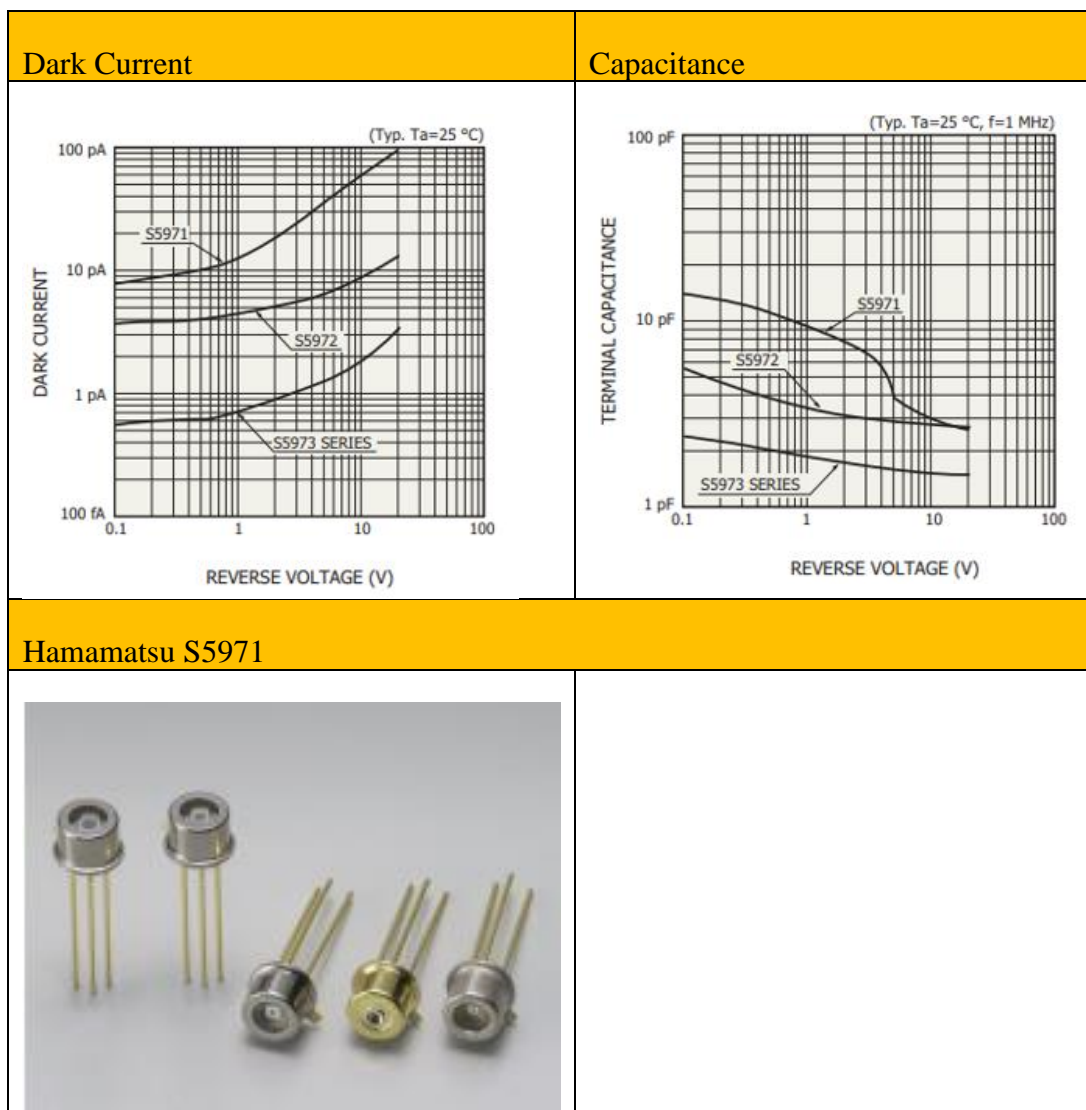


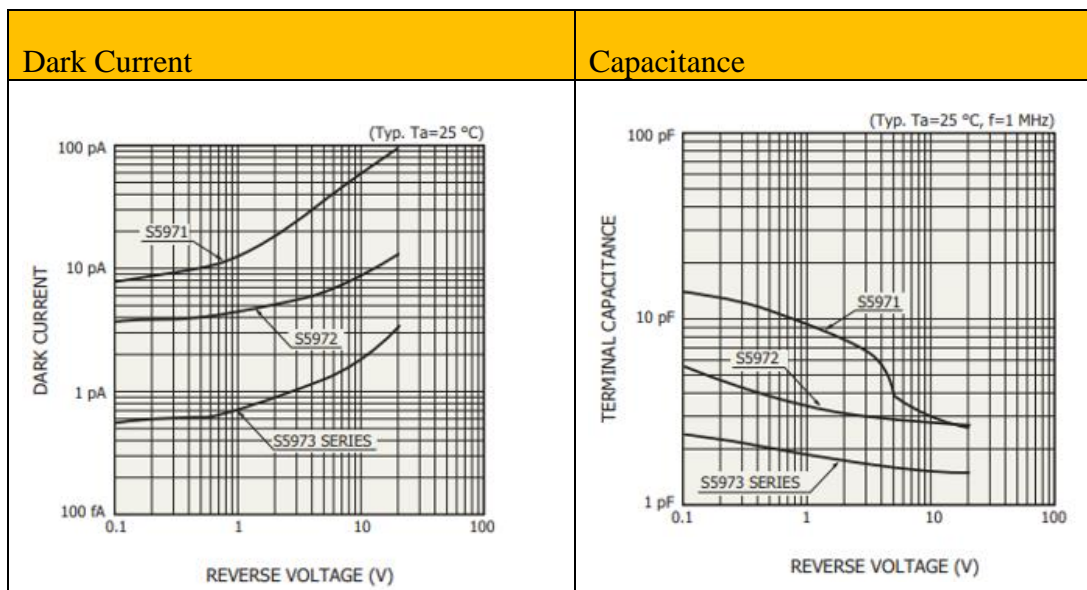
Tabelle 18 Diagramm Hamamatsu S5972 [20]

6.6 Hamamatsu S5973

Das Bauteil S5973 ist die teuerste PIN-Diode des Herstellers. Dies ist auf die Detektorfläche und Detektorkapazität zurückzuführen. Selbst bei kleiner Sperrspannung ist die Detektorkapazität sehr gering. Von der Detektorfläche und Detektorkapazität her handelt es sich um die PIN-Diode, mit der das Projekt am besten realisiert werden kann. Aus diesem Grund wird im weiteren Verlauf des Projektes bei Simulationen auf die Parameter dieser PIN-Diode zurückgegriffen.

Parameter	Values
Preis	33,66 €
Max reverse voltage	20V
Für Anwendungen	320 – 1000 nm
Dark current VR = 3,3 V	0,001-0,1 nA
Kapazität VR = 3,3 V; f = 1 MHz	1,6 pF
Strahlungsempfindlicher Bereich	0,12 mm ²
Durchmesser der aktiven Chipfläche	∅ 0,4 mm

Tabelle 19 Parameter Hamamatsu S5973 [21]



Hamamatsu S5971

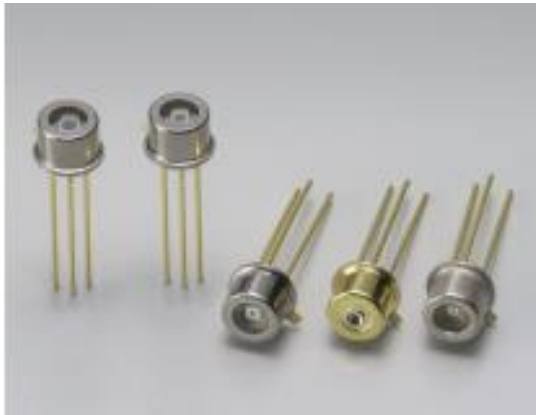


Tabelle 20 Diagramm Hamamatsu S5971 [21]

7 Erste Modellierung der Ausleseketten

In diesem Kapitel wird die im vorherigen Kapitel vorgestellte Schaltung unter Verwendung von idealisierten Komponenten und mit Hilfe von Verilog-A Modellen aufgebaut. Das Ziel der Modellierung besteht darin, weitere Spezifikationen für den Entwurf der Schaltung zu extrahieren. Zu einem späteren Zeitpunkt wird die Schaltung dann auf Transistorebene aufgebaut und im Detail analysiert.

Im weiteren Verlauf des Projektes wurde festgestellt, dass die Beispielschaltung gewisse Schwächen besitzt. Aus diesem Grund wurde die Übertragungsfunktion genauer untersucht und die Schaltung dementsprechend angepasst.

7.1 PIN-Diode

Die PIN-Diode wurde als eine Stromquelle I_{puls} , die in bestimmten Zeitabständen Stromimpulse erzeugt, umgesetzt. Der Kondensator C_d soll dabei die Detektorkapazität der Diode darstellen.

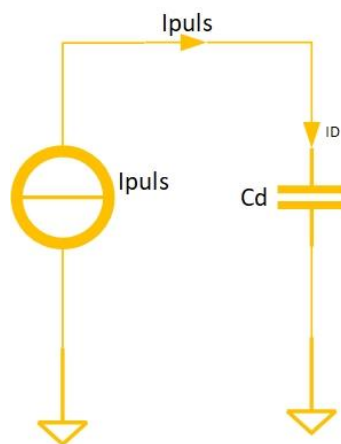


Abbildung 16 Simulation der PIN-Diode

Die Höhe des Stromimpulses wird anhand folgender Formel bestimmt.

$$Q = i \cdot t \quad (F 21)$$

$$i = \frac{Q}{t} \quad (F 22)$$

Für erste Simulationen wurde die Ladung von 3,7 fC angesetzt, die ein minimal ionisierendes, hochenergetisches Teilchen beim Durchflug durch einen etwa 300µm dicken vollständig depletierten Siliziumsensor generiert. Die Impulslänge orientiert sich an der Ladungssammlungszeit typischer Sensoranordnungen und wird mit 10ns angesetzt. Dementsprechend kann der Strom berechnet werden zu.

$$i = \frac{3,7 \text{ fC}}{10 \text{ ns}} = 370 \text{ nA} \quad (F 23)$$

Bei der Kapazität C_d wird die Detektorkapazität von der PIN-Diode Hamamatsu S5973 übernommen und mit 500fF festgelegt.

7.2 Ladungsempfindlicher Verstärker

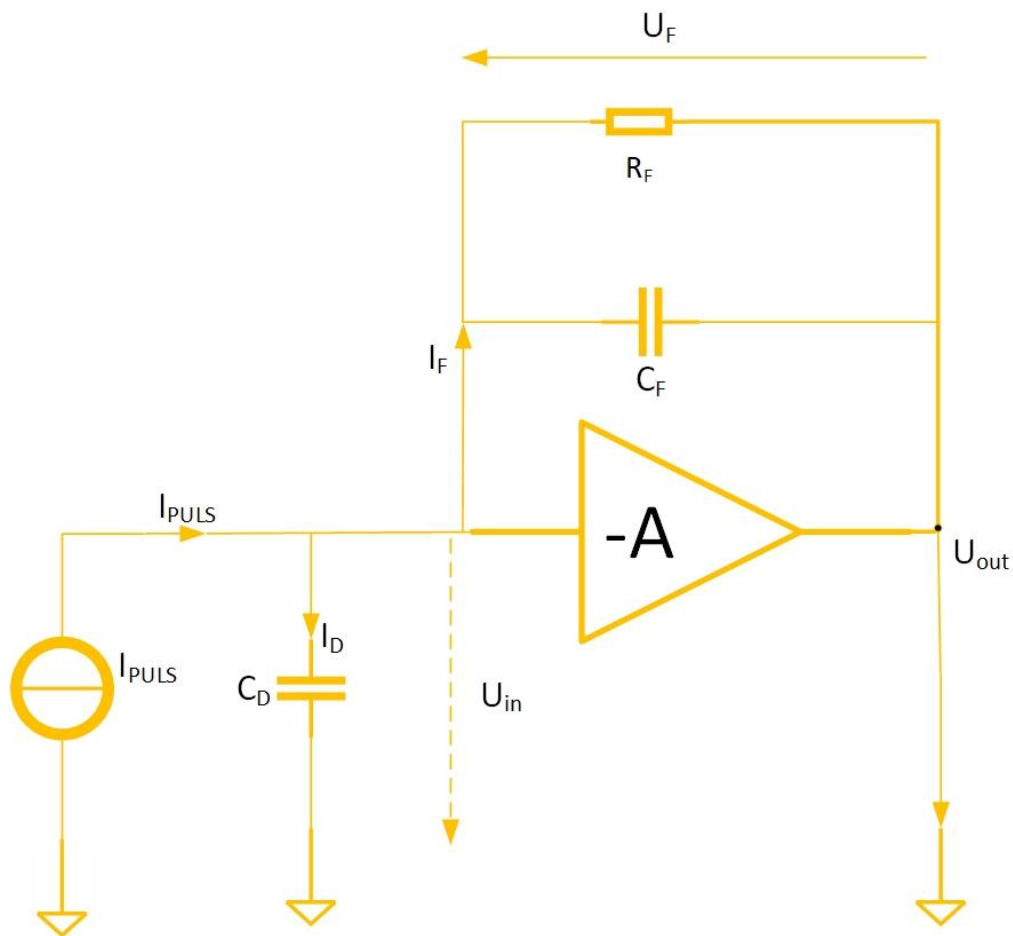


Abbildung 17 Ladungsempfindlicher Verstärker

In Abbildung 17 ist ein ladungsempfindlicher Verstärker zu sehen. Bei einem ladungsempfindlichen Verstärker mit kontinuierlichem Reset befindet sich im Rückkopplungspfad eine Parallelschaltung aus Kondensator und Widerstand. Der ladungsempfindliche Verstärker ermöglicht die Einsammlung, der durch die ionisierende Strahlung entstandene Ladungsmenge. Es stellt sich am Ausgang des Verstärkers eine zur Ladungsmenge proportionale Signalspannung ein. Der Verstärker hat einen hochohmigen Eingang, weswegen der größte Anteil des Stromes in den Rückkopplungspfad hineinfließt. Damit die Schaltung nach mehreren Impulsen den Arbeitsbereich nicht verlässt, wird der aufgeladene Kondensator kontinuierlich über den Widerstand entladen. Dabei entsteht eine Zeitkonstante, die durch folgende Gleichung berechnet werden kann.

$$\tau_{RF} = R_F \cdot C_F \quad (F 24)$$

Die Kapazität des Kondensator C_F wird mithilfe folgender Gleichung berechnet.

$$Q = C \cdot U \quad (F 25)$$

Wobei Q der typischen zu erwartenden Ladungen und U der gewünschten Signalspannung pro detektiertem Photon entspricht. Die Gleichung wird anschließend zur Dimensionierung des Kondensators nach C umgestellt.

$$C = \frac{Q}{U} \quad (F 26)$$

Der Kondensator soll so dimensioniert werden, dass bei jedem Stromimpuls eine Spannung von 100mV abfällt. Demnach folgt:

$$C = \frac{3,7 \text{ fC}}{100 \text{ mV}} = 37 \text{ fC} \quad (F 27)$$

Der Widerstandwert wird auf $10\text{M}\Omega$ festgelegt.

In Abbildung 18 ist das Simulationsergebnis der ersten Stufe unter Verwendung eines Verilog-A Modells für den Operationsverstärker dargestellt. Es ist zu erkennen, dass ein Stromimpuls mit einer Amplitude von 370 nA in den ladungsempfindlichen Verstärker injiziert wird. Dieser Strompuls führt zu einer Absenkung der Verstärkerausgangsspannung um etwa 100mV. Da der Kondensator in der Zwischenzeit bis zum nächsten Impuls entladen wird, steigt die Spannung leicht an. Je kleiner der Widerstand R_F gewählt wird, desto schneller wird der Kondensator entladen.

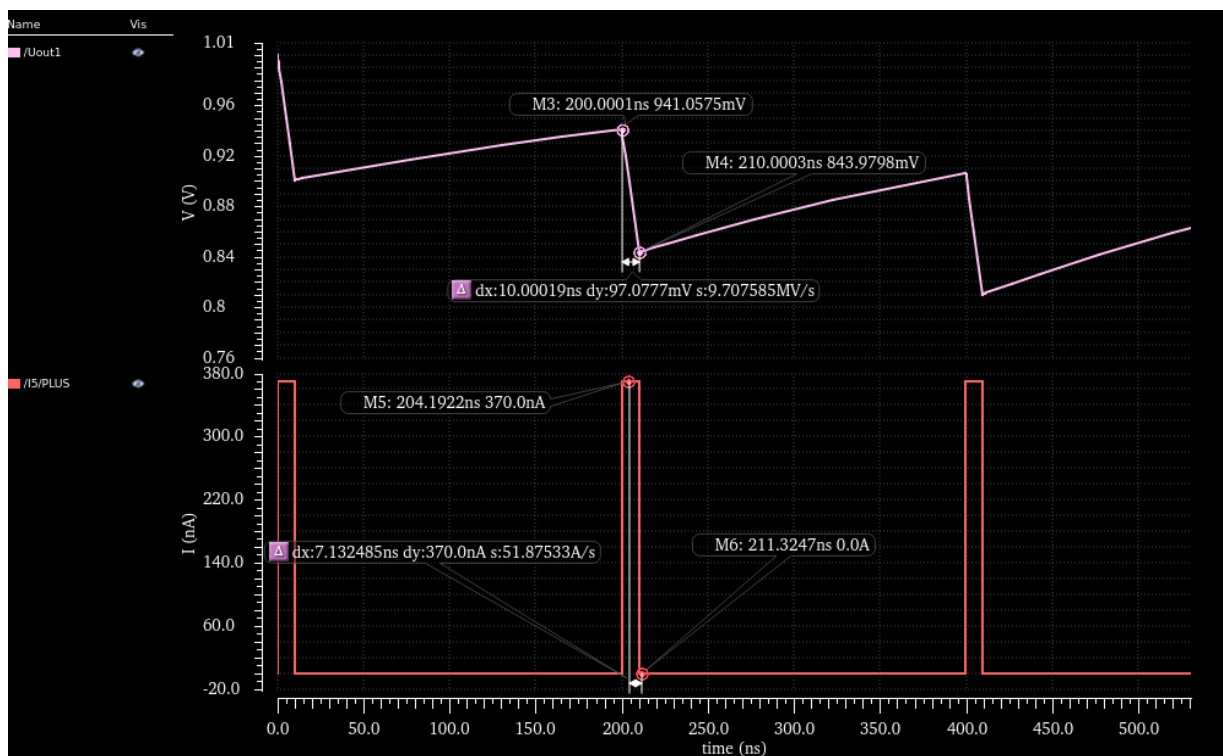


Abbildung 18 Verlauf der Ausgangsspannung des ladungsempfindlichen Verstärkers aus Abb. 17

7.2.1 Übertragungsfunktion der ersten Stufe

Die Spannung am Eingang des Verstärkers wird mit V_{in} und am Ausgang mit V_{out} bezeichnet. Durch Anwendung der Maschenregel kann ein Zusammenhang zwischen der Eingang- und der Ausgangsspannung ermittelt werden. Der Maschenumlauf ergibt

$$V_{out} - V_{in} + (Z_F \cdot I_F) = 0 \rightarrow V_{out} = V_{in} - (Z_F \cdot I_F) \quad (F 28)$$

Wie aus Abbildung 17 ersichtlich, teilt sich der Singalstrom I_{puls} in I_D und I_F auf. Der Strom I_F im Rückkoppelkreis kann mithilfe der auf den Eingangsknoten angewendeten Knotenpunktgleichung ermittelt werden.

$$I_{puls} = I_D + I_F \rightarrow I_F = I_{puls} - I_D \quad (F 29)$$

Für den Strom durch die Detektorkapazität gilt:

$$I_D = s * C_d * V_{in} \quad (F 30)$$

Für die Impedanz im Rückkoppelpfad gilt:

$$Z_F = \frac{R_F}{1 + R_F \cdot s C_F} \quad (F 31)$$

Aufgrund der invertierenden Verstärkung gilt der folgende Zusammenhang für die Eingangs- und Ausgangsspannung des Verstärkers:

$$V_{out} = -A \cdot V_{in} \rightarrow V_{in} = -\frac{V_{out}}{A} \quad (F 32)$$

Wenn alle genannten Formeln in die Maschengleichung einsetzt und nach V_{out} umgestellt wird, erhält man folgendes Ergebnis.

$$V_{out} = -\frac{A}{(A + 1)} \frac{I_{puls} \cdot R_F}{\left(1 + s R_F \left(C_F + \frac{C_D}{(A + 1)}\right)\right)} \quad (F 33)$$

Aus der Gleichung (F 33) ist ersichtlich, dass die Ausgangsspannung des Verstärkers nicht nur von der Kapazität C_F im Rückkopplungspfad, sondern auch von der Detektorkapazität C_D

abhängt was die Aussage aus Kapitel 5 bestätigt. Aus diesem Grund wurde im Laufe des Projektes nach Detektoren mit kleinerer Detektorkapazität gesucht. Die Kapazität im Rückkopplungspfad wird durch den Millereffekt um den Betrag der Verstärkung A des Verstärkers vervielfacht. Für die effektive Ladungssammlungskapazität C_{eff} des ladungsempfindlichen Verstärkers gilt demnach:

$$C_{eff} = C_F(1 + A) \quad (F 34)$$

Um eine gute Ladungssammlungseffizienz zu erreichen, muss demnach gelten:

$$C_F(1 + A) \gg C_D \quad (F 35)$$

Diese Bedingung kann durch eine große Feedbackkapazität C_F und/oder einen hohen Verstärkungsfaktor A erreicht werden. Da sich die Ausgangsspannung des ladungsempfindlichen Verstärkers bei konstanter Ladung umgekehrt proportional zur Feedbackkapazität C_F verhält, wird meist ein großer Verstärkungsfaktor A gewählt. Dann kann Gleichung (F 33) wie folgt angenähert werden:

$$V_{out} = \lim_{A \rightarrow \infty} -\frac{A}{A+1} \frac{I_{puls} \cdot R_F}{1 + sR_F \left(C_F + \frac{C_D}{A+1} \right)} \quad (F 36)$$

Für die Übertragungsfunktion gilt dann:

$$H_1(s) = \frac{V_{out}}{I_{puls}} = -\frac{R_F}{1 + R_F \cdot sC_F} \quad (F 37)$$

Mit dieser Formel kann die Antwort des ladungsempfindlichen Verstärkers für verschiedene Erregungen $I_{puls}(s)$ im Laplace-Raum berechnet werden. Für $V_{out}(s)$ gilt dann:

$$V_{OUT}(s) = H_{CSA}(s) \cdot I_{puls}(s) \quad (F 38)$$

Der Ladungsimpuls am Eingang des ladungsempfindlichen Verstärkers kann mit einem Diracimpuls $\delta(t)$ angenähert werden. Der Diracimpuls besitzt die folgend Laplace-Transformierte:

$$\mathcal{L}\{\delta(t)\} = 1 \tag{F 39}$$

Für den Ladungsimpuls kann demnach die folgende Laplacetransformierte angegeben werden:

$$I_{puls}(s) = Q_{puls} \tag{F 40}$$

Wird dieser Ausdruck in Gleichung (F 38) eingesetzt ergibt sich für die Laplace-Transformierte der Ausgangsspannung

$$V_{out} = -(Q_{puls} \cdot R_F) \cdot \frac{1}{(1 + R_F \cdot sC_F)} \tag{F 41}$$

In den Zeitbereich zurücktransformiert ergibt sich dann der Ausdruck:

$$V_{out} = -\frac{Q_{puls}}{C_F} e^{-\frac{t}{R_F \cdot C_F}} \tag{F 42}$$

Eine detaillierte Rechnung mit Zwischenschritten ist dem Anhang beigelegt.

7.3 2. Verstärkungsstufe

Für die weitere Verstärkung des Ausgangssignals wird dem ladungsempfindlichen Verstärker ein zweiter Verstärker nachgeschaltet. Um einer eventuellen Verschiebung des Ruhepotentials des Ausgangssignals, die sich durch den Dunkel- bzw. Sperrstrom der Photodiode einstellen kann, zu verhindern, wird der zweite Verstärker oft durch eine AC-Kopplung mit dem ladungsempfindlichen Verstärker, wie in Kapitel 5 Abbildung 14 zu sehen ist, verbunden.

Der Differenzenverstärker wurde zunächst gemäß der in Kapitel 5 vorgestellten Beispielschaltung realisiert. Bei der Simulation dieser Schaltungskonfiguration hat sich jedoch am Ausgang des zweiten Verstärkers, wie in Abbildung 19 anhand des Signals Uout2 zu sehen ist, ein Unterschwinger eingestellt. Solche Unterschwinger müssen für die Auswertung in einem zählenden Auslesungsansatz jedoch vermieden werden, da andernfalls ein Vergleich mit einer konstanten Schwelle, welche über die Auslösung eines Zählimpulses entscheidet, nicht möglich ist. Der Unterschwinger entsteht durch die zeitgleiche Entladung des ladungsempfindlichen Verstärkers über den Rückkoppelwiderstand R_F . Dieser Rückkopplungswiderstand verursacht eine Polstelle in der Übertragungsfunktion des ladungsempfindlichen Verstärkers und in Folge des Gesamtsystems. Aufgrund dessen muss diese Polstelle mithilfe einer Nullstelle aufgehoben werden.

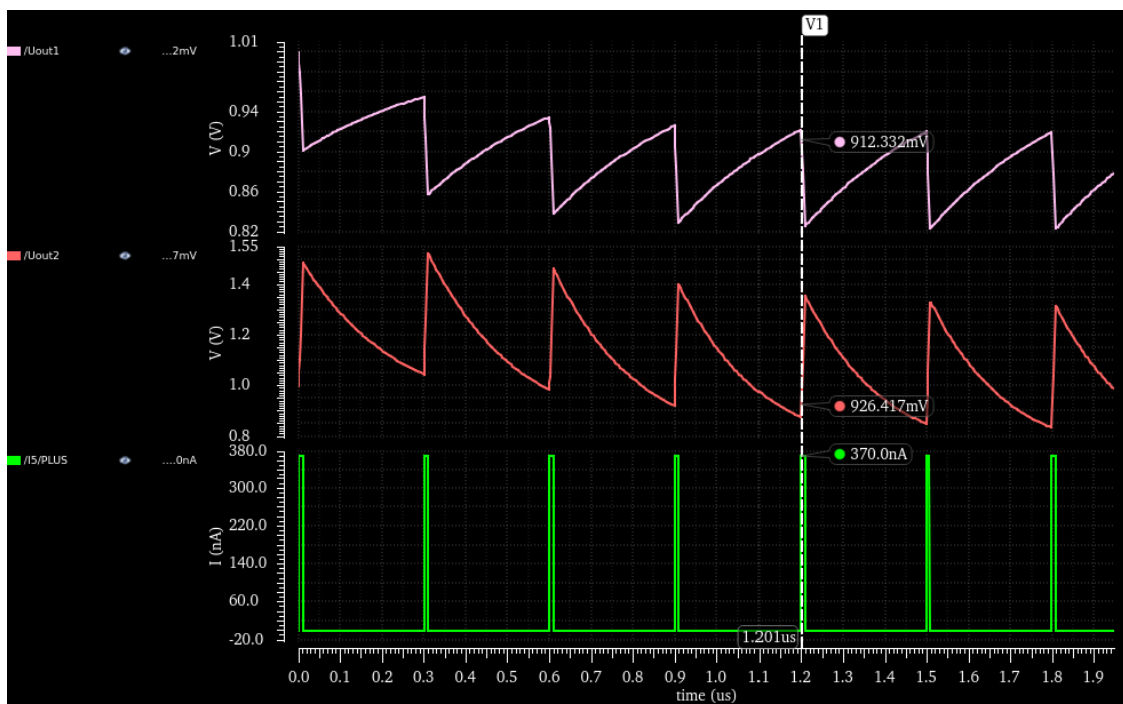


Abbildung 19 Unterschwinger

Eine Möglichkeit eine Nullstelle in die Übertragungsfunktion der Gesamtschaltung einzuführen, ist in Abbildung 20 dargestellt. Hierbei wird dem Kopplungskondensator C_{AC} der Widerstand R_{AC} parallelgeschaltet. [22][24]

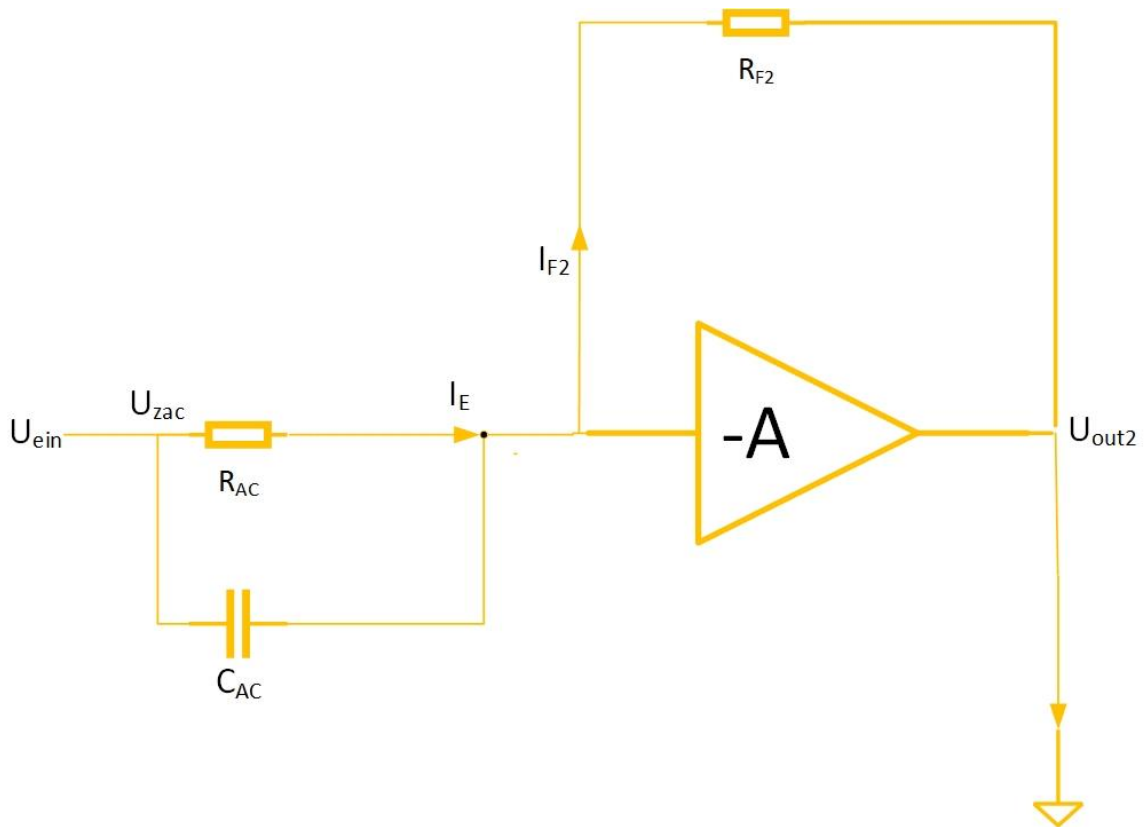


Abbildung 20 Differenz Verstärker

7.3.1 Übertragungsfunktion der zweiten Stufe

Die Spannung am Eingang des Verstärkers wird mit U_{ein} und der Ausgang mit U_{out2} beschrieben. Aus dem Maschenumlauf am Eingang des Verstärkers folgt:

$$U_{EIN} - U_{zac} = 0 \quad \Rightarrow \quad U_{EIN} = U_{zac} \quad (F\ 43)$$

Aus einem zweiten Maschenumlauf am Ausgang des Verstärkers ergibt sich:

$$U_{rf2} + U_{out2} = 0 \quad \Rightarrow \quad U_{rf2} = -U_{out2} \quad (F\ 44)$$

Für die Ströme im Eingangs- und Rückkopplungspfad des Verstärkers gilt auf Grund der hohen Eingangsimpedanz des Verstärkers:

(F 45)

$$I_E = I_{F2}$$

Demnach folgt:

(F 46)

$$I_E = U_{zac} \frac{(1 + sR_{ac}C_{ac})}{R_{ac}} = \frac{U_{rf2}}{R_{f2}} = I_{F2}$$

Somit ergibt sich die Übertragungsfunktion:

(F 47)

$$H_2(s) = \frac{U_{out2}}{U_{EIN}} = - \frac{(1 + sR_{ac}C_{ac})R_{f2}}{R_{ac}}$$

7.4 Pole-Zero Kompensation

Um die Gesamtübertragungsfunktion zu berechnen, werden zunächst beide Teilübertragungsfunktionen, $H_1(s)$ (Gleichung (F 37)) und $H_2(s)$ (Gleichung (F 47)) miteinander multipliziert. Es gilt also:

(F 48)

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$$

$H_1(s)$ und $H_2(s)$ in Gleichung (F 48 eingesetzt ergibt:

(F 49)

$$H(s) = \left(- \frac{R_f}{1 + sR_fC_f} \right) \cdot \left(- \frac{(1 + sR_{ac}C_{ac})R_{f2}}{R_{ac}} \right)$$

(F 50)

$$H(s) = \frac{R_f R_{f2}}{R_{ac}} \cdot \frac{1 + sR_{ac}C_{ac}}{1 + sR_fC_f}$$

Es wurde bereits erwähnt, dass beim ladungsempfindlichen Verstärker durch den Entladewiderstand R_F eine Polstelle entsteht. Eine Nullstelle wiederum entsteht, wenn der Kapazität am Eingang der zweiten Stufe (Abbildung 14) ein Widerstand parallelgeschaltet

wird. Eine Pole-Zero Kompensation stellt sich ein, wenn die Nullstelle und die Polstelle der Übertragungsfunktion sich heraus kürzen. Hierfür muss die folgende Bedingung erfüllt sein:

$$R_{ac}C_{ac} = R_fC_f \quad (F 51)$$

Für die Wahl der Kopplungskapazität C_{AC} folgt dann:

$$R_{ac} = \frac{R_fC_f}{C_{ac}} \quad (F 52)$$

Die Gesamtübertragungsfunktion ergibt sich nach Anwendung der Pol-Nullstellenkompensation zu:

$$H(s) = \frac{R_fR_{f2}}{R_{ac}} \quad (F 53)$$

Die Übertragungsfunktion kann anhand der Simulation in Abbildung 21 überprüft werden. Laut (F 53) muss sich bei einem Stromimpuls von 3,7nA ein Spannungsabfall von -185mV einstellen. Aus Abbildung 22 können die Größen der verwendeten Widerstände entnommen werden.

$$U_{out2} = -3,7nA \frac{10M\Omega \cdot 100K\Omega}{20K\Omega} = -185mV \quad (F 54)$$

Das aus der Übertragungsfunktion abgeleitete Ergebnis in Gleichung (F 54) stimmt demnach mit der Simulation in Abbildung 21 überein.

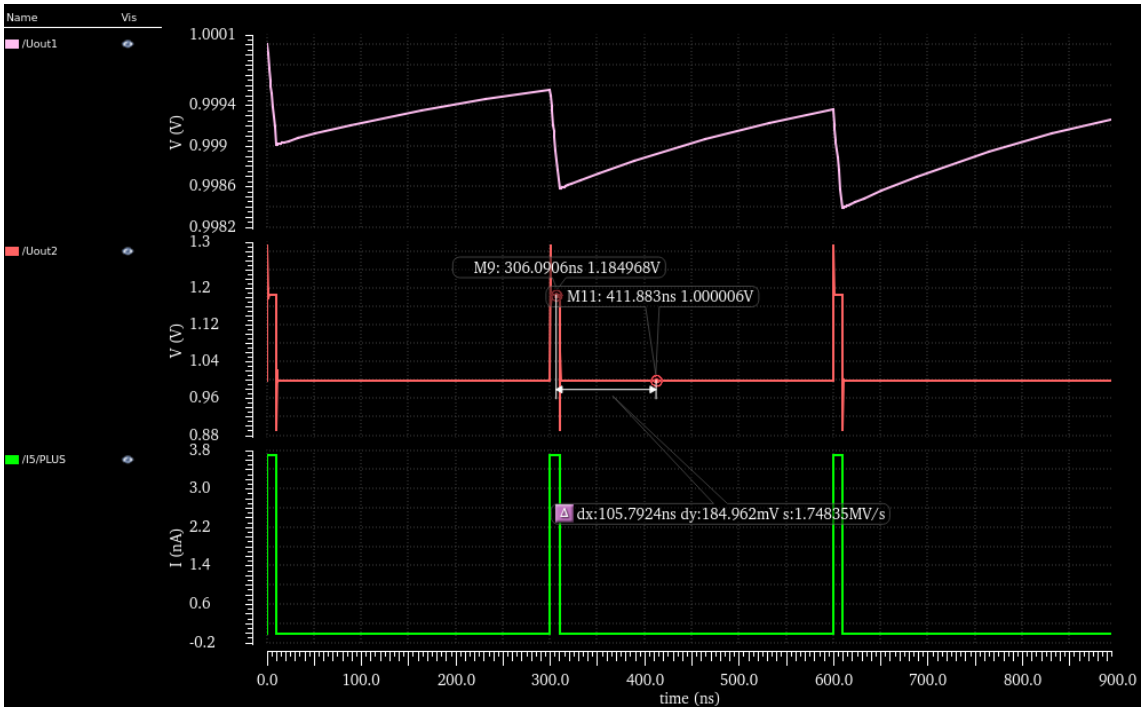


Abbildung 21 Simulation für die Übertragungsfunktion

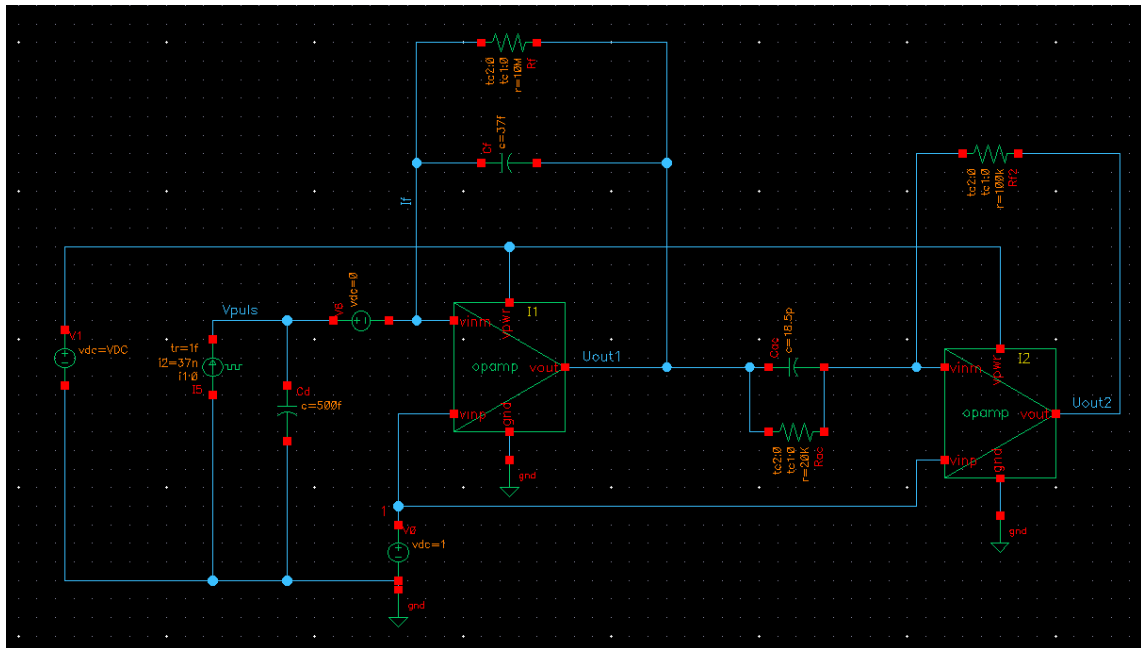


Abbildung 22 Modellschaltung

7.5 Rauschen des Gesamtsystems

In diesem Kapitel werden die Rauschquellen untersucht, die auf den Ausgang der Ausleseketten wirken. Rauschen beschreibt die statistische Abweichung eines Signals von seinem tatsächlichen Wert. Die Beiträge aller Rauschquellen überlagern sich mit den eigentlichen Signalen und führen zu entsprechenden Schwankungen am Ausgang. Rauschen, das direkt in den Eingang der Schaltung wirkt, wird verstärkt auf den Ausgang gegeben. Rauschen schränkt den nutzbaren dynamischen Bereich einer Ausleseschaltung in Bezug auf kleine Signalpegel ein. Übersteigt der Rauschbeitrag die Signalamplitude, kann das Signal nicht rekonstruiert werden und eine Messung ist nicht möglich. Aus diesem Grund ist es wichtig, das Rauschen auf ein Minimum zu reduzieren, während die Signalverstärkung maximiert wird.

Mithilfe von Simulationen wurde deutlich, dass der Eingangstransistor des ladungsempfindlichen Verstärkers eine dominante Rauschquelle darstellt. Bei CMOS Transistoren basiert das Rauschen auf zwei Effekten, das thermische Rauschen und das $1/f$ Rauschen.

Das thermische Rauschen bzw. das Widerstandsrauschen kommt in allen elektrischen Bauteilen mit Verlustwiderständen vor. Es ist auf die zufällige Bewegung der Elektronen zurückzuführen, die je nach Temperatur zu- oder abnimmt. Das thermische Rauschen ist frequenzunabhängig und wird im Kanal eines MOS-Transistors durch die Wärmebewegung der Ladungsträger erzeugt.

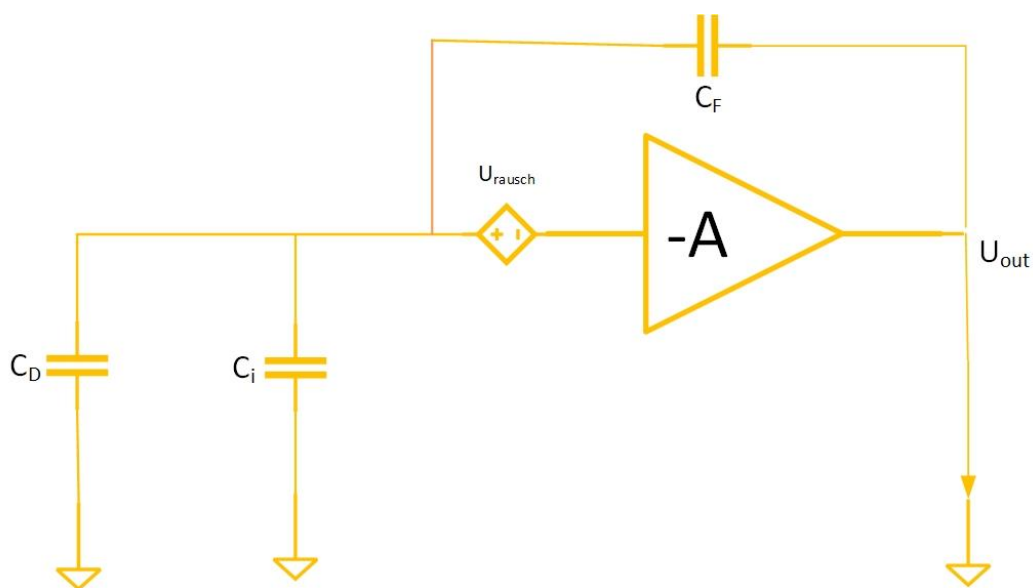


Abbildung 23 Modellierung der Rauschquellen

Für die Berechnung der Rauschübertragungsfunktion wird der ladungsempfindliche Verstärker als rauschfreier Verstärker mit sehr hoher Verstärkung und einer Spannungsquelle am Eingang des Verstärkers, wie in Abbildung 23 dargestellt, modelliert. Für die Berechnung der Rauschübertragungsfunktion wird das in Abbildung 23 dargestellte Ersatzschaltbild verwendet.

$$H_{rausch} = \frac{U_{out}}{U_{rausch}} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (F\ 55)$$

Dabei ist β die Impedanz, die sich im Rückkopplungspfad des Verstärkers befindet. Bei einem sehr hohen Verstärkungsfaktor kann A vernachlässigt werden. Somit kann die Gleichung wie folgt vereinfacht werden.

$$H_{rausch} = \frac{U_{out}}{U_{rausch}} = \frac{1}{\beta} \quad (F\ 56)$$

Die Gleichung für β , welche die Rückkopplung der Ausgangsspannung auf den Eingang beschreibt, ergibt sich auf Grund des kapazitiven Spannungsteilers, der sich aus der Feedback Kapazität C_f , der Detektorkapazität C_d und der Eingangskapazität des Verstärkers C_i bildet zu:

$$\beta = \frac{U_{rausch}}{U_{out}} = \frac{\frac{1}{s(C_d + C_i)}}{\frac{1}{sC_f} + \frac{1}{s(C_i + C_d)}} = \frac{sC_f}{s(C_f + C_i + C_d)} = \frac{C_f}{C_i + C_d + C_f} \quad (F\ 57)$$

Somit ergibt sich die Rauschübertragungsfunktion zu:

$$H_{rausch} = \frac{C_f}{C_i + C_d + C_f} \quad (F\ 58)$$

Als nächstes wird das frequenzunabhängige thermische Rauschen untersucht. Die spektrale Rauschleistungsdichte eines MOS Transistors in Sättigungsbereich ergibt sich im Strombereich zu:

$$S_{thc} = \frac{8}{3} kT g_m \quad (F\ 59)$$

Dabei ist g_m die Transistorsteilheit, k die Boltzmannkonstante und T die absolute Temperatur in Kelvin.

Das thermische Rauschen, welches auf die Gate-Source-Spannung des Eingangstransistors bezogen wird, ergibt

$$S_{thv} = \frac{8}{3} kT \frac{1}{g_m} \quad (F\ 60)$$

Es ist aus CMOS Grundlagen bekannt, dass die Transistorsteilheit und dadurch das eingangsbezogene Rauschen verbessert werden kann, indem der Drainstrom erhöht wird. Parallel dazu werden kürzere Kanallängen gewählt. Zu kurze Kanallängen führen wiederum zu Kurzkanaleffekten, die den Ausgangswiderstand des Transistors negativ beeinflussen und damit die Verstärkung reduzieren. Es kommt noch hinzu, dass die Kanalbreite nicht unabhängig vom Drainstrom skaliert werden kann. Bei einer festen Kanalbreite führt eine Erhöhung des Drainstroms zum Anstieg der Sättigungsspannung.

$$V_{DSAT} = V_{GS} - V_{th} \quad (F\ 61)$$

Um zu vermeiden, dass der dynamische Eingangs- und Ausgangsspannungsbereich verringert wird, wird die Transistorbreite entsprechend des Drainstroms skaliert, was jedoch zu einer Erhöhung der Eingangskapazität führt.

Die thermische Rauschleistungsdichte S_{thv} des Eingangstransistors hat dementsprechend die folgende Ausgangsrauschleistungsdichte S_{tho} zur Folge:

$$S_{tho} = S_{thv}|H|^2 \quad (F 62)$$

$$S_{tho} = \frac{8}{3 g_m} kT \frac{(C_i + C_d + C_f)^2}{C_f^2} \quad (F 63)$$

Dabei entspricht die Kapazität C_i der Gate-Source-Kapazität des Eingangstransistors. Diese Kapazität wird anhand der Größe des Transistors bestimmt. Hierzu wird die Oxydkapazität C_{ox} herangezogen, bei der es sich um eine Technologiekonstante handelt und vom Hersteller angegeben wird. Zur Bestimmung dieser Kapazität wird die in der Literatur angegebene Transistorformel für gesättigte Transistoren in starker Inversion verwendet.

$$C_i = C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} WL \quad (F 64)$$

Folgender Zusammenhang besteht zwischen der Transkonduktanz g_m und der Eingangskapazität C_i :

$$g_m = \frac{\sqrt{3\mu I_d C_i}}{L} \quad (F 65)$$

Dabei beschreibt μ die Ladungsträgerbeweglichkeit.

Somit ergibt sich für die Rauschleistungsdichte am Ausgang des ladungsempfindlichen Verstärkers folgende Gleichung:

$$S_{tho} = \frac{8 kTL}{3 \sqrt{3\mu I_d}} \frac{(C_i + C_d + C_f)^2}{\sqrt{C_i C_f^2}} \quad (F 66)$$

Aus der Gleichung wird erkenntlich, dass die Ausgangsrauschleistungsdichte von der Eingangskapazität C_i des ladungsempfindlichen Verstärkers abhängt. In den vorherigen Kapiteln wurde bereits gezeigt, dass die Detektorkapazität von der Geometrie des Detektors abhängt. Ist die Wahl der Detektordiode einmal getroffen, kann die Größe der Detektorkapazität nicht mehr beeinflusst werden. Die Kapazität C_f , die sich im Rückkoppelpfad des ladungsempfindlichen Verstärkers befindet, hat einen Einfluss auf die Signalamplitude der Ausleseketten. Aus diesem Grund kann die Größe auch nicht allzu sehr variiert werden. Es empfiehlt sich somit, durch eine passgenaue Wahl der Eingangskapazität C_i des ladungsempfindlichen Verstärkers, die Optimierung der Rauschübertragung zu erzielen. Für die Minimierung der Rauschleistungsdichte am Ausgang des ladungsempfindlichen Verstärkers, bezogen auf den Eingang gilt folgende Gleichung:

$$\frac{\partial S_{tho}}{\partial C_i} = 0 \quad (F\ 67)$$

Daraus resultiert für das Optimum der Eingangskapazität die folgende Gleichung:

$$C_{i\ opt} = \frac{C_D + C_f}{3} \quad (F\ 68)$$

$$C_{i\ opt} \approx \frac{C_D}{3} \text{ mit: } C_D \gg C_f \quad (F\ 69)$$

Die Gleichung (F 69) stellt eine Bedingung für die Geometrie des Eingangstransistors des ladungsempfindlichen Verstärkers dar. Damit die Steilheit des Transistors möglichst groß ist, wird unter Berücksichtigung von Kurzkanaleffekten die Länge des Transistors möglichst auf ein Minimum reduziert.

Mithilfe der Gleichung (F 64) kann eine optimale Transistorbreite W_{opt} abgeleitet werden:

$$W_{opt} = \frac{3C_{iopt}}{2C_{ox}L} \quad (F 70)$$

$$W_{opt} = \frac{3 \frac{C_D + C_f}{3}}{2C_{ox}L} \quad (F 71)$$

$$W_{opt} = \frac{C_D + C_f}{2C_{ox}L} \quad (F 72)$$

Durch eine ähnliche Vorgehensweise kann auch das 1/f Rauschen des Eingangstransistors minimiert werden. 1/f Rauschen, das in der Literatur auch als Flicker Noise (Funkelrauschen) bezeichnet wird, beschreibt ein Rauschsignal mit einer Spektralverteilung, die mit 1/f bei höheren Frequenzen abfällt. Bei Halbleiterbauelementen werden die Oberflächeneigenschaften für das Funkelrauschen verantwortlich gemacht. Während des Ladungstransports werden Ladungsträger aus dem Transistorkanal in Störstellen an der Grenzfläche zum Gate-Oxid eingefangen und nach einer zufälligen Zeit wieder freigelassen. Auf Grund der spektralen Verteilung bezeichnet man diese Rauschart auch als Rosaruschen. Das eingangsbezogene Funkelrauschen wird mit folgender Gleichung beschrieben:

$$S_f = \frac{K}{C_{ox}WLf} \quad (F 73)$$

Wobei K dem Funkelrauschenkoeffizient des verwendeten Transistors entspricht. Durch die Kombination der Gleichungen (F 64) und (F 73) ergibt sich folgende Gleichung:

$$S_f = \frac{2K}{3f} \frac{(C_i + C_d + C_f)^2}{C_i C_f^2} \quad (F 74)$$

Mit folgender Gleichung kann für die Eingangskapazität C_i ein Minimum der Rauschleistungsdichte errechnet werden:

$$\frac{\partial S_f}{\partial C_i} = 0 \quad (F 75)$$

Das Minimum der Rauschleistungsdichte ergibt sich durch Rechnung für die Eingangskapazität.

$$C_{iopt} = C_d + C_f \quad (F 76)$$

Für die optimale Breite des Eingangstransistors ergibt sich somit folgende Gleichung:

$$W_{opt} = 3 \frac{C_d + C_f}{2C_{ox}L} \quad (F 77)$$

Für kleine Feedbackkapazitäten C_f gilt:

$$C_i \approx C_d \text{ mit: } C_d \gg C_f \quad (F 78)$$

Wenn beide Optimierungskriterien zusammengefasst werden, ergibt sich für die Eingangskapazität C_i folgender Bereich, bei dem sich das Rauschen des Eingangstransistors auf ein Minimum reduzieren:

$$\frac{C_d}{3} \leq C_i \leq C_d \quad (F 79)$$

Die bisher durchgeführten Rechnungen basieren auf Näherungsformeln. Diese Ergebnisse werden als Grundlage für die Dimensionierung der Transistoren genommen und dienen als Ausgangspunkt für detaillierte Simulationen. [25][26][27]

8 Entwurf des ladungsempfindlichen Verstärkers

Die folgenden Kapitel, in denen die bisher vorgestellten Verstärkerschaltungen auf Transistorebene aufgebaut und vorgestellt werden, erfordern Grundlagenkenntnisse in Analog CMOS Design. Aus diesem Grund ist es zu empfehlen sich vorher mit der Videoreihe¹ über Analog CMOS Design von Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Karagounis auseinander zu setzen.

Wie bereits in Kapitel 7.3.1 erwähnt, muss der ladungsempfindliche Verstärker einen großen Verstärkungsfaktor A besitzen. Dadurch kann erreicht werden, dass die effektive Ladungssammlungskapazität des Verstärkers viel größer ist als die der Detektorkapazität. Bei einem einfachen invertierenden Verstärker aus einem PMOS und NMOS ist die Verstärkung nicht vom Strom abhängig. Es würde sich zwar durch die Erhöhung des Stromes die Steilheit des Eingangstransistors vergrößern, aber parallel dazu verringert sich der Ausgangswiderstand der beiden Transistoren. Es kann also gesagt werden, dass der Anstieg der Steilheit der Transistoren durch die Reduktion der Ausgangswiderstände kompensiert wird. Somit wird die Bedingung von Kapitel 7.3.1 nicht erfüllt. Um diese Problematik zu umgehen, werden, wie in Abbildung 24 dargestellt, zur einfachen Verstärkerschaltung noch zwei weitere Transistoren hinzugeschaltet.

Der Kaskodetransistor M3 führt einerseits zu einer Vergrößerung des Ausgangswiderstandes, andererseits ist es möglich am Source von M3 einen zusätzlichen Strom einzukoppeln. Dieser zusätzliche Strom wird vom Transistor M1 eingespeist. Diese Vorgehensweise gestattet es, den Strom durch den Eingangstransistor M4 zu erhöhen, ohne zeitgleich den Strom durch den Transistor M2 zu beeinflussen. Der Strom durch den Transistor M4, setzt sich zusammen aus dem Strom, den die Transistoren M1 und M2 liefern. Durch den hohen Stromfluss steigt dementsprechend die Steilheit des Transistors M4 an, während der Ausgangswiderstand des Transistors M2 durch den unveränderten Stromfluss gleichgroß bleibt. Die Schaltung wurde so dimensioniert, dass durch den Transistor M1 im Vergleich zu M2 der zehnfache Strom fließt. Dies wird mithilfe von Stromspiegelschaltungen realisiert. Das W/L Verhältnis der Transistoren wurde so eingestellt, dass die Transistoren eine Sättigungsspannung von 200 mV erreichen.

¹ <https://www.youtube.com/watch?v=4kebUxYgbFA>

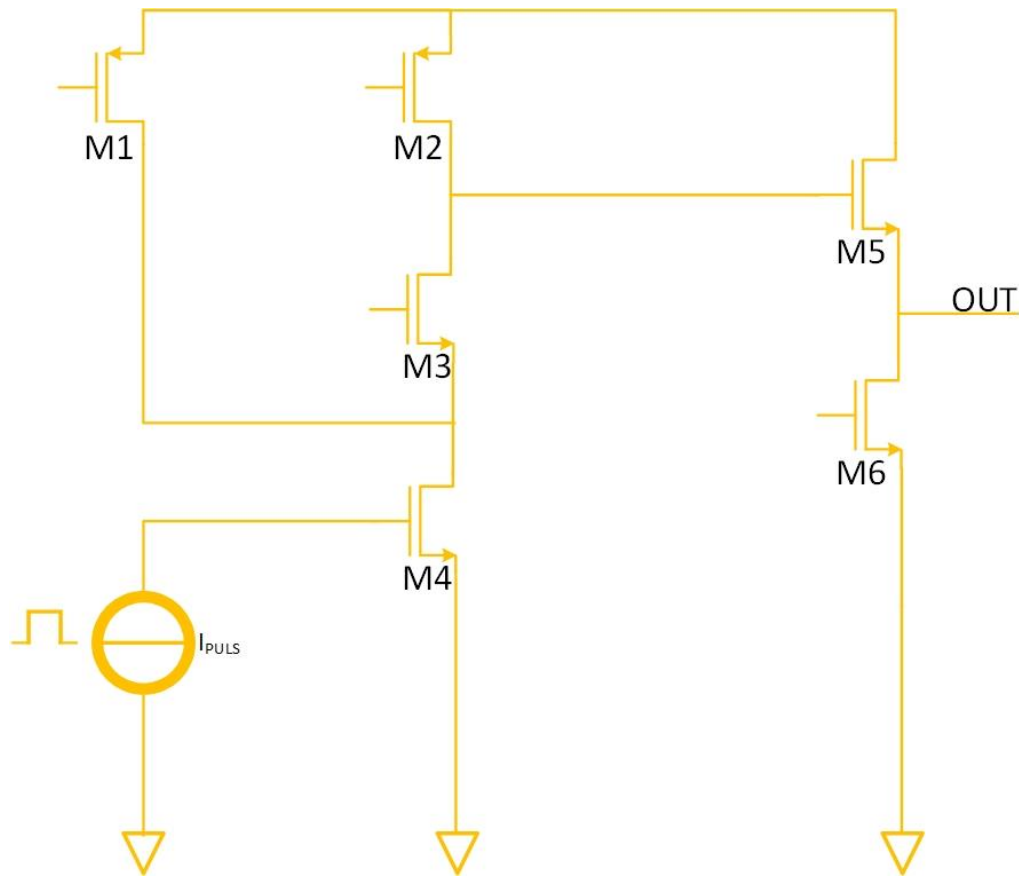


Abbildung 24 Teleskopische Kaskode mit Source Folger

Dem invertierenden Verstärker ist ein Source Folger nachgeschaltet, um den Ausgangswiderstand zu reduzieren. Der Source Folger besteht aus zwei in Reihe geschalteten NMOS Transistoren. Der Transistor M5 ist dabei der Eingangstransistor und mithilfe des Transistors M6 wird der Arbeitspunkt eingestellt. Der Transistor M6 hat eine fest eingestellte Gate-Source Spannung. Durch den Source Folger wird der Pol, der sich am Ausgang des Verstärkers auf Grund des Ausgangswiderstands und der Lastkapazität einstellt, zu höheren Frequenzen verschoben. [28][29][30]

8.1 Stabilitätsprüfung

Die Stabilität wird anhand des Nyquist-Kriteriums beurteilt. Dabei wird die Stabilität eines geschlossenen Regelkreises aus dem Verlauf des Frequenzganges des offenen Regelkreises $F_o(j\omega)$ ermittelt. Es kann also gesagt werden, dass der geschlossene Regelkreis stabil ist, wenn die Ortskurve des Frequenzganges des offenen Regelkreises die Stelle -1 links liegen lässt. Der Vorteil beim Nyquist-Kriterium ist, dass die Stabilität ohne die detaillierte Formulierung der

Übertragungsfunktion bzw. durch Messung/Simulation des Frequenzganges geprüft werden kann.

Die Stabilität kann auch aus einem Bode-Diagramm abgelesen werden. Der Unterschied zur Ortskurve ist, dass im Bode-Diagramm der Amplituden- und Phasengang in zwei getrennte Kurven aufgetragen wird. Die Frequenzachse ist im Bode-Diagramm logarithmisch skaliert. Die Amplitude wird dabei in der logarithmischen Einheit Dezibel aufgetragen. Der geschlossene Regelkreis ist stabil, wenn der Betrag des Frequenzganges des offenen Regelkreises im Bode-Diagramm bei einer Phasendrehung von -180° , einen Wert kleiner als 0 dB erreicht. Wie weit der Phasengang an der Durchtrittsfrequenz von -180° entfernt ist, wird mithilfe der Phasenreserve überprüft. Die Durchtrittsfrequenz ist dabei dort, wo die Verstärkung an 0 dB angelangt.

Zunächst wurde die Schaltung, wie in Abbildung 24 dargestellt, aufgebaut. In Abbildung 25 ist der Aufbau in Cadence dargestellt.

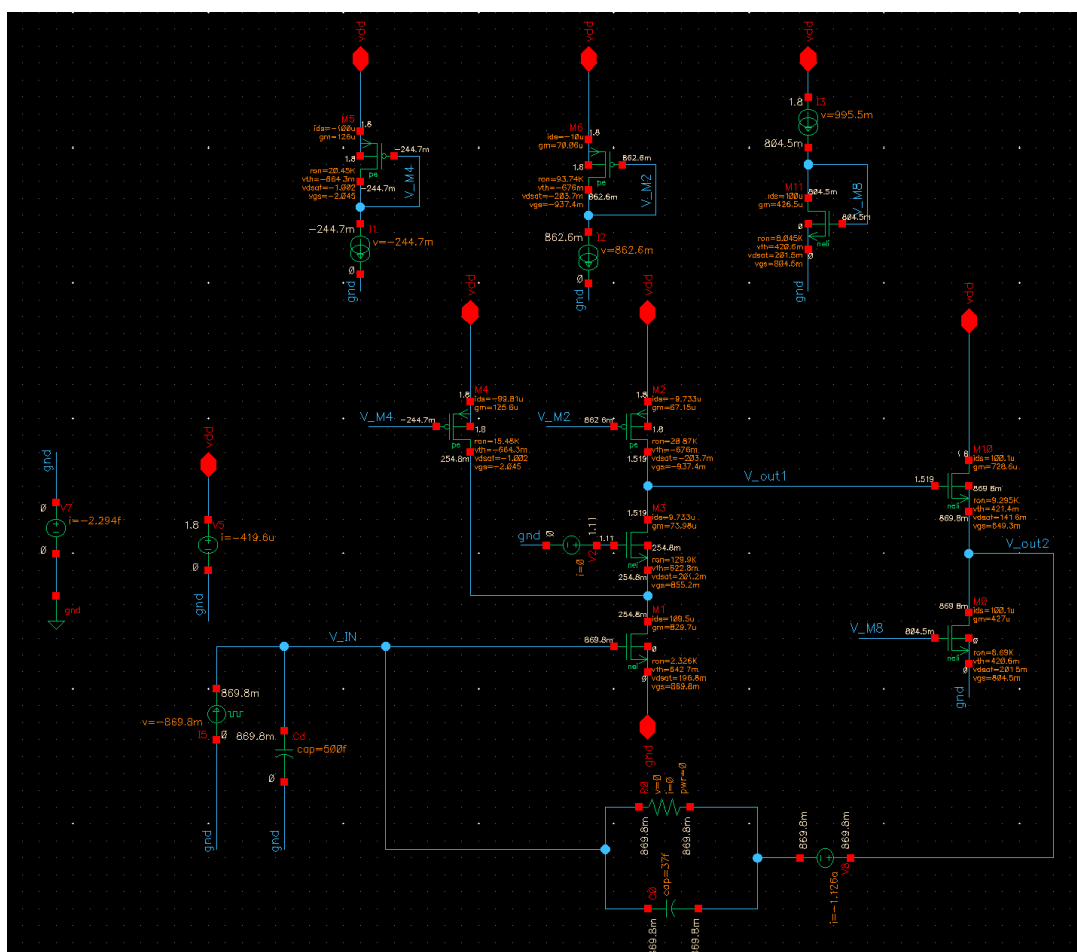


Abbildung 25 Ladungsempfindlicher Verstärker in Cadence V1

Als nächstes wird die Stabilitätsprüfung durchgeführt. Um eine Simulation starten zu können muss hierfür zunächst kenntlich gemacht werden, an welcher Stelle der geschlossene Regelkreis geöffnet werden soll. Dies wird gemacht, indem eine DC Spannungsquelle $V8$ in Reihe zu der Parallelschaltung $R0//C0$ geschaltet wird. Jetzt kann eine STB-Analyse gestartet werden. In Abbildung 26 ist das Resultat der Simulation dargestellt.

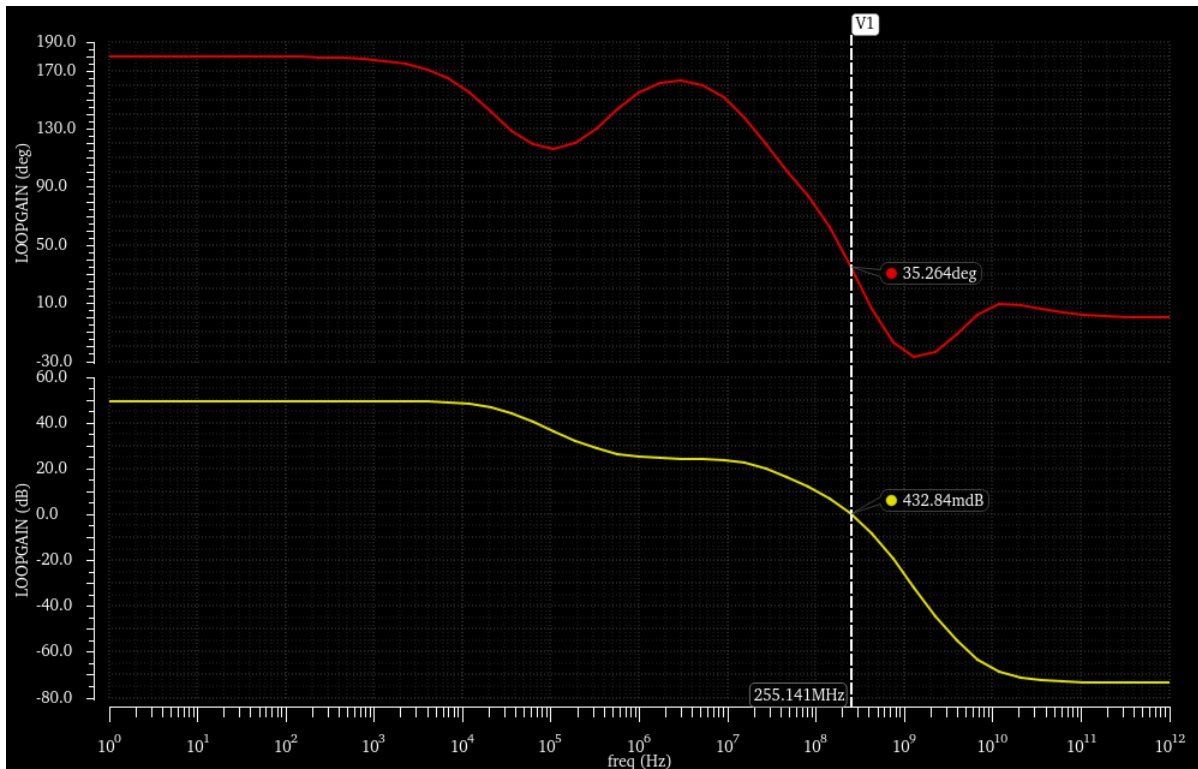


Abbildung 26 STB Analyse V1

Es ist zu erkennen, dass sich die Phase des Verstärkers, bevor der dominante Pol wirkt, bei 180° befindet, was auf die invertierende Wirkung des Verstärkers zurückzuführen ist. Die dominante Polstelle liegt bei ca. 30 kHz. Anschließend wirkt bei ca. 400 kHz eine Nullstelle. Die Nullstelle ist auf das Feedback zurückzuführen. Die Nullstelle bewirkt, dass die Verstärkung nicht weiter abfällt und die Phase erneut ansteigt, erreicht aber die 180° nicht mehr. Die nächste Polstelle wirkt bei ca. 5 MHz. Kurz danach wirkt bereits die nächste Polstelle bei ca. 143 MHz. Dies führt dazu, dass sich beim 0 dB Durchgang eine Phasendrehung von ca. 35° einstellt. Es sollte jedoch mindestens eine Phasenreserve von 60° erreicht werden.

Die Lage der einzelnen Pol- und Nullstellen muss genauer überprüft werden. Dies ist bei dieser Simulationsart bzw. mit Hilfe der STB-Analyse jedoch nicht möglich. Stattdessen wird die AC-Analyse verwendet. Mithilfe der AC-Analyse wird ein Wechselsignal angelegt und die Signal Übertragungen von einem Punkt in der Schaltung zu einem anderen Punkt (z.B. die Übertragungsfunktion zwischen V_IN und V_OUT1) dargestellt bzw. simuliert. Somit können Verstärkung und Phase in den einzelnen Teilschaltungen der ersten Stufe im Bode-Diagramm betrachtet werden. Bei der AC-Analyse wird der Regelkreis nicht wie bei der STB-Analyse automatisch geöffnet. Deswegen muss die Schaltung zuerst modifiziert bzw. der Regelkreis manuell geöffnet werden. Um den Regelkreis für die AC-Analyse zu öffnen, wird ein LC-Tiefpassfilter mit einer sehr kleinen Grenzfrequenz in die Schaltung hinzugefügt. Der LC-Tiefpassfilter bewirkt, dass der Wechselanteil des Signals, welches die Schaltung durchläuft, nach Masse abgeleitet wird. Dies führt wiederum dazu, dass das Signal nicht wieder an den Eingang zurückgekoppelt wird. Da für sehr tiefe Frequenzen keine Dämpfung des Signals stattfindet, bleibt der Arbeitspunkt davon unbeeinflusst, weil die Rückkopplung im DC-Verhalten weiter vorhanden ist. In Abbildung 27 ist die modifizierte Schaltung dargestellt.

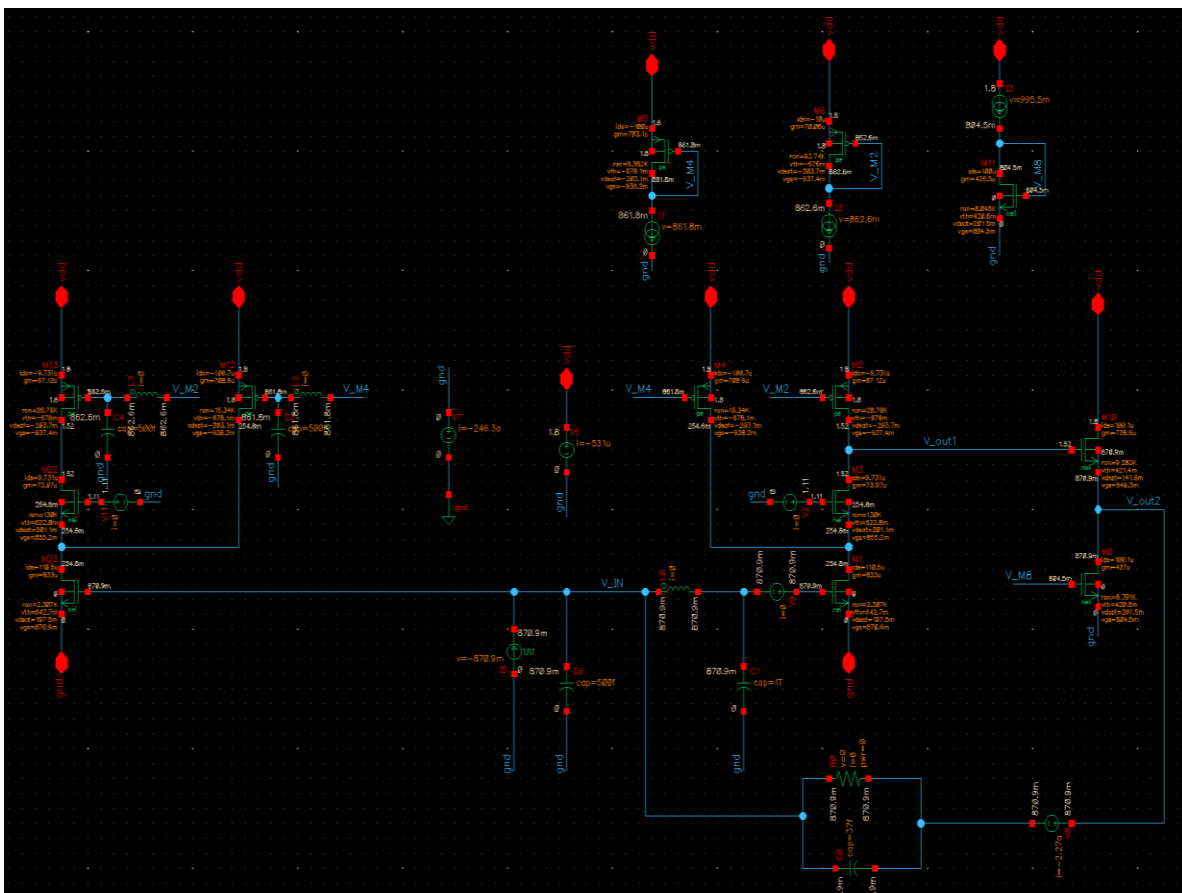


Abbildung 27 Ladungsempfindlicher Verstärker mit Tiefpassfilter

Der LC- Tiefpassfilter wird an den Eingang des ladungsempfindlichen Verstärkers platziert und mit einer Induktivität von 1 TH (Terahenry) und einer Kapazität von 1 TF (Terafarad) dimensioniert. Im AC-Fall wirken die Signale, die aus dem Ausgang des Verstärkers kommen, auf die Induktivität ein. Wenn die Frequenz hoch ist, verhält sich die Induktivität wie ein unendlich großer Widerstand. Hochfrequente Signale können somit die Induktivität nicht passieren. Signale, welche die Induktivität passieren, werden mithilfe des Kondensators nach Masse abgeleitet. Der Arbeitspunkt stellt sich trotzdem richtig ein, weil sich im DC-Fall die Induktivität wie ein Kurzschluss verhält. Somit wird der Regelkreis für Wechsignale an dieser Stelle gebrochen. Die Anwendung dieser Methode bringt allerdings ein Problem mit sich. Wenn das Netz V_{IN} betrachtet wird, kann festgestellt werden, dass zwar die Kapazität des Detektors C_d und die Kapazität C_0 aus dem Feedback mit dem Netz verbunden sind, jedoch die Kapazität des Eingangstransistors auf Grund des Tiefpassfilters nicht mehr auf das Netz V_{IN} einwirken kann. Je nachdem, wie groß die Kapazität des Eingangstransistors ist, kann die Simulation verfälscht werden bzw. der Simulator nicht dieselben Ergebnisse wie bei der STB-Analyse liefern. Eine Möglichkeit, um dieses Problem zu umgehen, ist, die Schaltung der ersten Stufe zu duplizieren und im konkreten Fall links ans Netz V_{IN} zu verbinden. Somit wirkt die Kapazität des Eingangstransistors in gleicher Weise wie beim geschlossenen Regelkreis. Die duplizierte Schaltung hat, abgesehen von der kapazitiven Belastung des Netzes V_{IN} , keine weitere Funktion bzw. keinen weiteren Einfluss auf die Simulation.

In Abbildung 28 ist das Ergebnis der Simulation dargestellt. Um genauer zu überprüfen, wie die Gesamtverstärkung von den einzelnen Stufen der Schaltung beeinflusst wird, sind Ergebnisse der Simulationen in einem gemeinsamen Bode-Diagramm zusammengefügt.

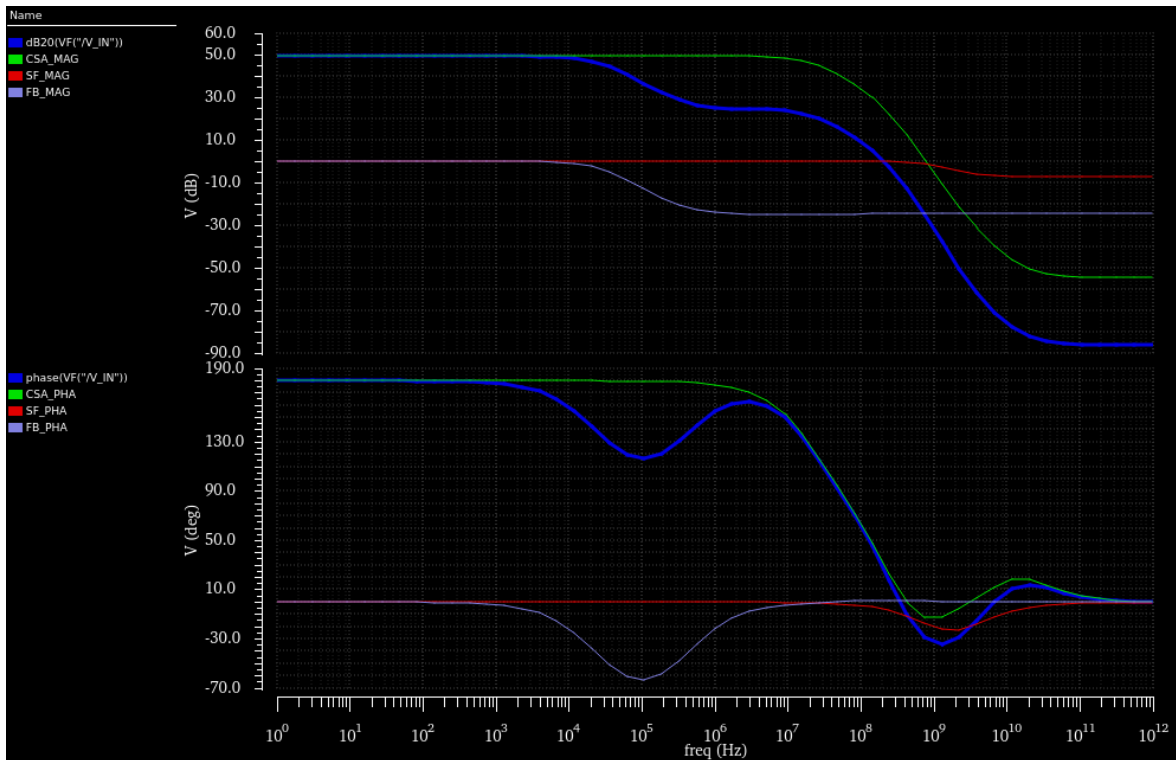


Abbildung 28 Ladungsempfindlicher Verstärker Übertragungsfunktion der einzelnen Stufen

Der blaue Verlauf beschreibt die Verstärkung und die Phase der Gesamtübertragungsfunktion im Bode-Diagramm. Der grüne Verlauf beschreibt die Übertragungsfunktion der ersten Stufe. Der rote Verlauf beschreibt die Übertragungsfunktion des Source Follers. Der lila Verlauf beschreibt die Übertragungsfunktion des Feedbacks.

In der Gesamtübertragungsfunktion ist zu erkennen, dass der Pol des Feedbacks auf die Gesamtübertragungsfunktion bei ca. 20 kHz wirkt. Somit nimmt die Verstärkung ab. Im weiteren Verlauf kann gesehen werden, dass die Nullstelle des Feedbacks bei ca. 450 kHz dafür sorgt, dass die Gesamtverstärkung einen konstanten Verlauf annimmt. Bei ca. 20 MHz wirkt die Polstelle der ersten Stufe auf die Gesamtübertragungsfunktion. Bei ca. 24 GHz bzw. weit oberhalb der Durchtrittsfrequenz wirkt die Nullstelle der ersten Stufe auf die Gesamtübertragungsfunktion. Der Source Foller hat durchgehend eine Verstärkung von ca. 0 dB. Aus diesem Grund haben die Pol- bzw. Nullstelle des Source Follers keinen großen Einfluss auf die Übertragungsfunktion. Das Signal wird also vom Source Foller nicht verstärkt, sondern nur weitergeleitet. Das System ist insgesamt instabil.

An dieser Stelle müssen die Pol- und Nullstellen durch Schaltungstechnik so verschoben werden, dass das System stabil wird. Um das zu erreichen, wird die Schaltung wie in Abbildung 29 dargestellt, geändert. Während der Feedbackwiderstand weiter am Ausgang des Source-Folgers angeschlossen ist, wird die Feedbackkapazität direkt auf den Ausgang des invertierenden Verstärkers gelegt.

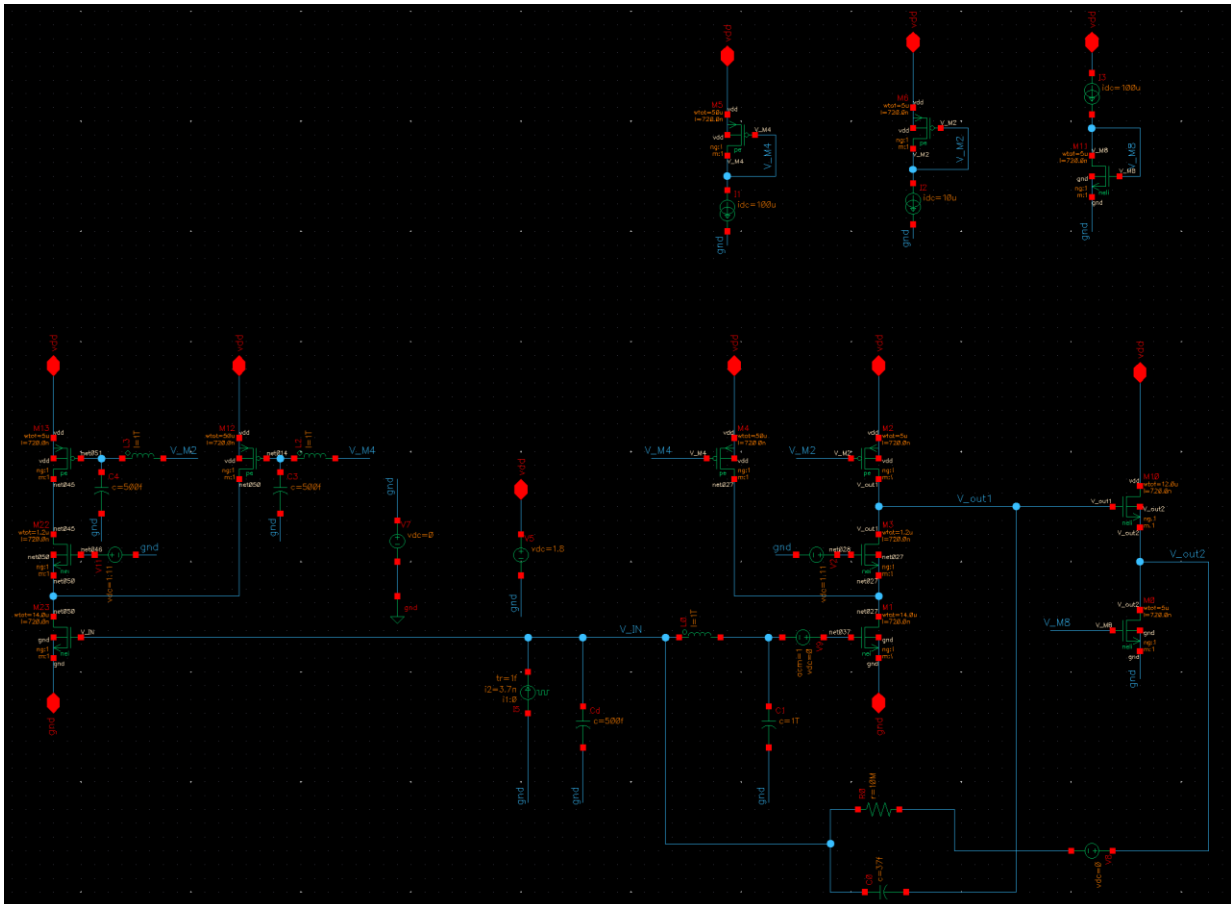


Abbildung 29 Ladungsempfindlicher Verstärker V2

In Abbildung 30 ist die Simulation für die AC-Analyse dargestellt.

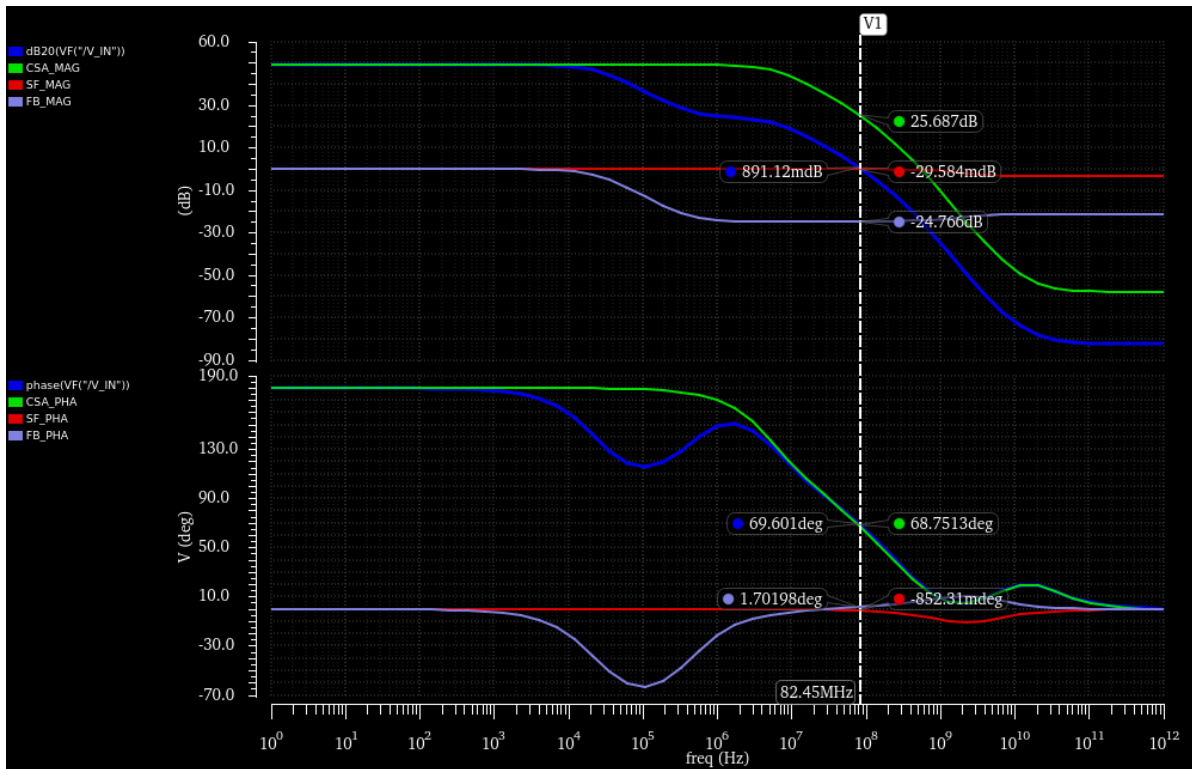


Abbildung 30 Ladungsempfindlicher Verstärker Übertragungsfunktion der einzelnen Stufen V2

In erster Linie ist zu erkennen, dass das System stabil ist. Mit der Änderung wurde auch eine Phasenreserve über 60° erreicht. Genauer gesagt, wird eine Phasenreserve von ca. 69° erreicht.

Den Simulationsergebnissen kann entnommen werden, dass sich durch die Schaltungsänderung das Frequenzverhalten am Ausgang der ersten Stufe bzw. des invertierenden Verstärkers am stärksten verändert. Dadurch, dass die kapazitive Last des Rückkoppelkondensators nicht mehr am Ausgang des Source Followers, sondern am Ausgang des invertierenden Verstärkers einwirkt, verschiebt sich der entsprechende Pol zu tieferen Frequenzen. Das hat in diesem Fall den Vorteil, dass die Durchtrittsfrequenz sinkt und die Phasenverschiebung geringer wird. Beim Feedback und dem Source Follower sind keine großen Änderungen zu erkennen. Um zu überprüfen, ob die Simulationsergebnisse richtig sind, wird mit der Schaltung erneut die STB-Analyse durchgeführt. Bevor die STB-Analyse gestartet werden kann, muss die Schaltung für die STB-Analyse vorbereitet werden. Der LC-Tiefpass wird entfernt und stattdessen die DC-Spannungsquelle neu platziert. Da der Kondensator des Feedbacks am Ausgang des invertierenden Verstärkers angeschlossen wurde, wird das Signal an dieser Stelle an den Eingang zurückgeführt. Deswegen muss der Regelkreis genau an dieser

Stelle geöffnet werden, da ansonsten die STB-Analyse durch die verschachtelte Rückkopplung verfälscht wird. Die Änderung wird in Abbildung 31 dargestellt.

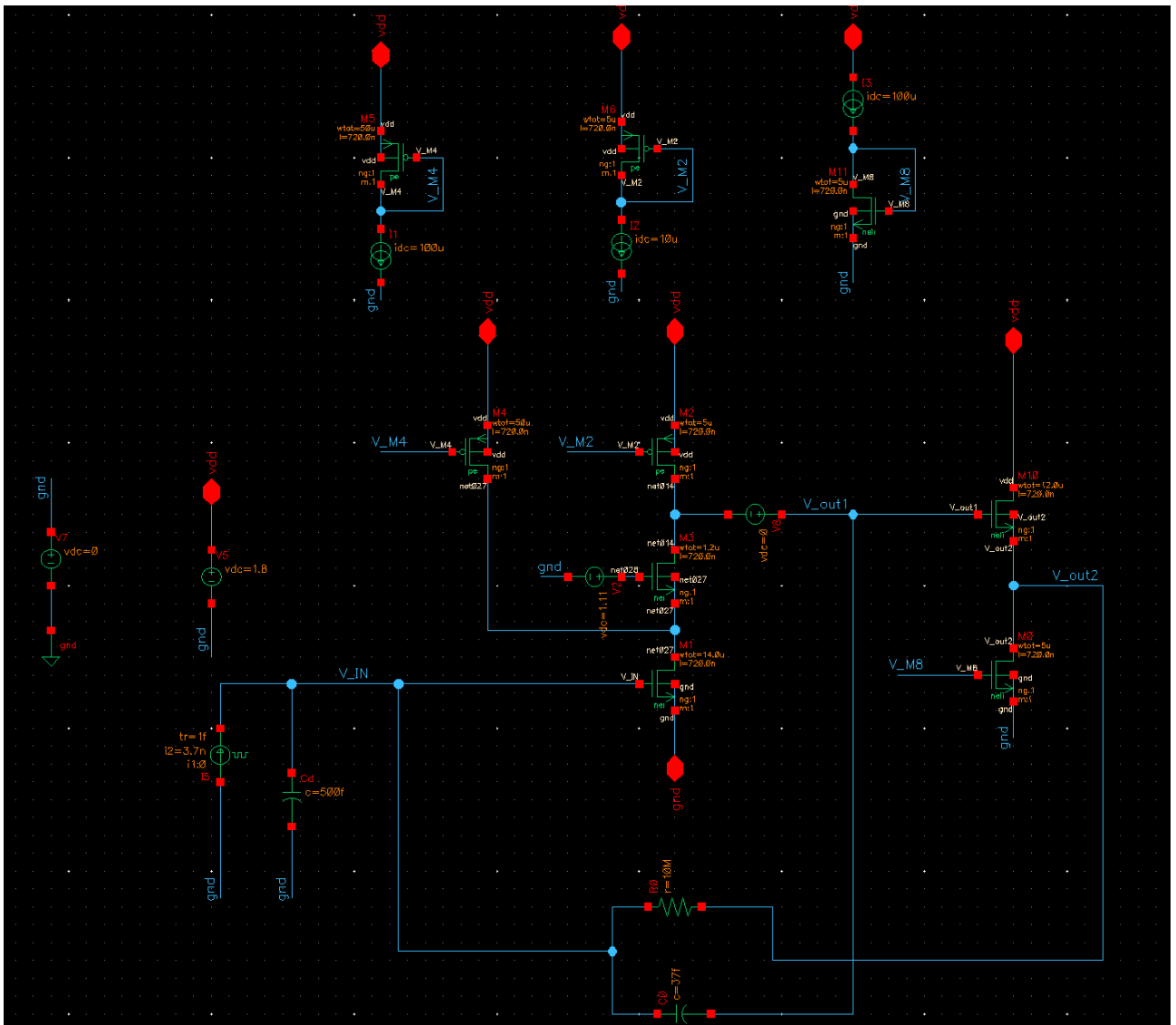


Abbildung 31 Ladungsempfindlicher Verstärker STB Analyse V2

Anschließend wird die STB-Analyse gestartet. In Abbildung 32 ist das Ergebnis der Simulation dargestellt.

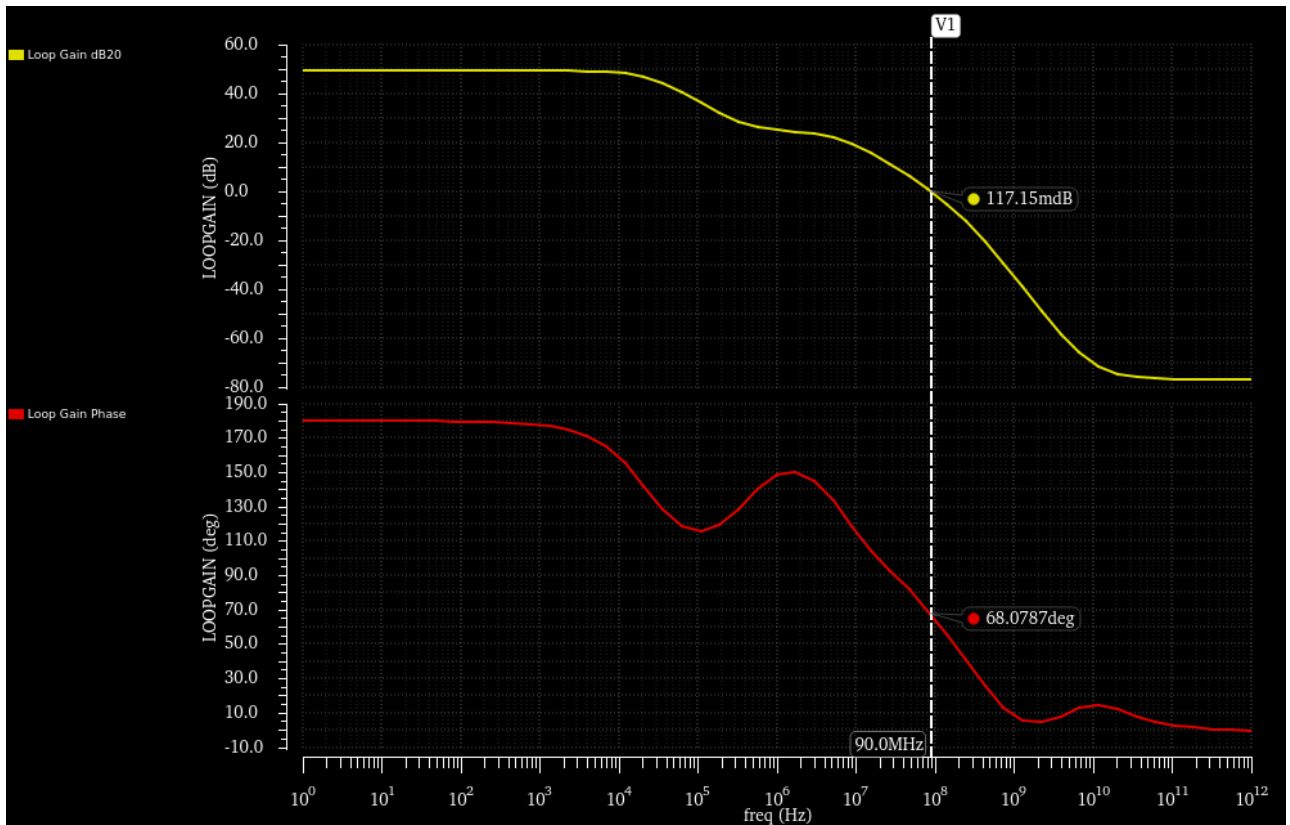


Abbildung 32 Simulation STB-Analyse

Es kann festgestellt werden, dass das Ergebnis der STB-Analyse dem Ergebnis der Simulation, welche in Abbildung 30 dargestellt wurde, ähnlich ist. [23][25][26][27]

8.2 Rauschsimulation

Zunächst muss eine Rauschsimulation konfiguriert werden. Nachdem der Simulator für die Simulation korrekt konfiguriert wurde, müssen noch bei der Stromquelle, welche die Stromimpulse generiert bzw. die PIN-Diode simuliert, Rauschbeiträge hinzugefügt werden. Die Formel für die spektrale Rauschleistungsdichte für eine in Sperrrichtung betriebene Diode ist:

$$S_D = 2 \cdot I_{sperr} e \quad (F 80)$$

I_{sperr} steht dabei für den Sperrstrom der Diode. Dieser Wert kann aus der Tabelle 20 abgelesen werden. Im Fall der verwendeten Detektordiode beträgt der Sperrstrom 1,5pA. Eingesetzt in die Formel ergibt sich für die spektrale Rauschleistung der Detektordiode:

(F 81)

$$S_D = 2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} A \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} C = 480 \cdot 10^{-30} \frac{A^2}{Hz}$$

In Abbildung 33 wird der entsprechende Eintrag im Simulator dargestellt.

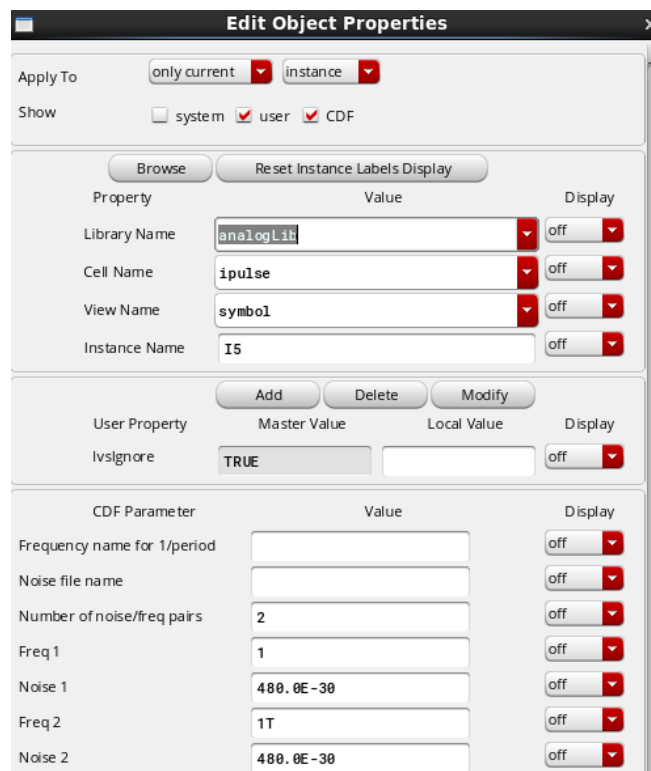


Abbildung 33 Spektrale Rauschleistungsichte für die Diode

Anschließend wird die Rauschsimulation durchgeführt und die 10 stärksten Rauschquellen werden aufgelistet. Um den Rauschbeitrag zu minimieren, wurden die W/L Verhältnisse, Sättigungsspannungen bzw. die Arbeitspunkte der Transistoren und der Strom durch die Zweige so angepasst, dass der Effektivwert der Rauschspannung am Ausgang des ladungsempfindlichen Verstärkers von anfänglichen 1,65 mV auf 1,12 mV reduziert wurde. In Abbildung 34 sind die 10 Rauschquellen mit dem größten Rauschbeitrag dargestellt.

Device	Param	Noise Contribution	% Of Total
M1.m1	id	0.000674019	36.06
M10.m1	id	0.00046999	17.53
M2.m1	id	0.00034735	9.58
/R0	rn	0.000325706	8.42
M0.m1	id	0.000313625	7.81
M3.m1	id	0.000258176	5.29
M4.m1	id	0.000255253	5.17
M6.m1	id	0.000194295	3.00
/I5	ext_file_noise	0.000175296	2.44
M1.m1	fn	0.00014694	1.71

Integrated Noise Summary (in V) Sorted By Noise Contributors
Total Summarized Noise = 0.00112241
Total Input Referred Noise = 0.000316379

Abbildung 34 Rauschquellen

Es ist zu erkennen, dass der Eingangstransistor M1 des ladungsempfindlichen Verstärkers, wie erwartet mit ca. 36%, den größten Rauschbeitrag leistet. Die restlichen Rauschbeiträge sind typische bzw. zu erwartende Werte.

In Abbildung 35 wird das Rauschspektrum dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bei tiefen Frequenzen ein frequenzabhängiger Rauschbeitrag existiert. Je kleiner die Frequenz, desto größer der Rauschbeitrag. Die Amplitude nimmt also mit steigender Frequenz ab. Dies entspricht dem zuvor erwähnten $1/f$ Rauschen, welches auch Funkel- oder Rosaruschen genannt wird. Bei hohen Frequenzen ist der Rauschbeitrag konstant, der Rauschbeitrag ist also unabhängig von der Frequenz. Hierbei handelt es sich um die thermischen Rauschanteile. Oberhalb der Bandbreite der Schaltung wird das Rauschen nochmalig reduziert, da die Beiträge der Rauschquellen, welche auf den Eingang der Schaltung wirken, nicht mehr auf den Ausgang übertragen werden.

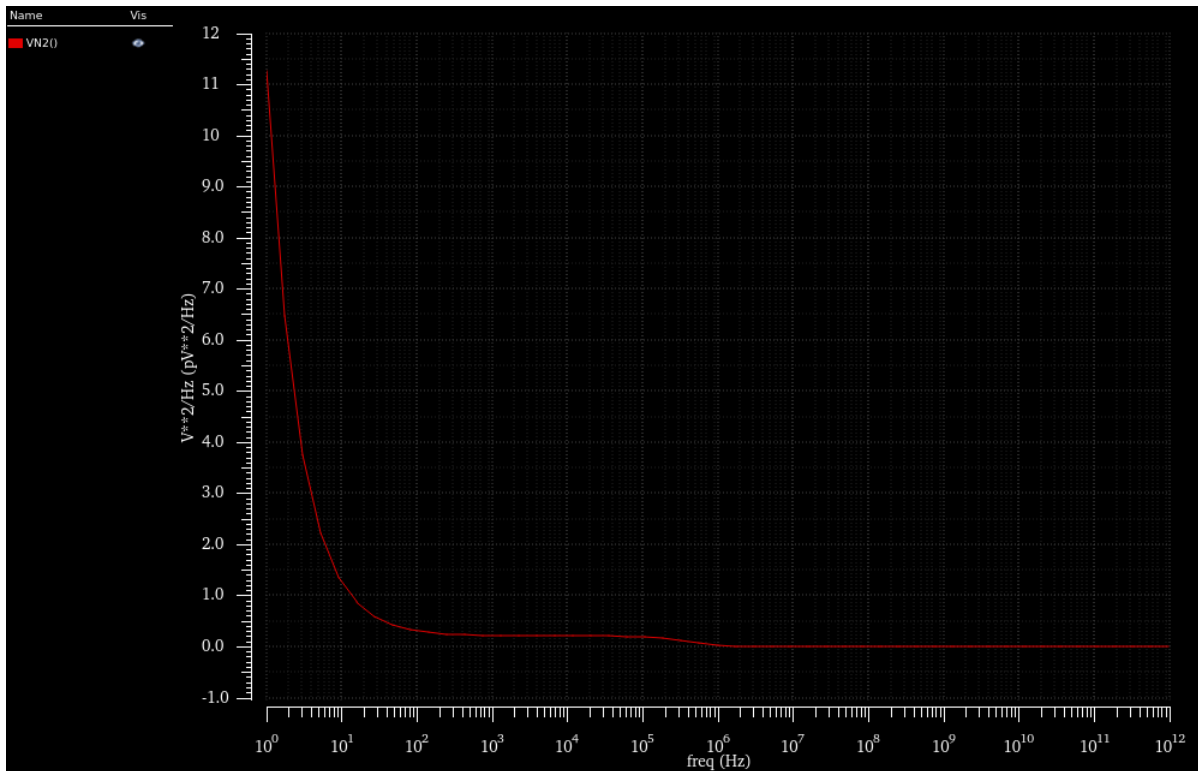


Abbildung 35 Rauschspektrum

In der Teilchenphysik wird das Rauschen nicht als Spannungs- oder Stromwert, sondern in Elektronen angegeben. Im Prinzip werden Ladungen, die durch ein hochenergetisches Teilchen in der Diode erzeugt werden, gesammelt. Um zu überprüfen, wie viele Elektronen der Effektivwert des Ausgangsrauschens entspricht, wird folgender Ausdruck im Virtuoso-Calculator eingegeben:

$$((rmsNoise(1\ 1e+12) * OP("/C0" "cap")) / 1.6e-19)$$

Die Multiplikation der effektiven Rauschspannung am Ausgang des ladungsempfindlichen Verstärkers mit der Kapazität des Feedback Kondensators, ergibt eine Rauschladung. Um die Anzahl der Elektronen zu ermitteln, welche der Rauschladung entspricht, wird die Rauschladung durch die Ladung eines Elektrons geteilt. Auch hier wurden, um den Rauschbeitrag zu minimieren, die W/L Verhältnisse, Sättigungsspannungen bzw. die Arbeitspunkte der Transistoren und der Strom durch die Zweige so angepasst, dass die Anzahl

der Elektronen von 382 auf 260 reduziert wurde. In Abbildung 36 wird das Ergebnis der Simulation dargestellt.

GRauschbeitrag	1.122m
Noise_in_elec.	259.6

Abbildung 36 Gesamtrauschbeitrag und Elektronenrauschen

Anschließend wird überprüft, ob die Änderungen der Arbeitspunkte der Transistoren, die Stabilität des Gesamtsystems beeinflusst hat bzw. ob das System noch stabil ist. In Abbildung 37 ist das Ergebnis der STB-Analyse dargestellt.

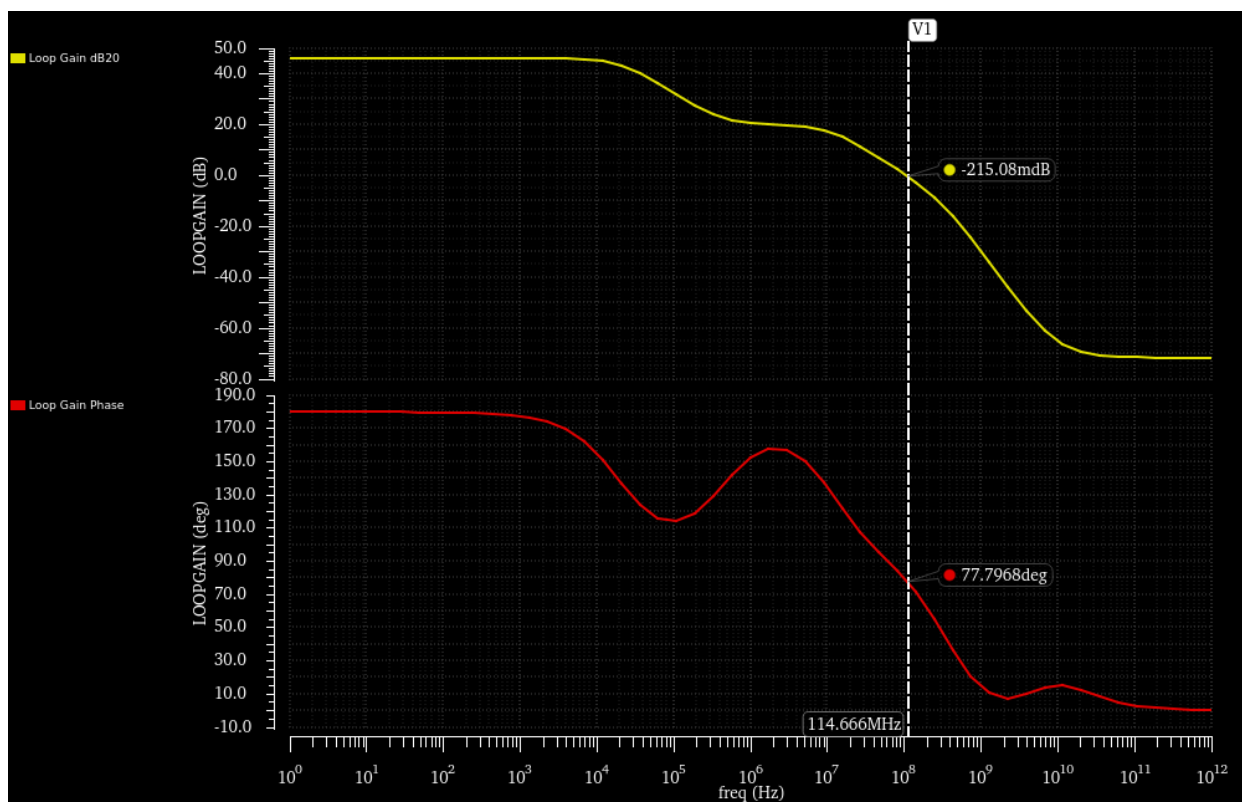


Abbildung 37 STB-Analyse V3

Es ist zu erkennen, dass die Phasenreserve durch die Anpassung der Arbeitspunkte verbessert wurde. [28][29][30]

8.3 Erstellung eines Symbols

Für die Verwendung des ladungsempfindlichen Verstärkers in der Gesamtschaltung wird ein Symbol erstellt. Nach der Platzierung der Pins für das Eingangs- und Ausgangssignal, die Versorgungsspannung und die Masse, ist die Schaltung bereit für die Symbolerstellung. In Abbildung 38 ist die Anpassung der Schaltung dargestellt.

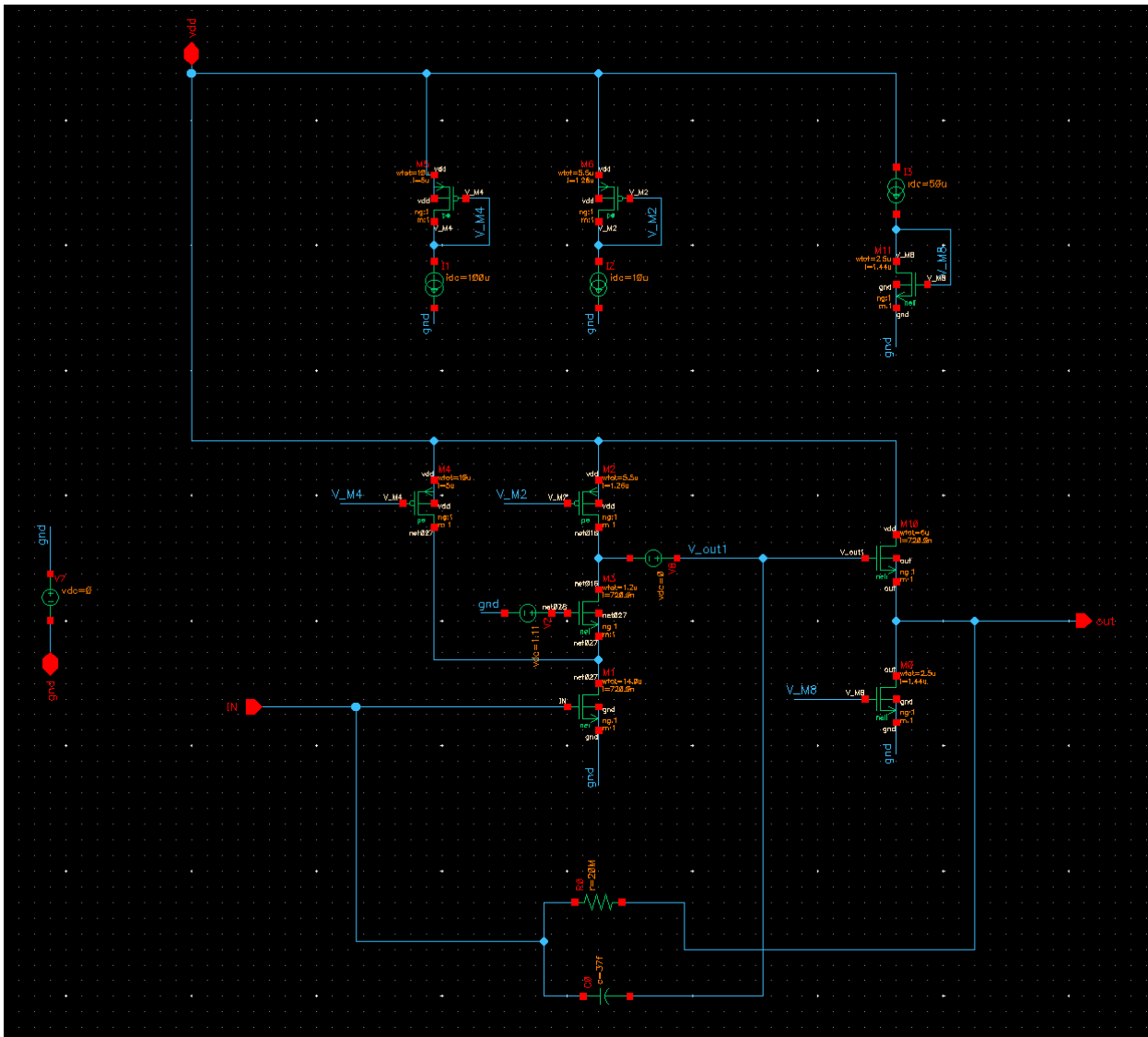


Abbildung 38 Schaltung für die Symbolerstellung

Anschließend wird das erstellte Symbol, wie in Abbildung 39 dargestellt, in die Verstärkerkette integriert.

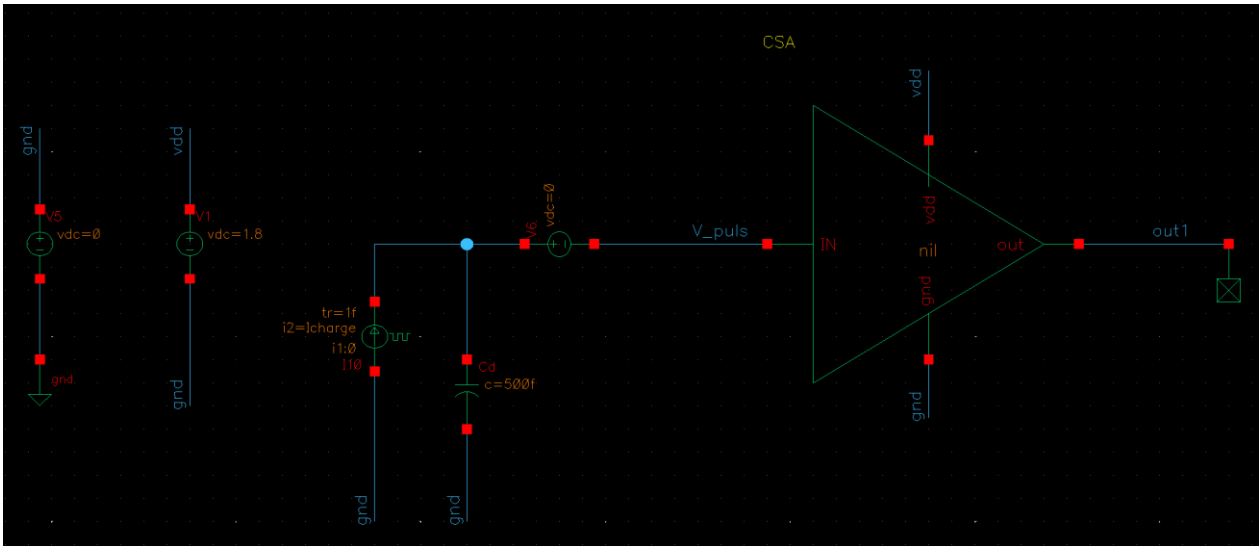


Abbildung 39 Symbol des ladungsempfindlichen Verstärkers

9 Entwurf des Differenzverstärkers

Als nächstes wird mit dem Aufbau des Differenzverstärkers begonnen. In Abbildung 40 ist die Schaltung des Differenzverstärkers dargestellt.

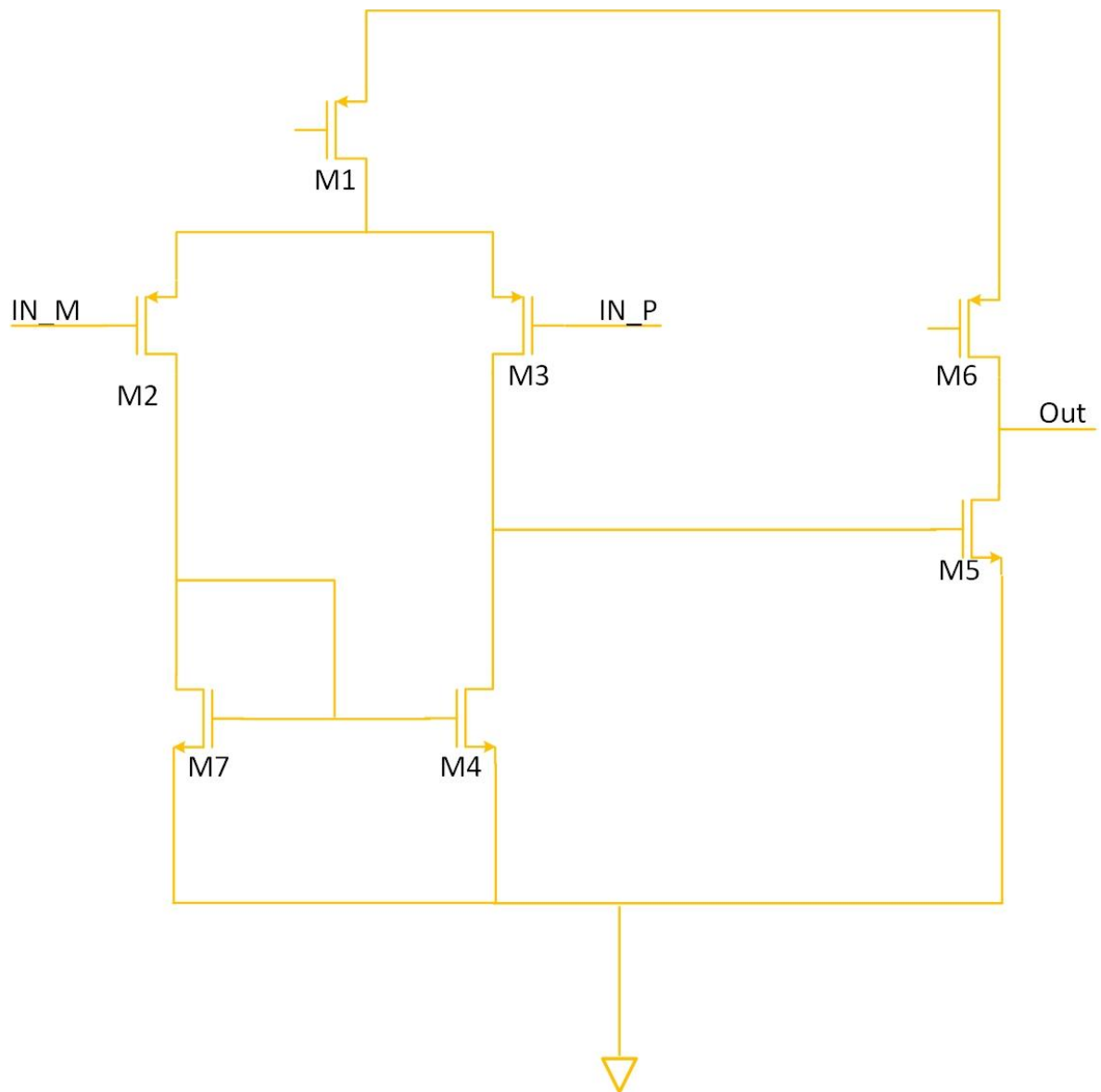


Abbildung 40 Differenzverstärker

Zunächst wird ein Arbeitspunkt mithilfe des PMOS Transistors M1 definiert bzw. eingestellt. Als nächstes werden zwei weitere PMOS Transistoren M2 und M3 platziert, deren Source-

Potential mit dem Drain-Potential des Transistors M1 verbunden sind. Dadurch wird der Stromfluss geteilt. Wenn die V_{GS} Spannungen der Transistoren M2 und M3 identisch sind, wird der Strom halbiert. Das heißt, wenn ein definierter Strom I_0 durch den Transistor M1 fließt, fließt bei gleicher V_{GS} Spannung an den Transistoren M2 und M3 jeweils $I_0/2$ durch den Transistoren M2 und M3. Somit fließt $I_0/2$ auch durch den Gate-Drain verbundenen Transistor M7. Dieser Strom wird dadurch auf den Transistor M4 gespiegelt. Der Strom, der durch den Transistor M3 fließt, wird vom Transistor M4 aufgenommen. Damit also durch beide Zweige derselbe Strom fließen kann, muss sowohl die V_{GS} Spannungen der Transistoren M2 und M3 als auch die Drain-Source Spannung der Transistoren M7 und M4 identisch sein. Dadurch stellt sich am Transistor M4 eine Drain-Source-Spannung ein, die der Gate-Source-Spannung des Gate-Drain verbundenen Transistors M7 entspricht und zur Arbeitspunkteinstellung des Transistors M5 der zweiten Stufe verwendet werden kann.

Wenn die Spannung IN_P am Gate des Transistors M3 steigt bzw. größer ist als die Spannung IN_M am Gate des Transistors M2, fließt mehr Strom durch den Transistor M2. Dementsprechend fließt weniger Strom durch den Transistor M3. Das heißt, dass der durch den Transistor M1 definierte Strom I_0 sich so auf aufteilt, dass $I_0+\Delta I$ durch den Transistor M2 und $I_0-\Delta I$ durch den Transistor M3 fließt. Der Strom $I_0+\Delta I$ wird somit von M7 auf den Transistor M4 gespiegelt. Demzufolge leitet der Transistor M4 weniger Strom, als der Transistor M3 zur Verfügung stellt. Deshalb steigt die Spannung an den Drains der Transistoren M3 und M4 an. Folglich steigt auch die Spannung am Gate des Transistors M5 und somit fließt mehr Strom durch den Transistor M5. Dadurch sinkt die Spannung am Ausgang bzw. am Drain der Transistoren M5 und M6.

Die Transistoren M5 und M6 bilden einen invertierenden Verstärker, welcher der ersten Stufe nachgeschaltet wird, um die Gesamtverstärkung der Schaltung zu erhöhen. Durch das W/L Verhältnis von M5 zu M4 bzw. M5 zu M7 kann der Strom durch den invertierenden Verstärker skaliert werden. In dieser Schaltung wird ein W/L Verhältnis von 1:10 gewählt, sodass durch den invertierenden Verstärker der zehnfache Strom fließt. In Abbildung 41 ist die in Cadence erstellte Schaltung dargestellt. [28][29][30]

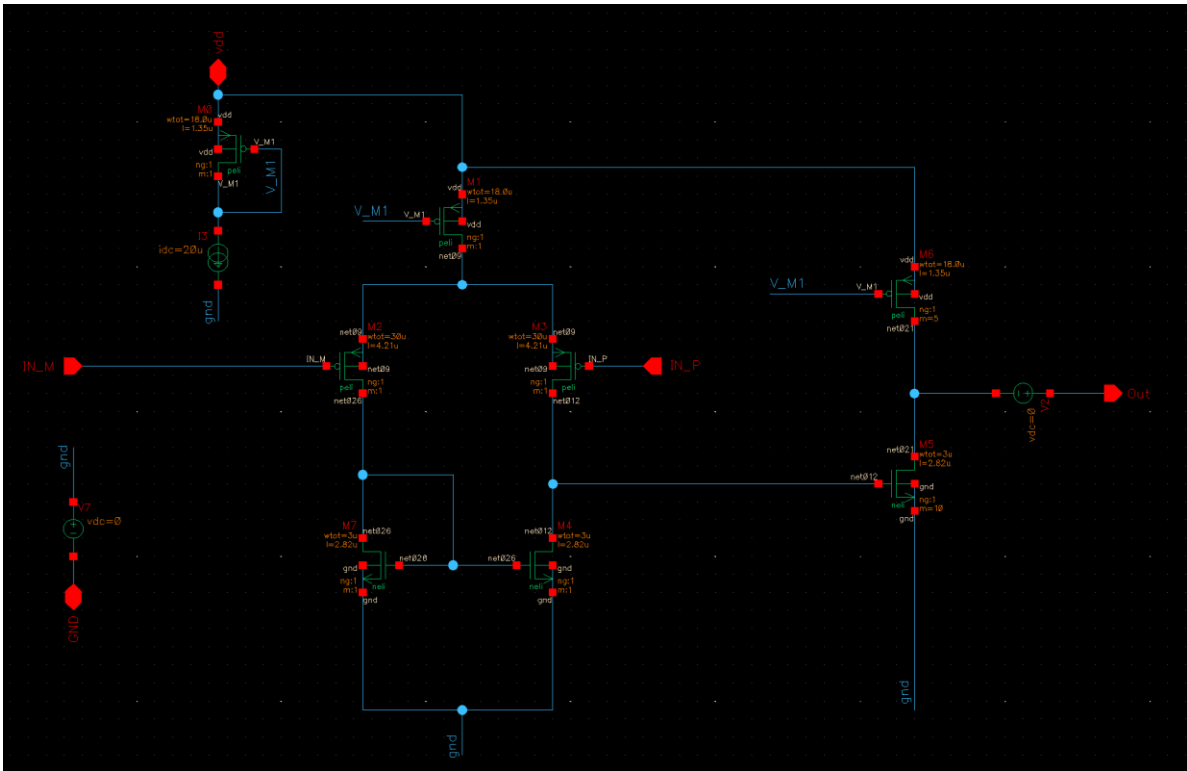


Abbildung 41 Differenzverstärker in Cadence

9.1 Stabilitätsprüfung

Als nächstes wird eine Stabilitätsprüfung durchgeführt. Bei der Stabilitätsprüfung muss auch die äußere Beschaltung des Verstärkers berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wurde für den Verstärker ein Symbol erstellt. In Abbildung 42 ist dies dargestellt.

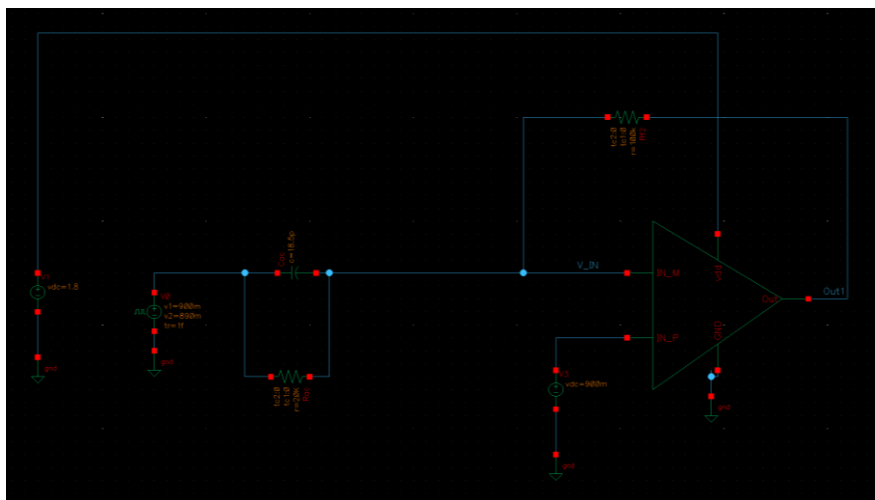


Abbildung 42 Symbol des Differenzverstärkers

Um eine Simulation starten zu können, muss für die STB Analyse erkennbar sein, an welcher Stelle der geschlossene Regelkreis geöffnet wird. Dies wird erzielt, indem die DC Spannungsquelle V2 am Ausgang der Schaltung in Abbildung 41 platziert wird. In Abbildung 43 ist das Resultat der Simulation dargestellt.

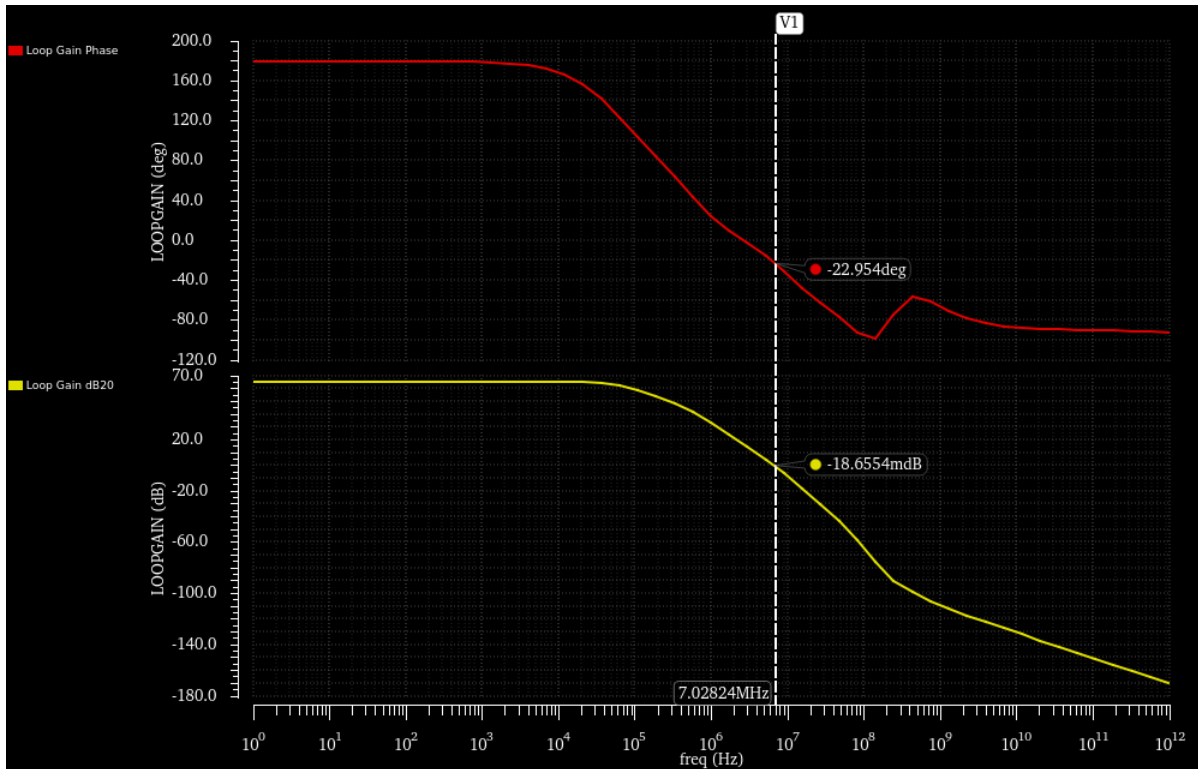


Abbildung 43 Stabilitätsprüfung Differenzen Verstärker V1

Der zweistufige Verstärker besitzt zwei Pole. Mithilfe einer Miller-Kompensation wird ein Polesplitting durchgeführt. Die Pole dürfen nicht nah beieinander sein, da sich andernfalls innerhalb eines kurzen Frequenzintervalls eine Phasendrehung von 180° einstellt. Aus diesem Grund wird ein Pol zu tiefen oder ein anderer Pol zu hohen Frequenzen verschoben. Der erste Pol ist der, der sich an den Drain Anschlüssen der Transistoren M3 und M4 einstellt. Um den Pol zu tiefen Frequenzen zu verschieben, wird die Lastkapazität erhöht, indem ein zusätzlicher Kondensator zwischen Gate und Drain des Transistors M5 geschaltet wird. Durch den Millereffekt wird die Kapazität mit der Verstärkung des invertierenden Verstärkers multipliziert. Somit wird der erste Pol auf eine Frequenz von ca. 10 kHz verschoben. Gleichzeitig schließt die Kapazität Gate und Drain des Transistors M5 für hohe Frequenzen kurz. Dadurch wirkt der Transistor bei hohen Frequenzen so, als wäre er Gate-Drain

verbunden. Gate-Drain verbundene Transistoren besitzen einen sehr kleinen Ausgangswiderstand in der Größenordnung von $\frac{1}{gm}$. Somit sinkt der Ausgangswiderstand der zweiten Stufe und der Pol verschiebt sich zu höheren Frequenzen. Der Kondensator verursacht aber auch eine Nullstelle, die sich im rechten Halbraum der komplexen Ebene befindet und dadurch phasenabsenkend auswirkt. Um die Nullstelle vom rechten in den linken Halbraum der komplexen Ebene zu verschieben, wird in Reihe zur Kapazität ein Widerstand dimensioniert. Am Ausgang der invertierenden Verstärker wird ein Kondensator platziert, der die Eingangskapazität der nächsten Stufe abschätzt. In Abbildung 44 ist die Schaltung dargestellt.

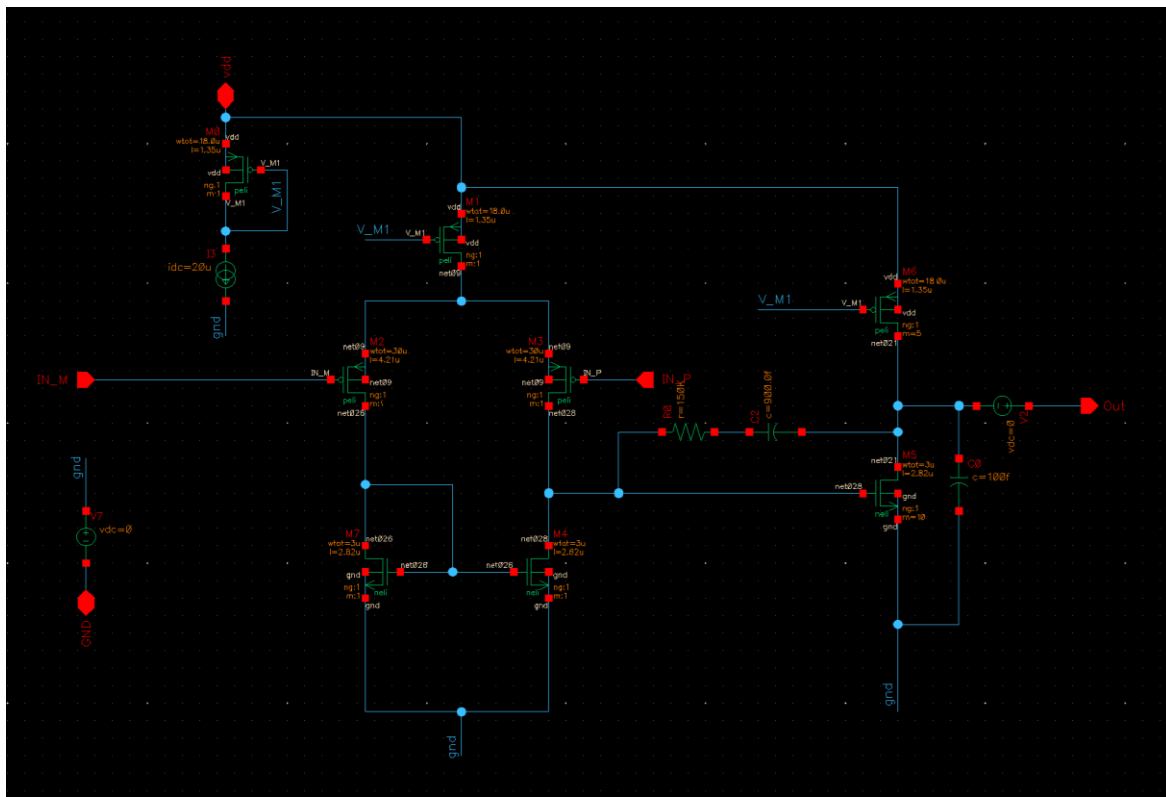


Abbildung 44 Differenzen Verstärker in Cadence V2

In der Abbildung 45 wird deutlich, dass das System jetzt stabil ist.

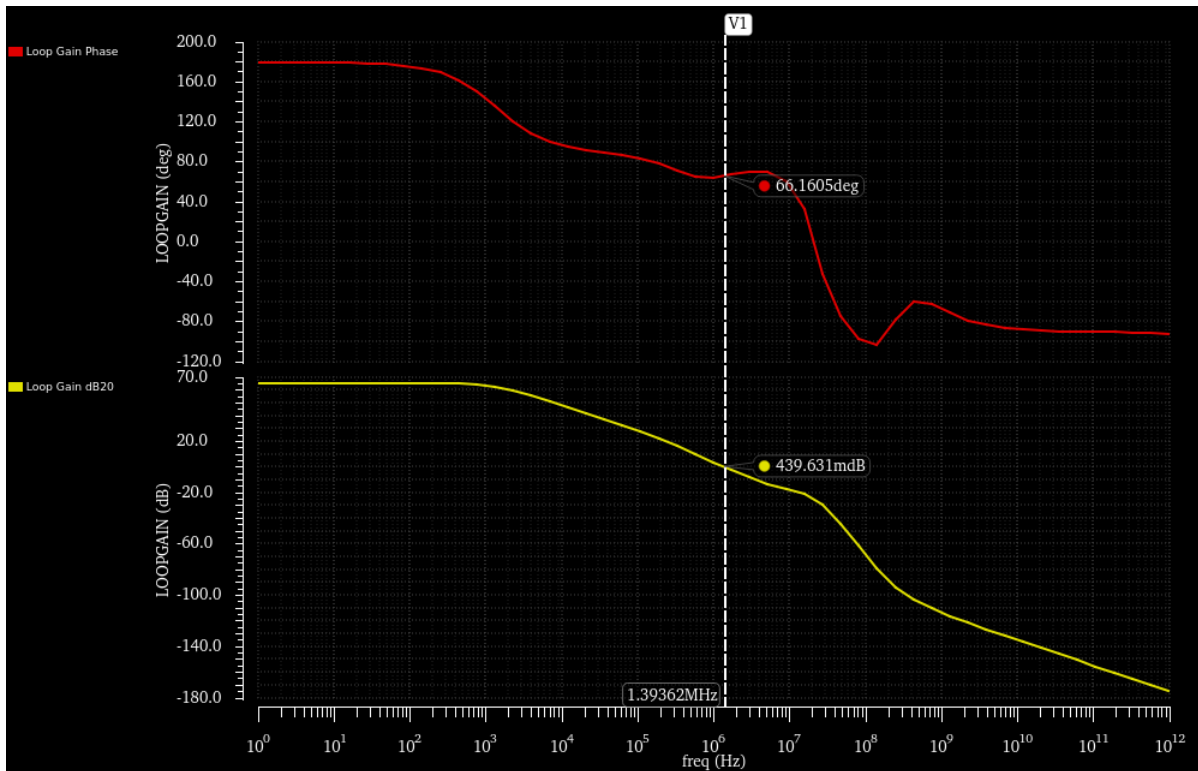


Abbildung 45 Stabilitätsprüfung Differenzen Verstärker V2

Es ist außerdem zu erkennen, dass eine Phasenreserve von ca. 66° erreicht wird.
 [23][25][26][27]

9.2 Rauschsimulation

Zunächst wird eine Rauschsimulation des Differenzverstärkers gestartet. Anschließend werden die 10 Quellen, mit den höchsten Rauschbeiträgen aufgelistet. Um den Rauschbeitrag zu minimieren, wurden die W/L Verhältnisse, Sättigungsspannungen bzw. die Arbeitspunkte der Transistoren und der Strom durch Zweige so angepasst, dass der Gesamtrauschbeitrag von 5,488 auf 2,01 mV reduziert wurde. In Abbildung 46 sind die 10 Rauschquellen mit dem größten Rauschbeitrag dargestellt.

Device	Param	Noise Contribution	% Of Total
I8.M4.m1	id	0.000937118	21.63
I8.M2.m1	id	0.000922281	20.95
I8.M7.m1	id	0.000899189	19.92
I8.M3.m1	id	0.000830964	17.01
I8.M0.m1	id	0.000543763	7.28
I8.M5.m1	id	0.000420797	4.53
I8.M6.m1	id	0.000413023	4.22
/I8/R0	rn	0.000333501	2.74
/Rac	rn	0.00015261	0.57
I8.M1.m1	id	0.000122671	0.37

Integrated Noise Summary (in V) Sorted By Noise Contributors
 Total Summarized Noise = 0.00201476
 Total Input Referred Noise = 0.00642571
 The above noise summary info is for noise data

Abbildung 46 Rauschquellen Differenzen Verstärker

Es ist zu erkennen, dass die Transistoren M4, M2, M7 und M3 des Differenzverstärkers die größten Anteile am Gesamttrauschbeitrag haben. Die Transistoren rauschen im Strombereich.

9.3 Vollständige Ausleseschaltung

Als nächstes werden die bisher entwickelten Verstärkerstufen zusammen geschaltet. Hierfür wird die Modelschaltung in Abbildung 22 als Basis genommen. In Abbildung 47 ist die Schaltung dargestellt.

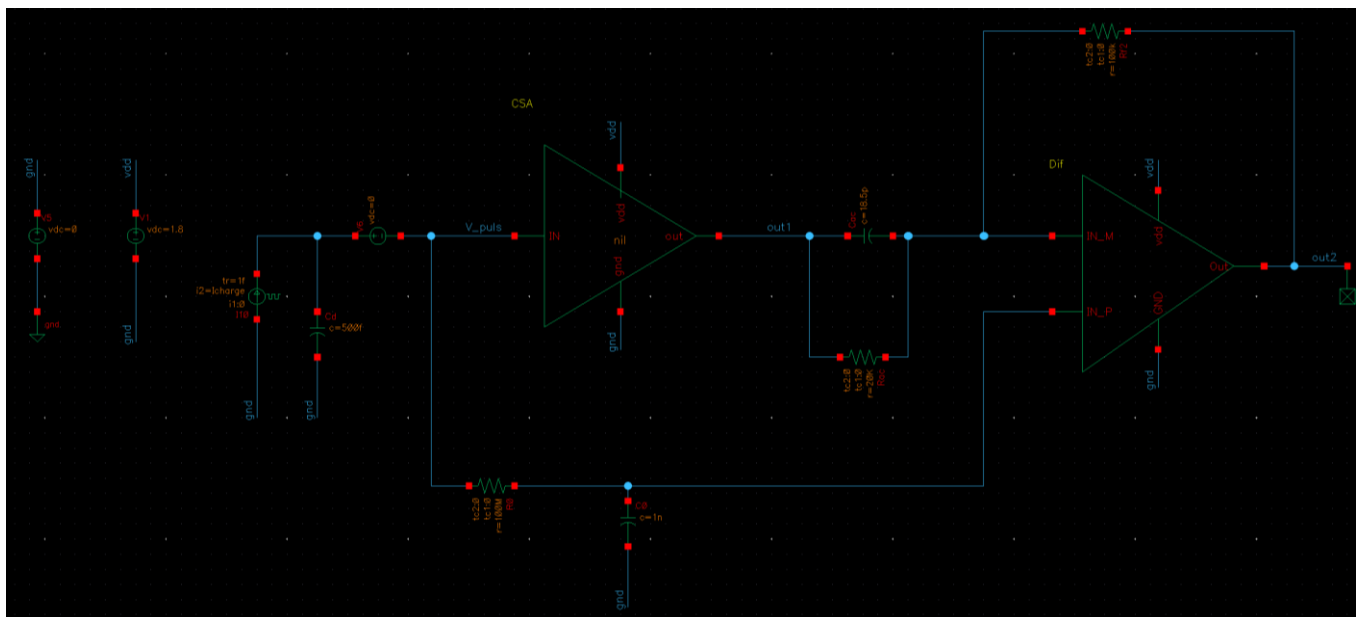


Abbildung 47 Verstärkerstufen

Dabei wird das Ausgangssignal des ladungsempfindlichen Verstärkers an den invertierenden Eingang des Differenzverstärkers angeschlossen. An dem nicht-invertierenden Eingang des Differenzverstärkers, wird das Eingangspotential des ladungsempfindlichen Verstärkers über einen Tiefpassfilter angeschlossen. Wenn die Feedbackkapazität des ladungsempfindlichen Verstärkers vollständig entladen ist, ist die Ausgangsspannung des ladungsempfindlichen Verstärkers gleich der Eingangsspannung des ladungsempfindlichen Verstärkers. Am nicht-invertierenden Eingang des Differenzverstärkers liegt also das Ruhepotential an, dass sich am Ausgang des ladungsempfindlichen Verstärkers einstellt. Somit folgt das Potential am nicht-invertierenden Differenzverstärker automatisch, jeder temperatur- oder prozessinduzierten Änderung des Ruhepotentials und verstärkt nur den Signalanteil. In Abbildung 48 ist das Simulationsergebnis der Schaltung dargestellt.

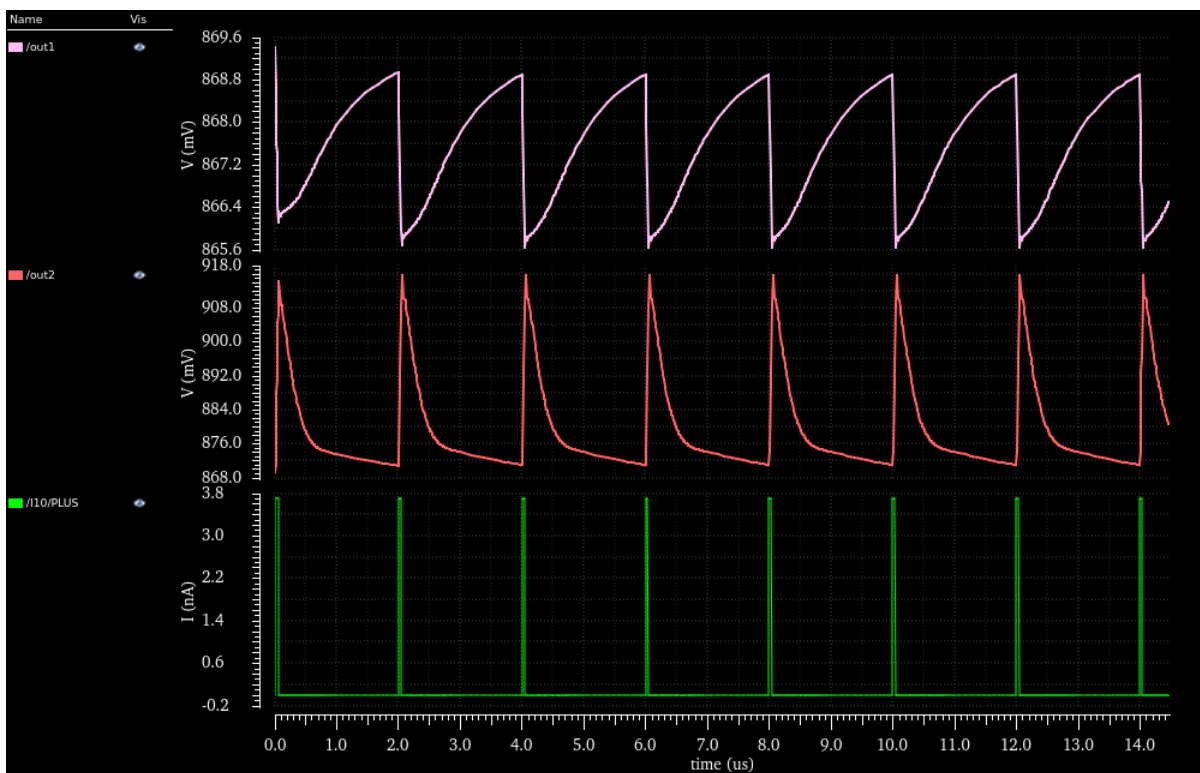


Abbildung 48 Simulation Verstärkerstufen

Es ist zu erkennen, dass sich mit jedem Strompuls eine Spannungsänderung am Ausgang des ladungsempfindlichen Verstärkers einstellt. Die Differenz der Spannung `out1` zum Ruhepotential wird mithilfe der zweiten Stufe bzw. des Differenzverstärkers zum Ausgangssignal `out2` verstärkt.

9.4 Rauschsimulation

Als nächstes wird das Rauschen der gesamten Signalverarbeitungskette simuliert. In Abbildung 49 ist die Einstellung des Simulators dargestellt.

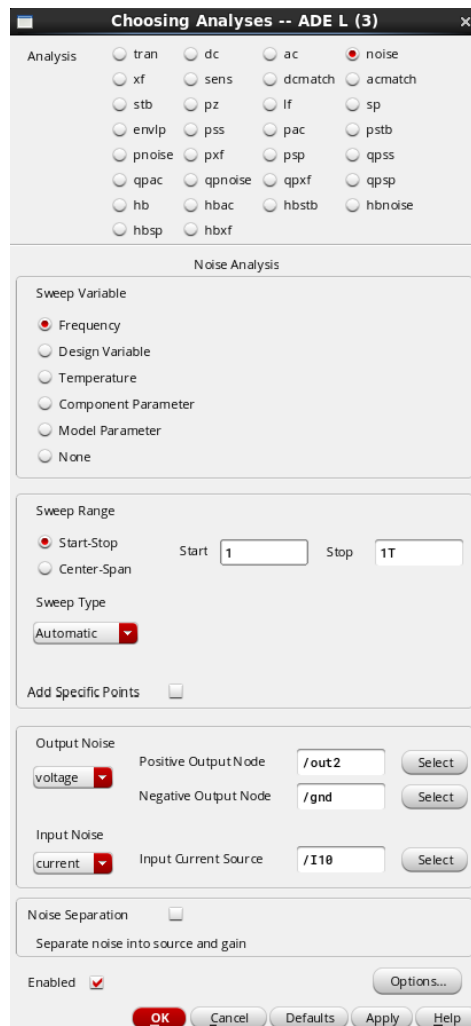


Abbildung 49 Einstellung für die Rauschanalyse

Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 50 dargestellt. In der Abbildung sind die 10 Rauschquellen mit dem größten Rauschbeitrag dargestellt.

Device	Param	Noise Contribution	% Of Total
CSA.M1.m1	id	0.004609	43.09
/CSA/R0	rn	0.0021856	9.69
CSA.M2.m1	id	0.00197364	7.90
CSA.M6.m1	id	0.00176609	6.33
CSA.M1.m1	fn	0.00173809	6.13
CSA.M4.m1	id	0.0016958	5.83
/I10	ext_file_noise	0.00166356	5.61
CSA.M5.m1	id	0.00117967	2.82
/R0	rn	0.000977593	1.94
Dif.M2.m1	id	0.000893922	1.62

Integrated Noise Summary (in V) Sorted By Noise Contributors
Total Summarized Noise = 0.00702103
Total Input Referred Noise = 0.0724947
The above noise summary info is for noise data

Abbildung 50 Rauschen an der gesamten Verstärkerkette

Es ist zu erkennen, dass der Eingangstransistor M1 des ladungsempfindlichen Verstärkers, wie erwartet dominiert bzw. den größten Anteil am Gesamtrauschbeitrag hat. Außerdem ist zu erkennen, dass der Eingangstransistor nicht nur im Strombereich, sondern auch im Spannungsbereich rauscht. Zusätzlich kann festgestellt werden, dass die Stromquelle, welche die Detektordiode simuliert, ebenfalls einen Anteil von 5,6% am Gesamtrauschbeitrag hat. Mit 1,62% hat der Transistor des Differenzverstärkers den kleinsten Anteil am Gesamtrauschbeitrag. Das Rauschen des Gesamtsystems beträgt 1,404 mV. Dies entspricht, wie in Abbildung 51 dargestellt, 325 Elektronen.

Noise_in_elec	324.7
GRauschbeitrag	1.404m

Abbildung 51 Gesamtrauschbeitrag und Elektronenrauschen

10 Entwurf des Komparators

In diesem Kapitel wird der Aufbau des Komparators erläutert. Der Komparator kann als eine Entscheidungsschaltung betrachtet werden. Sobald die Ausgangsspannung des Differenzverstärkers einen definierten Wert überschreitet, gibt der Komparator eine logische 1 aus. Diese Impulse können dann mit einem Zähler gezählt werden.

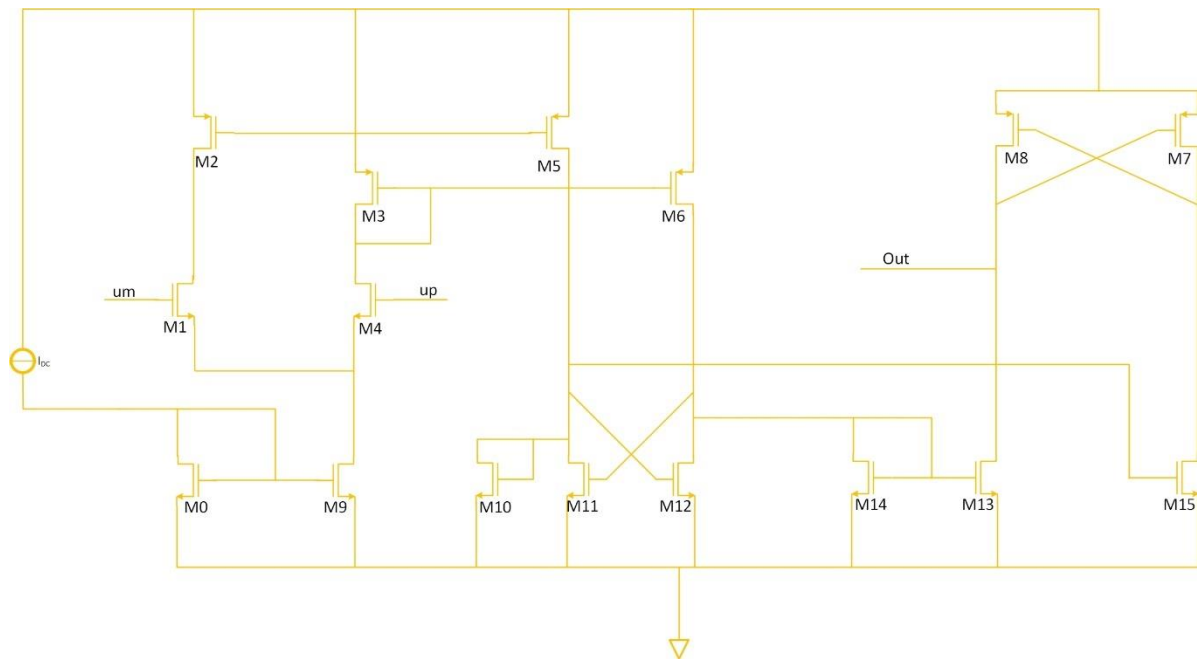


Abbildung 52 Komparator

Der Komparator besteht aus drei Stufen. Die erste Stufe ist der Eingangsvorverstärker, welcher aus den Transistoren M0, M1, M2, M3, M4, M5, M6 und M9 gebildet wird. In dieser Stufe werden die Eingangsspannungen U_m und U_p in Ströme umgewandelt. In erster Näherung sind die Ströme proportional zu den Eingangsspannungen. Dadurch, dass die erste Stufe verstärkt wird, verbessert sich demzufolge auch die Empfindlichkeit des Komparators. Die Störungen, die am Eingang auftreten, werden entkoppelt, sodass diese nicht auf die dahinter geschalteten Stufen weitergeleitet werden können.

Die Transistoren M10, M11, M12, M13 bilden das Entscheidungsnetzwerk. Dabei werden die gespiegelten Ströme, die ursprünglich durch die Eigenspannungen erzeugt wurden, miteinander verglichen. Dieses Netzwerk wurde so entworfen, dass auch bei geringer Stromdifferenz sich eine hohe Spannungsdifferenz einstellt. Durch die Überkreuzschaltung

der Transistoren M11 und M12 bzw. durch positive Rückkopplung wird ermöglicht, dass sich entweder am Drain des Transistors M11 oder am Drain des Transistors M12 eine relativ hohe Spannung einstellt. Sind die Ströme, welche von den Transistoren M5 und M6 eingepägt werden gleich groß, herrscht an den Drains der Transistoren M11 und M12, die gleiche Spannung vor. Steigt beispielsweise der Strom von M5 und sinkt gleichzeitig der Strom von M6, steigt das Drain-Potential von M11 und das Drain-Potential von M12 sinkt. Da die Gate-Source Spannung des Transistors M12 ebenfalls ansteigt, zieht der Transistor M12 Strom vom Transistor M14 ab, was den Abfall des Drain-Potentials von M12 unterstützt. Zeitgleich nimmt der Transistor M11 weniger Strom auf, wodurch der Anstieg des Drain-Potentials ebenfalls verstärkt wird.

In der letzten Stufe werden die Transistoren M7, M8, M13 und M15 für die Anpassung an CMOS Pegel verwendet. Diese Stufe ist notwendig, da die Ausgangssignale des Entscheidungsnetzwerks differentiell sind und keine vollständigen CMOS Pegel besitzen. Durch die Stufe wird das Signal in ein massebezogenes Signal umgewandelt. Wenn also durch den Schaltvorgang am Transistor M12, die Drain-Source-Spannung steigt, steigt dementsprechend auch die Gate-Source-Spannung des Transistors M15. Wenn die Gate-Source-Spannung des Transistors die Schwellenspannung überschreitet, schaltet der Transistor durch. Das Drain-Potential des Transistors wird somit auf Masse gezogen. Somit schaltet der Transistor M8 durch. Da zu diesem Zeitpunkt am Gate des Transistors M13 eine kleinere Spannung anliegt, liefert der Transistor M8 mehr Strom als der Transistor M13 aufnehmen kann. Somit steigt die Spannung am Drain von M8 und der Transistor M7 wird vollständig geöffnet. Das Ausgangspotential des Komparators liegt also auf Massenpotential. [28][29][30]

In Abbildung 53 ist der in Cadence erstellte Komparator dargestellt.

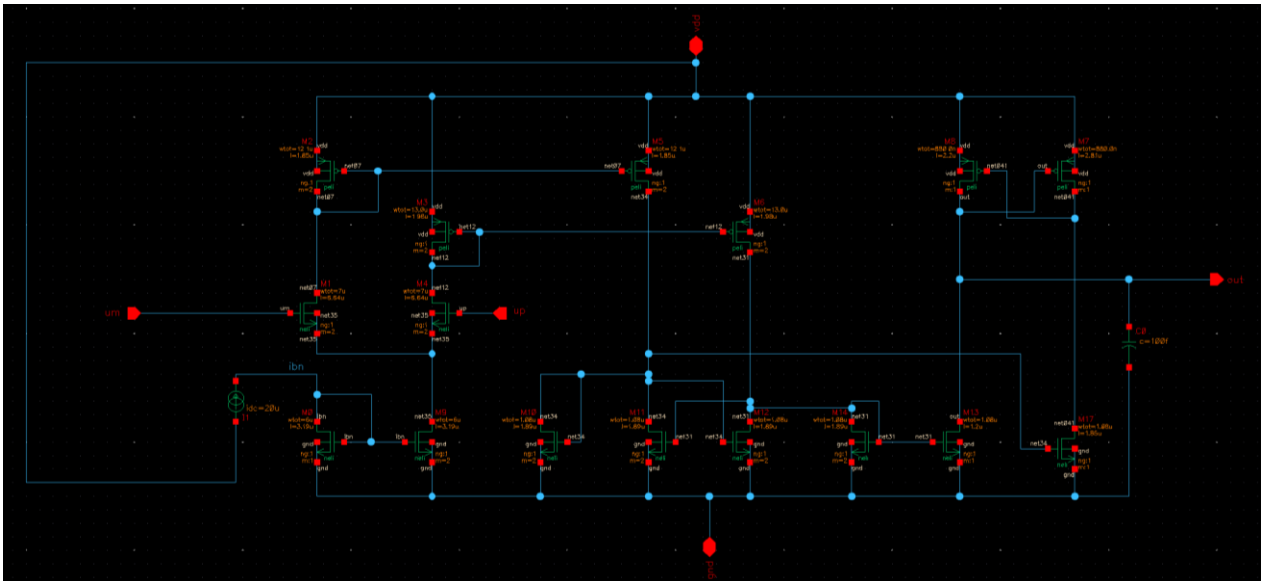


Abbildung 53 Komparator V1

10.1 Erstellung eines Symbols

Für die Simulationen in den nächsten Unterkapiteln wird ein Symbol und eine Testbench zur Charakterisierung des Komparators erstellt. Die gepulste Spannungsquelle V4 soll dabei den Ausgang des zweiten Verstärkers bzw. des Differenzverstärkers nachstellen. In Abbildung 54 ist das Symbol bzw. die Testbench dargestellt.

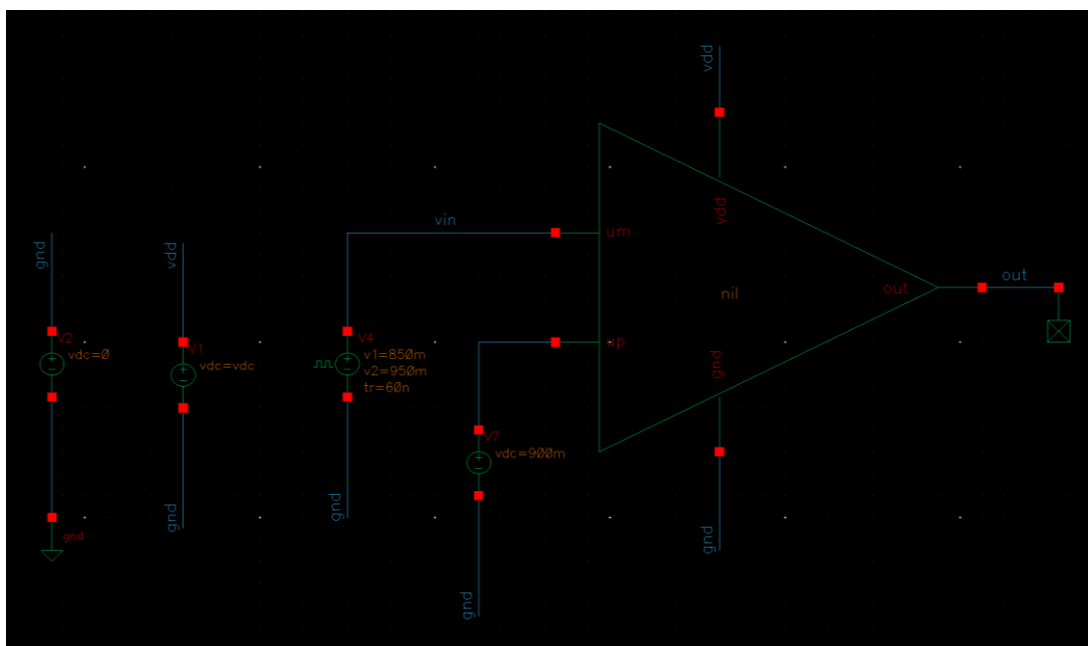


Abbildung 54 Schaltsymbol Komparator

10.2 PVT Simulation

Bei dieser Simulationsart werden Temperaturschwankungen und Variationen der Versorgungsspannung analysiert. Besonders großen Einfluss auf das Verhalten der Schaltung haben hohe Temperaturen bei niedrigen Versorgungsspannungen. Zusätzlich werden auch die Transistoreigenschaften variiert, da sich bei der Fertigung der Transistoren Prozessschwankungen einstellen. Diese Schwankungen werden durch sogenannte Corner in die Simulation eingebracht. Zusätzlich zu den typischen Durchschnittsparametern, die aus typischen Wafern extrahiert wurden, werden vordefinierte Parametersätze, die aus worst case-Kombinationen bestehen, als Corner Modelle zur Verfügung gestellt.

Das Design-Kit der XFAB CMOS Technologie, welches für die Entwicklung der Verstärkerstufen verwendet wird, bietet die folgenden Corner-Modelle. *tm* steht für den typischen Durchschnittswert. Der Parameter $3s$ stellt die betrachtete Variationsbreite ein. „*s*“ steht für die Standardabweichung Sigma σ der Gaußverteilung. Worst Power (*wp*) wird für schnelle Transistoren, niedrige Widerstände und niedrige Kapazitäten verwendet. Worst Speed (*ws*) hingegen wird für langsame Transistoren, hohe Widerstände und hohe Kapazitäten verwendet. Außerdem werden folgende Temperaturen bei der Simulation betrachtet:

- niedrigste Temperatur: -40°C
- Raumtemperatur: 27°C
- Höchsttemperatur: 120°C

Als nächstes wird der Simulator für die Corner-Simulation konfiguriert. In Abbildung 55 ist die Konfiguration dargestellt.

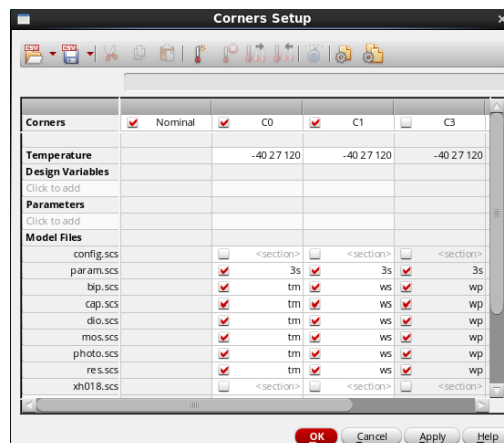


Abbildung 55 Corner Setup

Zunächst wird überprüft, bei welcher Spannung der Ausgang die halbe Versorgungsspannung erreicht. Dies wird mit der folgenden Expression während eines DC-Sweeps überprüft. Die Expression wird unter TH_DC gespeichert. Eine Liste der verwendeten Expressions ist dem Anhang beigefügt.

$$\text{cross}(VS("/out")) (OP("/VI" "v") / 2) 1 \text{ "rising" nil nil nil}$$

In Abbildung 56 ist das Ergebnis der Simulation dargestellt.

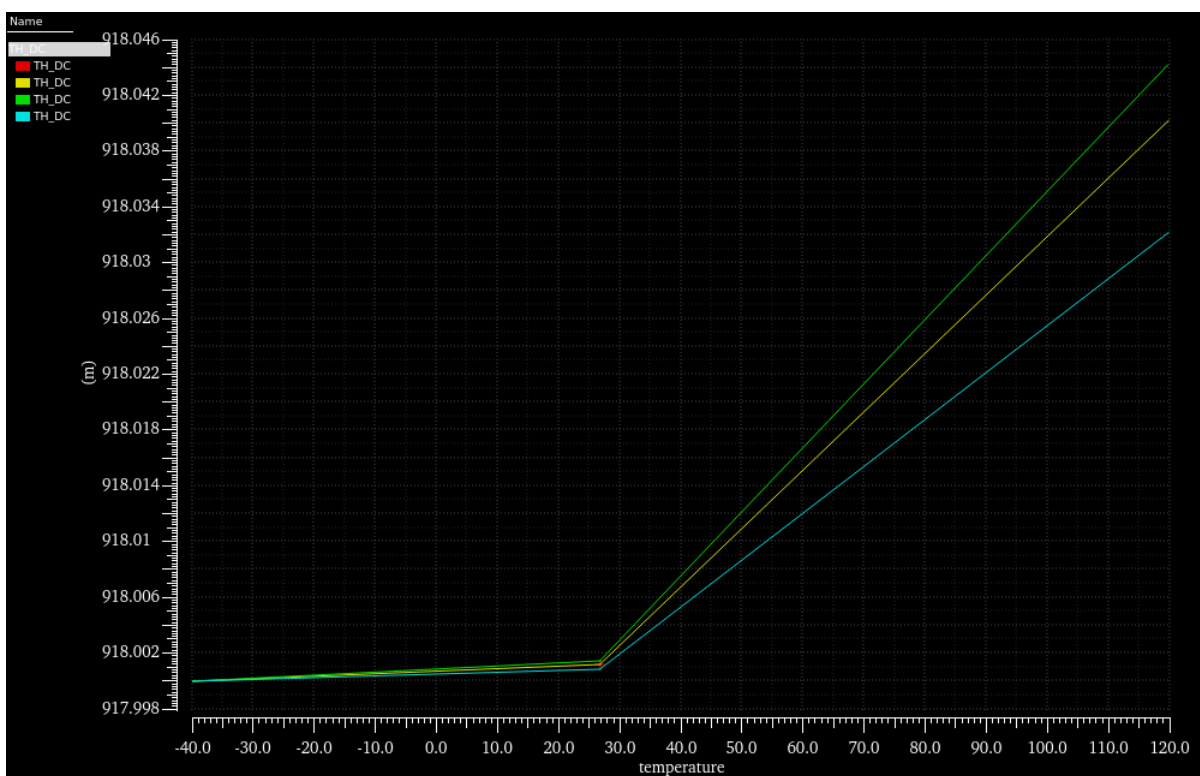


Abbildung 56 Schaltschwelle

In Abbildung 57 ist das Ergebnis der Simulation tabellarisch dargestellt.

Parameter	Nominal					C0_0	C0_1	C0_2	C1_0	C1_1	C1_2	C3_0	C3_1	C3_2
bip.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
cap.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
config.scs	default					default	default	default	default	default	default	default	default	default
dio.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
mos.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
param.scs	3s					3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s
photo.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
res.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
temperature	27					-40	27	120	-40	27	120	-40	27	120

Output	Nominal	Spei	Veigh	Pass/Fai	Min	Max	C0_0	C0_1	C0_2	C1_0	C1_1	C1_2	C3_0	C3_1	C3_2
TH_DC	918m				918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m

Abbildung 57 Schaltschwelle Tabelle

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Schaltschwelle nur sehr gering von der Temperatur und den Prozessparametern abhängig ist. In Abbildung 58 wird das Ergebnis einer transienten Simulation der Ein- und Ausgangssignale des Komparators, unter Verwendung der definierten Corner, dargestellt. Dabei wird simuliert, bei welcher Eingangsspannung der Ausgang geschaltet wird. Dieser Vorgang wird unter Verwendung der definierten Corner wiederholt.

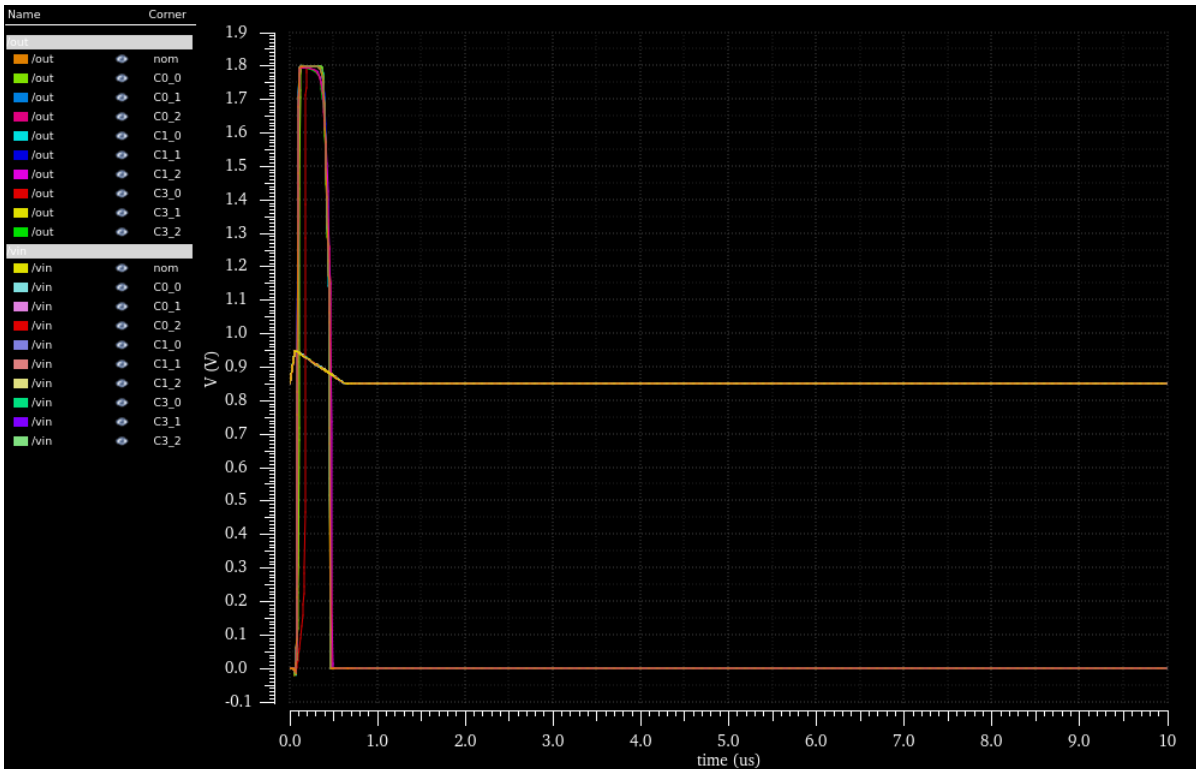


Abbildung 58 Transiente. Simulation

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Schaltschwelle der Schaltung nur sehr gering von der Temperatur und den Prozessparametern abhängig ist.

Als nächstes wird die Laufzeit bzw. Propagation Delay betrachtet. Dabei wird die Laufzeit, die das Signal braucht, um durch den Komparator zu gelangen, simuliert. Genauer genommen ist das die Zeit, die vergeht, nachdem die Schaltschwelle des Komparators erreicht wird bis zum Schalten des Ausgangs.

Dies wird mit der folgenden Expression überprüft. Die Expression wird als *PD* gespeichert.

```
delay(?wf1 VT("/vin") ?value1 0.9 ?edge1 "rising" ?nth1 1 ?td1 0.0 ?tol1 nil ?wf2  
VT("/out") ?value2 0.9 ?edge2 "rising" ?nth2 1 ?tol2 nil ?td2 nil ?stop nil ?multiple nil)
```

In Abbildung 59 ist das Ergebnis der Simulation dargestellt.

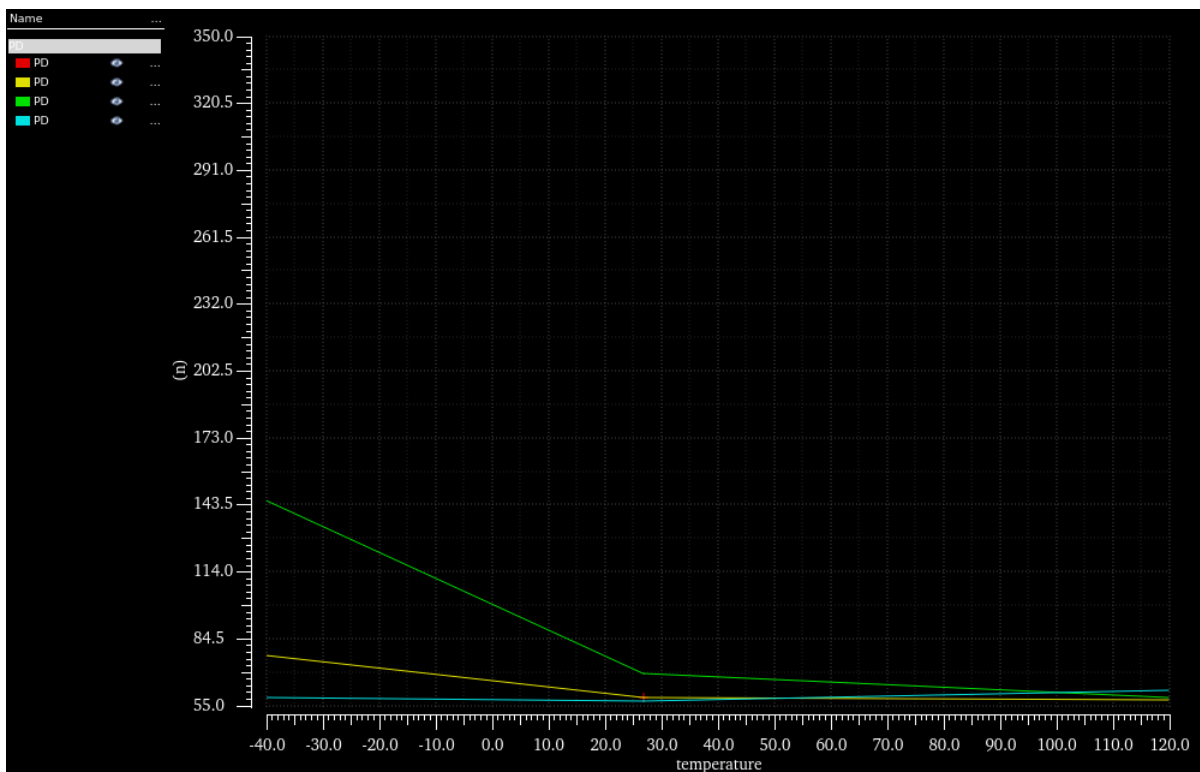


Abbildung 59 Schaltverzögerung

In Abbildung 60 ist das Ergebnis der Simulation tabellarisch dargestellt.

Parameter	Nominal						C0_0	C0_1	C0_2	C1_0	C1_1	C1_2	C3_0	C3_1	C3_2
bip.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
cap.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
config.scs	default						default	default	default	default	default	default	default	default	default
dio.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
mos.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
param.scs	3s						3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s
photo.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
res.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
temperature	27						-40	27	120	-40	27	120	-40	27	120
Output	Nominal	Spec	Weight	Pass/Fail	Min	Max	C0_0	C0_1	C0_2	C1_0	C1_1	C1_2	C3_0	C3_1	C3_2
PD	58.71n				56.98n	145.6n	77.29n	58.71n	57.78n	58.49n	56.98n	61.72n	145.6n	69.55n	58.88n

Abbildung 60 Schaltverzögerung Tabelle

Wie den Abbildung 59 und Abbildung 60 zu entnehmen ist, existiert eine starke Abhängigkeit zwischen der Signaldurchlaufzeit und der Temperatur. Es ist eine Variation mit Faktor 2-3 zu erkennen, wobei die Schaltverzögerung besonders bei kalten Temperaturen ansteigt.

Mithilfe der nächsten Expression wird festgelegt, wann die Ausgangsspannung die Hälfte der Versorgungsspannung übersteigt. Mit der ermittelten Zeit wird überprüft, was für ein Wert das Eingangssignal zu diesem Zeitpunkt erreicht. [28][29][30][31][32]

$$value(VT("/vin") cross(VT("/out") (OP("/VI" "v") / 2) 1 "rising" nil nil nil))$$

In Abbildung 61 ist das Ergebnis der Simulation dargestellt.

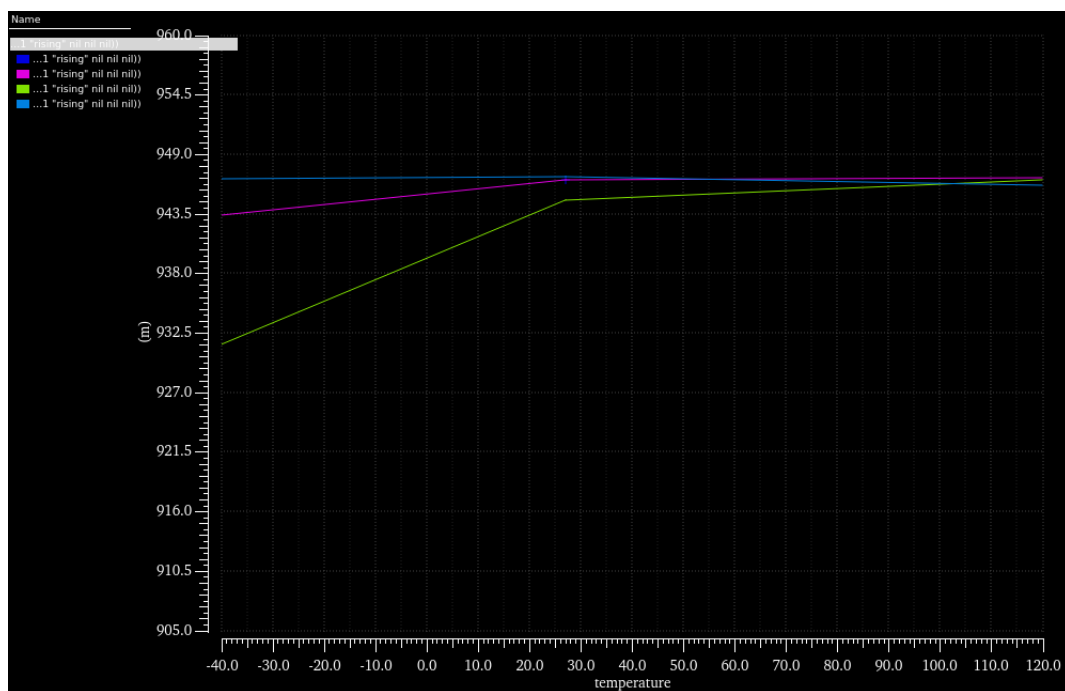


Abbildung 61 Der Wert des Eingangs beim Schaltvorgang

In Abbildung 62 ist das Ergebnis der Simulation tabellarisch dargestellt.

Parameter	Nominal						C0_0	C0_1	C0_2	C1_0	C1_1	C1_2	C3_0	C3_1	C3_2
bip.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
cap.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
config.scs	default						default	default	default	default	default	default	default	default	default
dio.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
mos.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
param.scs	3s						3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s
photo.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
res.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
temperature	27						-40	27	120	-40	27	120	-40	27	120
Output	Nominal	Spec	Weight	Pass/Fail	Min	Max	C0_0	C0_1	C0_2	C1_0	C1_1	C1_2	C3_0	C3_1	C3_2
value(VT("/vin") ...	946.7m				931.5m	947m	943.4m	946.7m	946.9m	946.7m	947m	946.2m	931.5m	944.8m	946.7m

Abbildung 62 Der Wert des Eingangs beim Schaltvorgang Tabelle

Die aus dieser Simulation extrahierte Schaltschwelle liegt zwischen 30-50mV über der angelegten Schaltschwelle von 900m. Dies ist sehr wahrscheinlich auf die Schaltverzögerung zurückzuführen, da das Eingangssignal mit fortschreitender Zeit weiter ansteigt.

Mithilfe der nächsten Expression wird die Anstiegszeit des Ausgangssignals extrahiert. Hierfür wird überprüft, wie lange die Ausgangsspannung zwischen 10% bis 90% der Versorgungsspannung liegt.

```
riseTime(VT("/out") 0 nil 1.8 nil 10 90 nil "time")
```

In Abbildung 63 ist das Ergebnis der Simulation dargestellt.

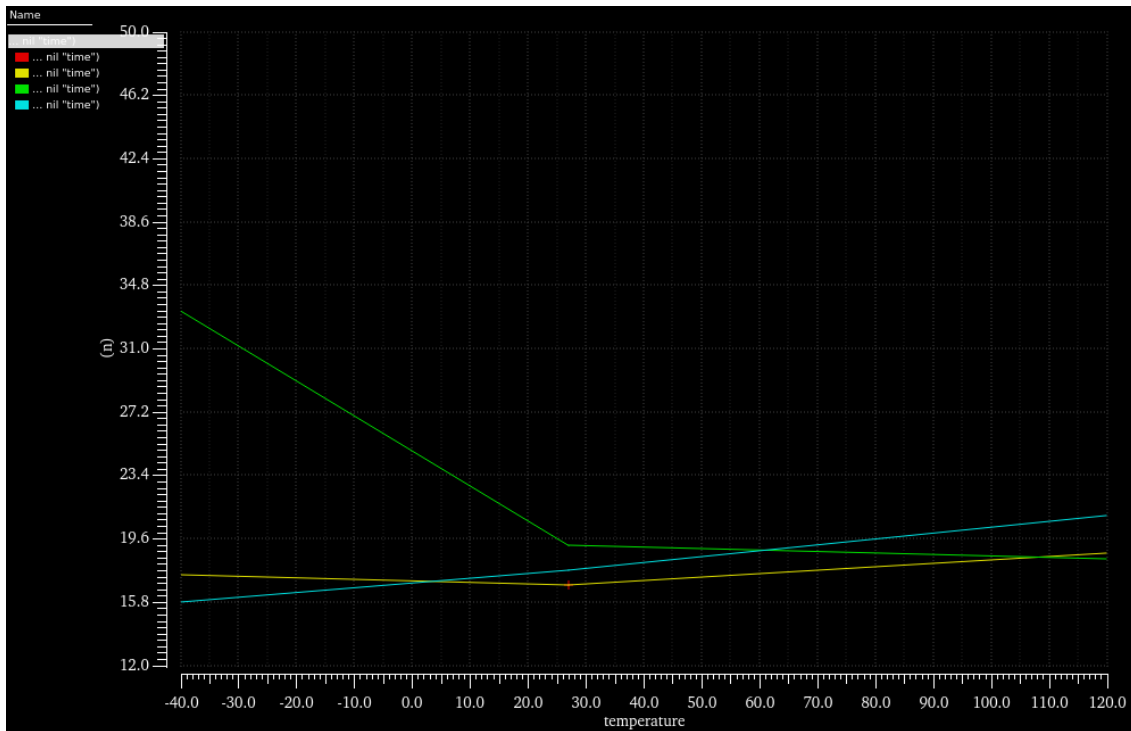


Abbildung 63 Anstiegszeit (10%-90%)

In Abbildung 64 ist das Ergebnis der Simulation tabellarisch dargestellt.

Parameter	Nominal						C0,0	C0,1	C0,2	C1,0	C1,1	C1,2	C3,0	C3,1	C3,2
bip.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
cap.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
config.scs	default						default	default	default	default	default	default	default	default	default
dia.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
mos.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
param.scs	3s						3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s
photo.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
res.scs	tm						tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
temperature	27						-40	27	120	-40	27	120	-40	27	120
Output	Nominal	Spec	Weight	Pass/Fail	Min	Max	C0,0	C0,1	C0,2	C1,0	C1,1	C1,2	C3,0	C3,1	C3,2
riseTime[V]"/o...	16.88n				15.85n	33.27n	17.47n	16.88n	18.75n	15.85n	17.76n	21.02n	33.27n	19.26n	18.4n

Abbildung 64 Anstiegszeit (10%-90%) Tabelle

Auch hier ist in den Abbildung 63 und Abbildung 64 eine starke Abhängigkeit von der Temperatur zu erkennen. Die Anstiegszeit liegt zwischen 15-35ns, was darauf hindeutet, dass der Komparator für Schaltraten weit unter 100 MHz geeignet ist.

10.3 Monte-Carlo-Simulation

Bei der Monte-Carlo Simulation werden die Variationen, die bei der Herstellung bzw. beim Fertigungsprozess eines Chips entstehen können, transistorindividuell simuliert. Es ist ein Verfahren der Stochastik. Die möglichen Abweichungen von den definierten Normgrößen, die

bei der Herstellung bei jedem einzelnen Transistor verursacht werden, können mithilfe der Monte Carlo Simulation nachgestellt werden.

Das Verhalten einer Schaltung kann von Chip zu Chip, welche sich auf demselben Wafer befinden, variieren. Diese lokalen Variationen können mithilfe einer Mismatch-Funktion simuliert werden. Überdies können sich Variationen auch von Wafer zu Wafer einstellen. Dies wird mithilfe einer Process-Funktion simuliert. Die Monte-Carlo-Simulation ermöglicht auch die zufällige Simulation einer Kombination von Prozess- und Mismatch-Parametern.

Anhand der Abbildung 65 ist zu erkennen, dass das XFAB-Design-Kit nur die Process-Funktion anbietet.

Process		HSpice & T-Spice					Eldo					Spectre					PSPice								
Node	Family	Corner	MC Process	MC Matching	OCC	PLPar	HVMOS_BJT	Corner	MC Process	MC Matching	OCC	PLPar	HVMOS_BJT	Corner	MC Process	MC Matching	OCC	PLPar	HVMOS_BJT	Corner	MC Process	MC Matching	OCC	PLPar	HVMOS_BJT
0.13µ	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.18µ	XH018	var	✓	x	✓	-	var	✓	x	✓	-	var	✓	✓	x	✓	-	var	✓	✓	-	-	-	-	-
	XC018	var	✓	x	✓	-	var	✓	x	✓	-	var	✓	✓	x	✓	-	var	✓	✓	-	-	-	-	-
	XP018	var	✓	x	✓	-	var	✓	x	✓	-	var	✓	✓	x	✓	-	var	✓	✓	-	-	-	-	-
	XT018	var	✓	x	✓	-	var	✓	x	✓	-	var	✓	✓	x	✓	-	var	✓	✓	-	-	-	-	-
	XS018	var	✓	x	✓	-	var	✓	x	✓	-	var	✓	✓	x	✓	-	var	✓	✓	-	-	-	-	-
0.35µ	XH035	var	✓	x	✓	x	var	✓	x	✓	x	var	✓	✓	x	✓	x	var	✓	✓	x	-	-	-	-
	XA035	var	✓	x	✓	x	var	✓	x	✓	x	var	✓	✓	x	✓	x	var	✓	✓	x	-	-	-	-
	XO035	var	✓	x	✓	-	var	✓	x	✓	-	var	✓	✓	x	✓	-	var	✓	✓	-	-	-	-	-
	XU035	var	✓	x	✓	-	var	✓	x	✓	-	var	✓	✓	x	✓	-	var	✓	✓	-	-	-	-	-
0.6µ	XC06	fix	✓	x	✓	x	fix	✓	x	✓	x	fix	✓	✓	x	✓	x	fix	✓	✓	x	-	fix	-	x
	XB06	fix	✓	x	✓	-	fix	✓	x	✓	-	fix	✓	✓	x	✓	-	fix	✓	✓	-	-	fix	-	-
	XT06	fix	-	-	-	x	fix	-	-	-	x	fix	-	-	-	x	-	fix	-	-	x	-	fix	-	x
0.8µ	CX08A	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-
	CX08H	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	x	fix	-	-	✓	-	fix	-	-
	CX08N	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-
1.0µ	XC10	fix	-	-	-	-	fix	-	-	-	-	fix	-	-	-	-	-	fix	-	-	-	fix	-	-	-
	XI10	fix	-	-	-	-	fix	-	-	-	-	fix	-	-	-	-	-	fix	-	-	-	fix	-	-	-
	XDH10	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-
	XDM10	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-	✓	-	-	fix	-	-	✓	-	fix	-	-

Abbildung 65 Verfügbarkeit von SPICE-Modellen für MC Simulatoren [31]

Die Verteilung der zufälligen Werte, die vom Simulator ausgewählt werden, können entweder einer Gaußschen (mc_g) oder einer Gleichverteilung (mc_u) folgen. Es gibt die Möglichkeit beide Simulationstypen zu nutzen. Bei der Gleichverteilung sind nur wenige Läufe erforderlich, um den gesamten möglichen Parameterbereich abzudecken. Die Gaußverteilung ergibt realistischere Parameterverteilungen. Es sind viele Simulationsläufe erforderlich, um den gesamten möglichen Parameterbereich abzudecken. Die Ergebnisse beider Simulationsarten werden in einem Histogramm dargestellt. Die Standardabweichung Sigma

wird für die Parameterverteilung mit dem Wert 3 gleichgesetzt. Dadurch werden die Werte von bis zu drei 3 Sigma-Abschnitten in einem Histogramm dargestellt.

Anschließend werden die Expressions, die in vorherigen Kapiteln beschrieben wurden, auch für die Monte-Carlo-Simulation verwendet.

In den folgenden Abbildungen sind die Ergebnisse dargestellt. Sowohl der Mittelwert als auch die Standardabweichung werden in den Histogrammen rechts oben angezeigt. Insgesamt lässt sich sagen, dass die Simulationsergebnisse sehr zufriedenstellend sind. Die Schaltung ist insgesamt stabil und wird von den Prozessvariationen kaum beeinflusst. [28][29][30][31][32]

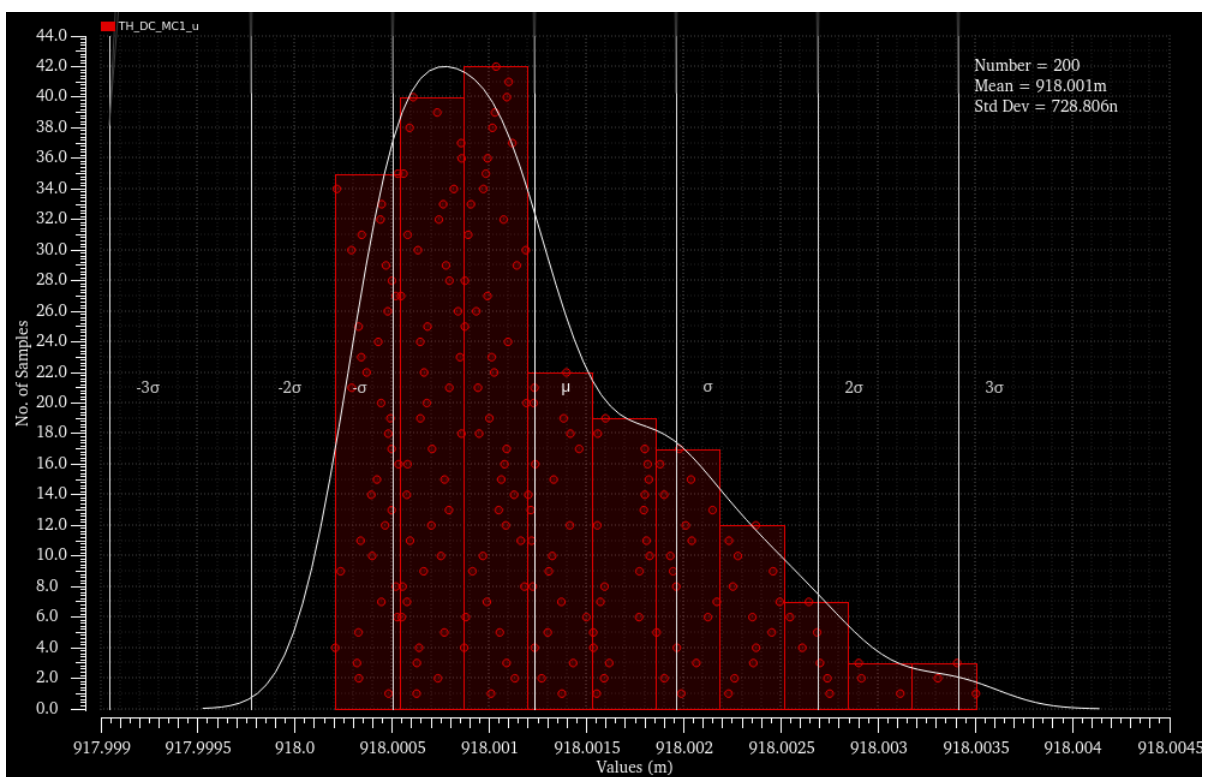


Abbildung 66 Schaltschwelle MC_U

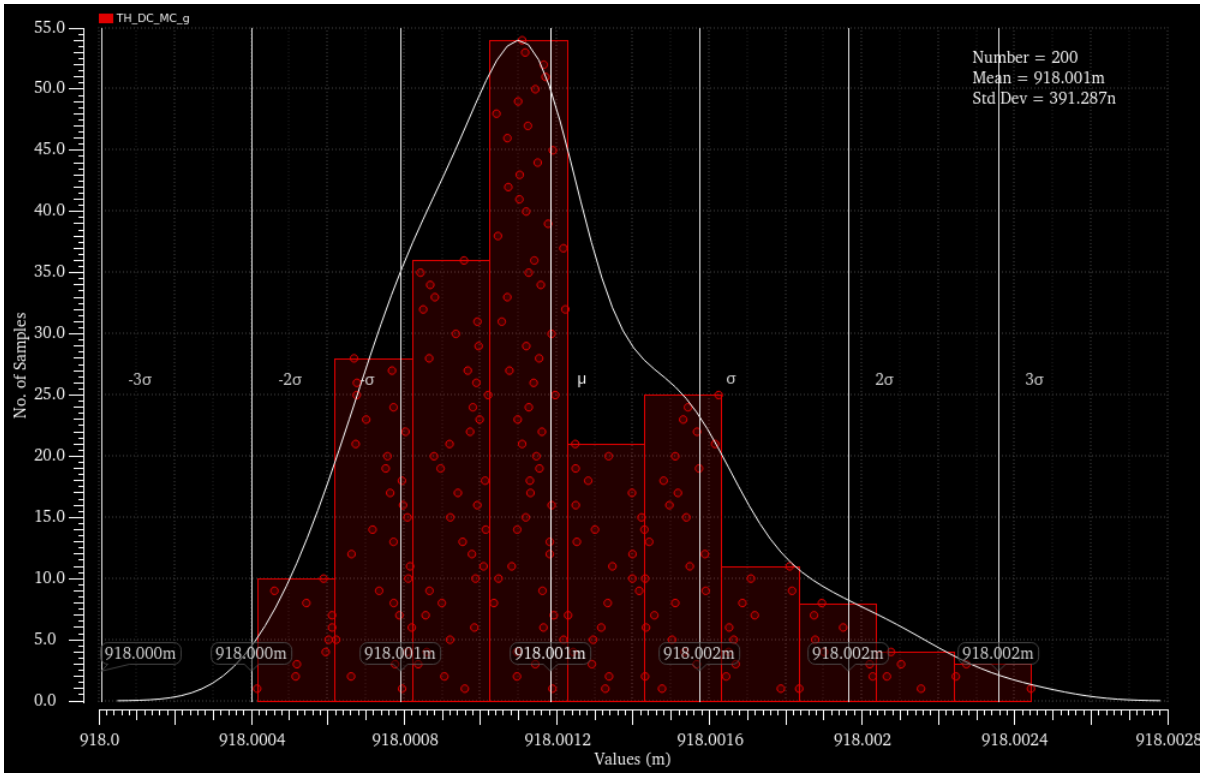


Abbildung 67 Schaltschwelle MC_G

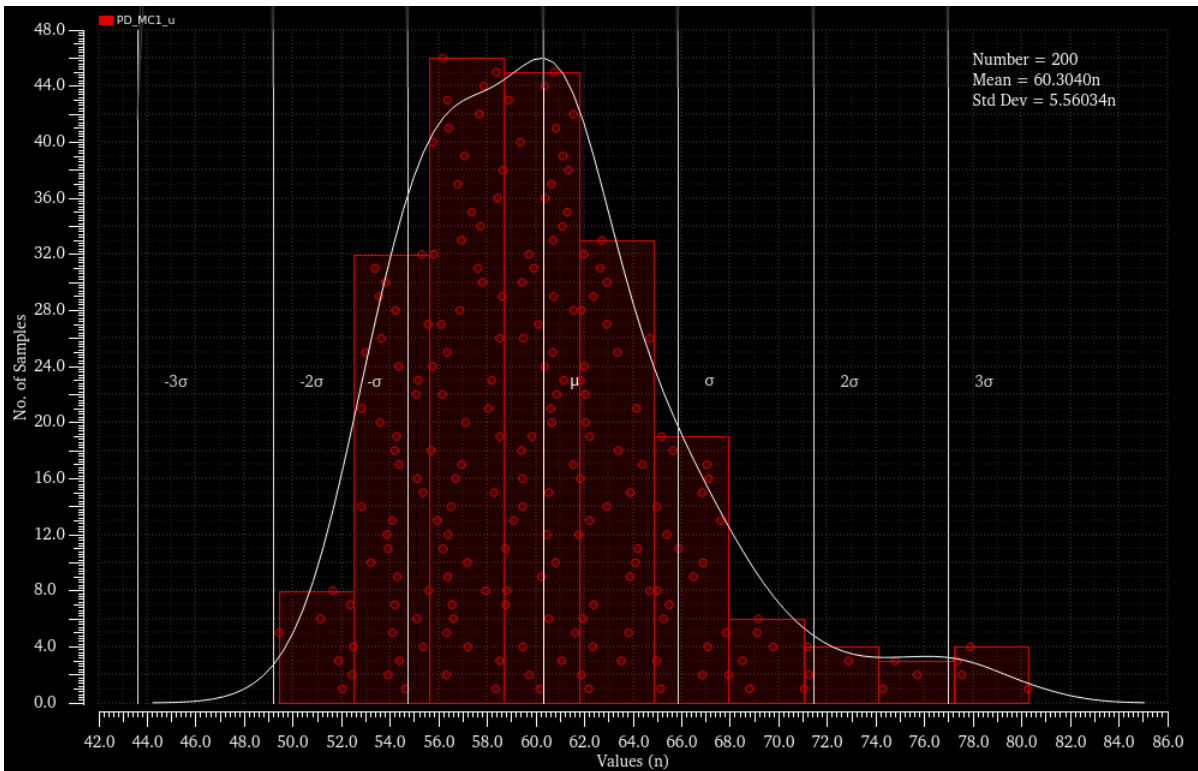


Abbildung 68 Schaltverzögerung MC_U

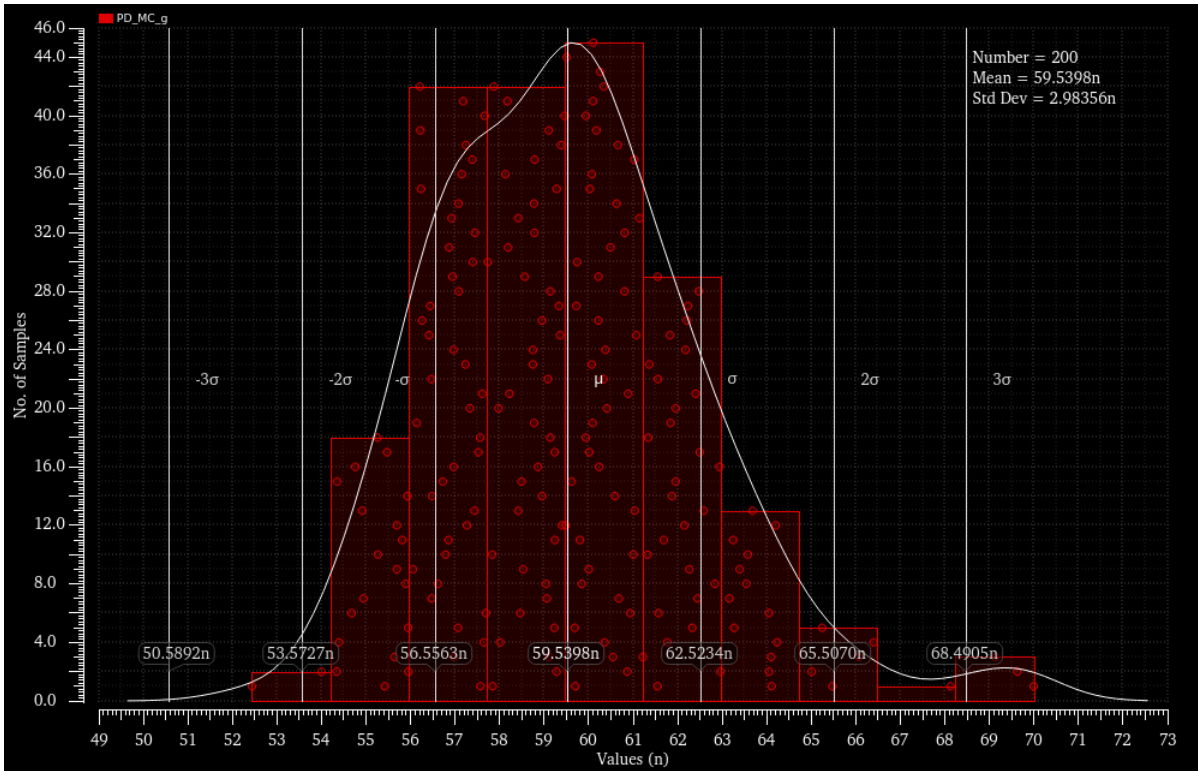


Abbildung 69 Schalterverzögerung MC_G

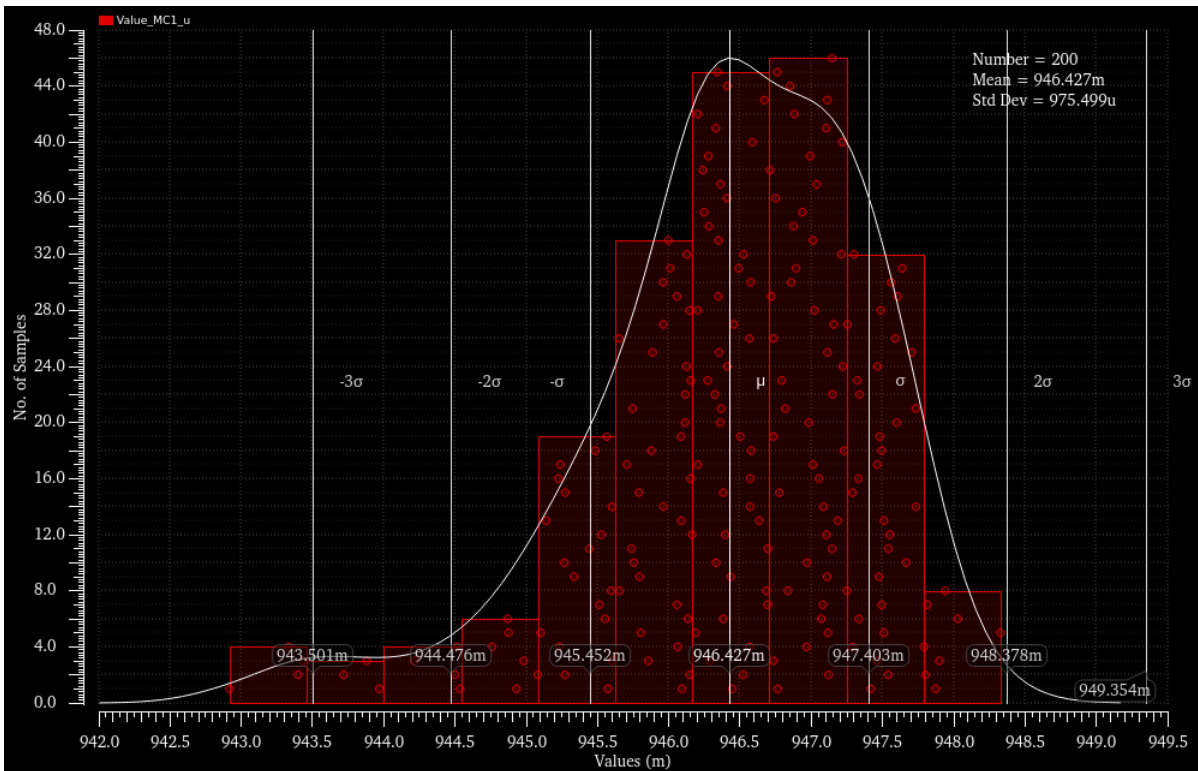


Abbildung 70 Wert des Eingangs beim Schaltvorgang MC_U

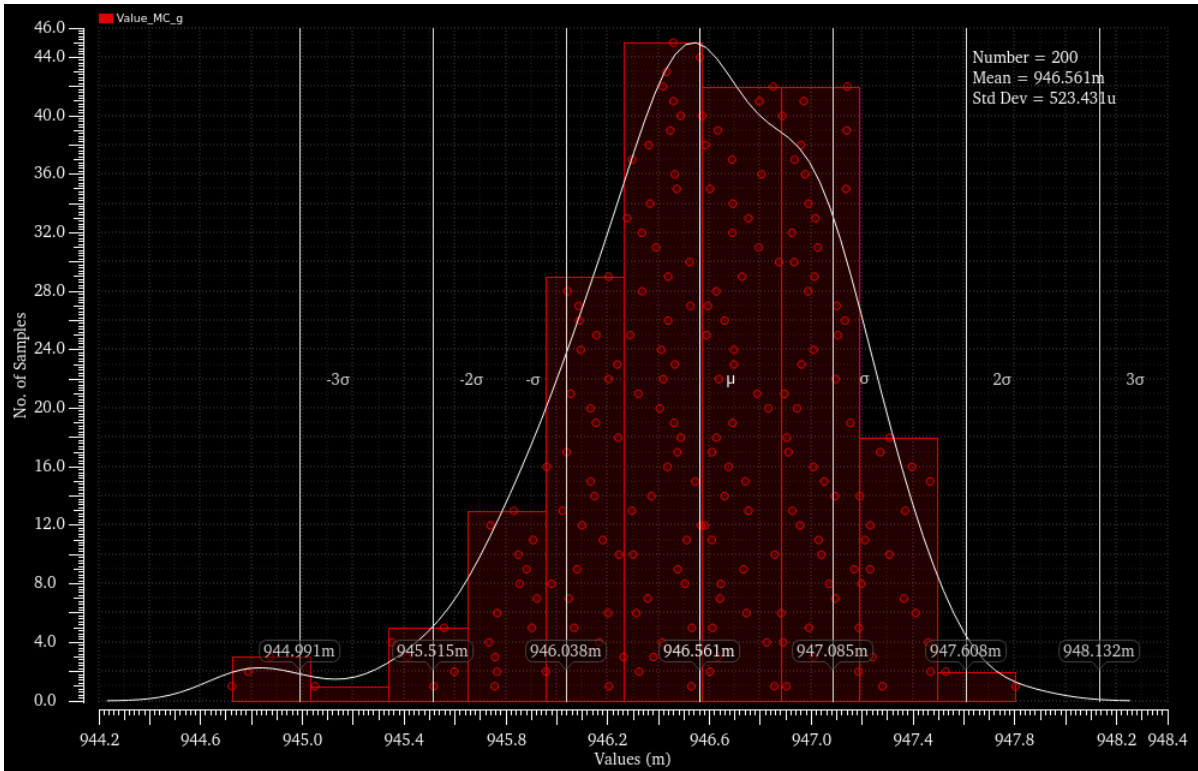


Abbildung 71 Wert des Eingangs beim Schaltvorgang MC_G

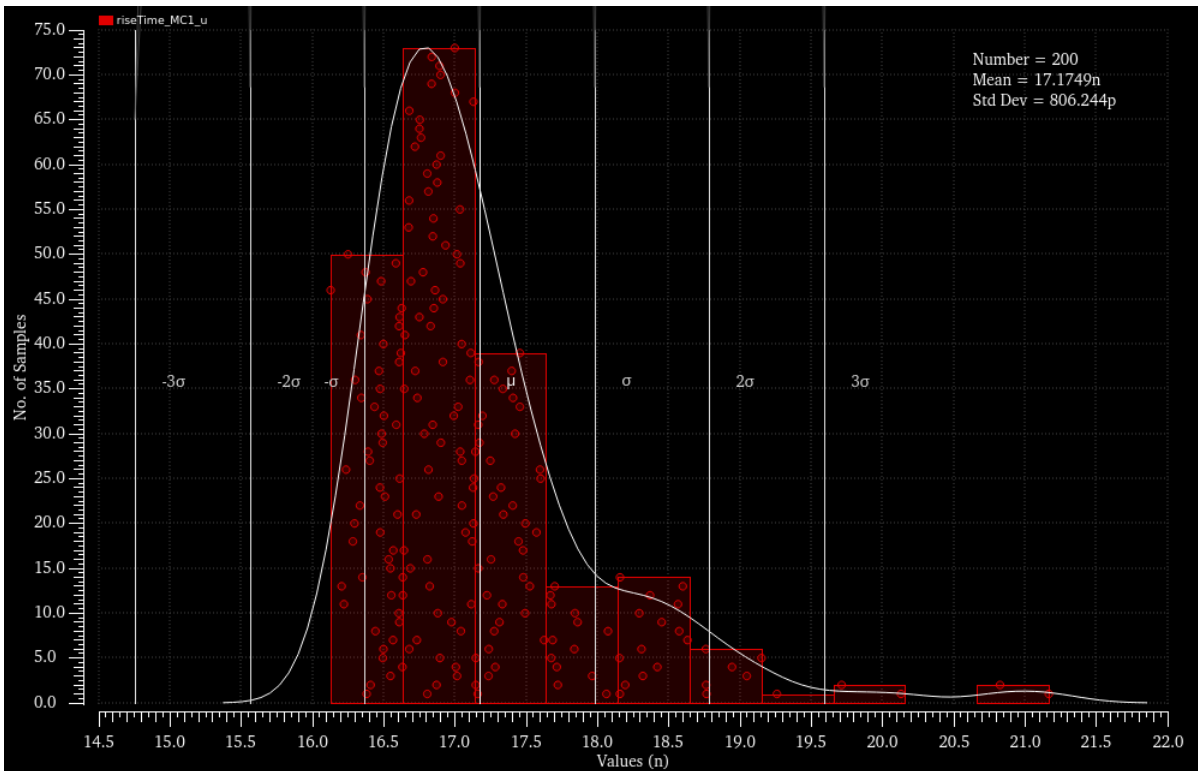


Abbildung 72 Anstiegszeit 10% - 90% MC_U

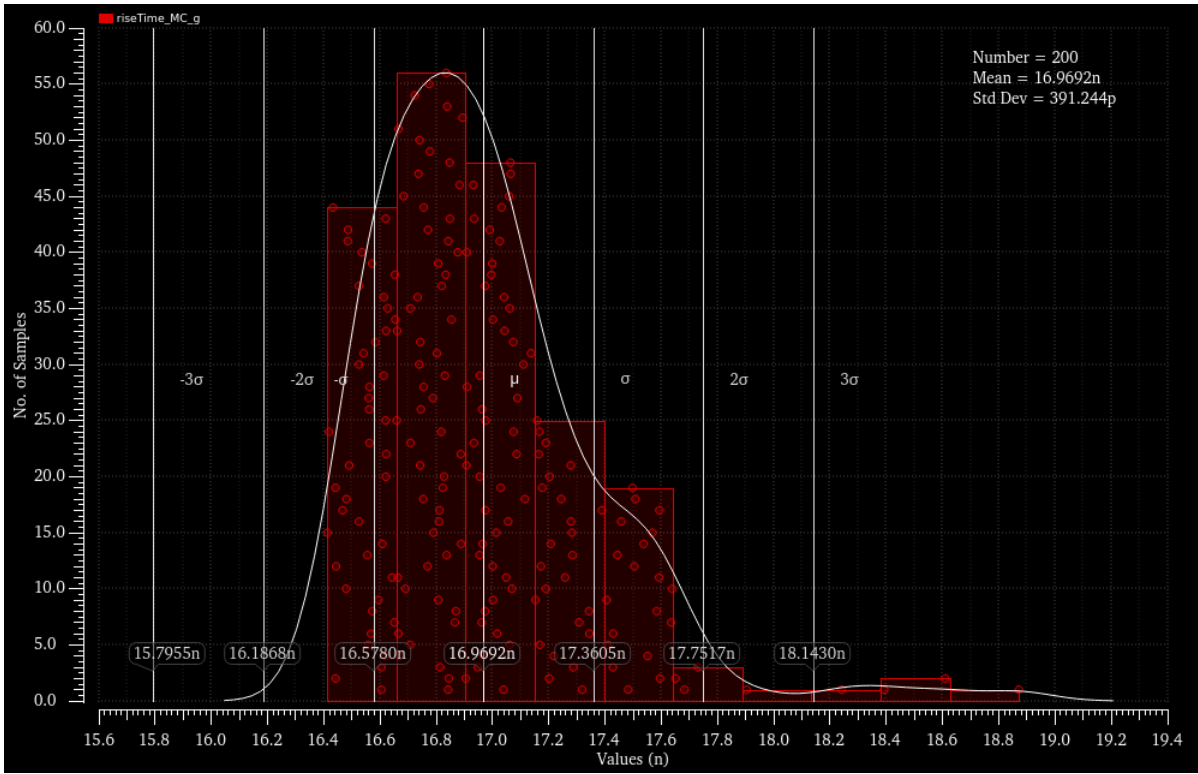


Abbildung 73 Anstiegszeit 10% - 90% MC_G

11 Entwurf des zehn-Bit Zählers

Als letzte Stufe wird noch ein zehn-Bit Zähler entworfen. Der Zähler hat die Aufgabe, die Logikpulse des Komparators zu zählen. Dafür werden D-Flip-Flops des XFAB-Design-Kits verwendet. Die Grundfunktion der Zählschaltung basiert auf Toggle-Flip-Flops, bei denen der invertierte Ausgang auf den Eingang zurückgekoppelt wird. Dadurch ändert das Flip-Flop alternierend mit jeder steigenden Flanke des Takts das Ausgangssignal. Der zu zählende Logikpuls wird an den Takteingang des niederwertigsten Flip-Flops geführt, während der invertierte Ausgang eines Flip-Flops auf den Takteingang des nächst höherwertigen Flip-Flops geführt wird. In Abbildung 74 ist ein zwei-Bit Zähler dargestellt. Dieser wird als Basis für den zehn-Bit Zähler verwendet.

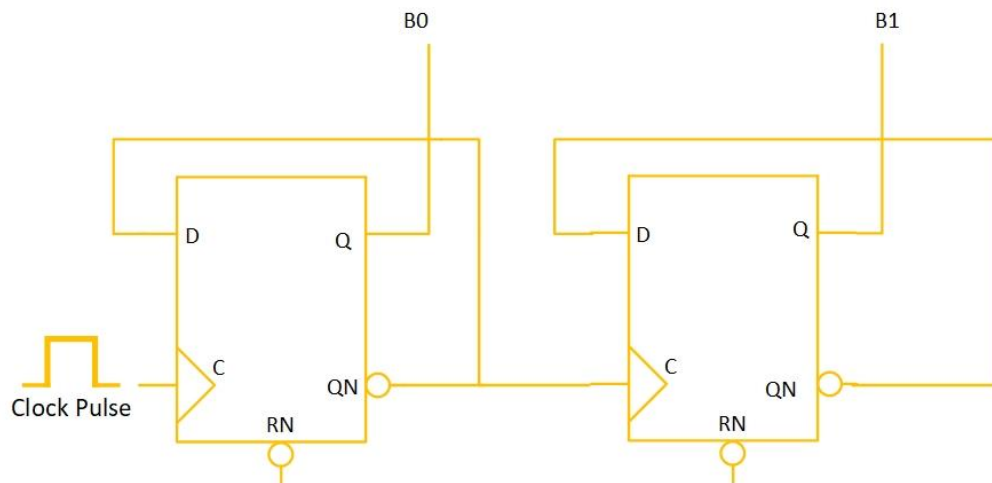


Abbildung 74 Aufbau zwei-Bit Zähler

Beim ersten Takt toggelt der Ausgang Q des ersten Flip-Flops auf eins. Somit wird das Signal *B0* auf 1 gesetzt. Beim zweiten Takt toggelt das Signal Q des ersten Flip-Flops auf null und QN toggelt auf eins. Dadurch toggelt der Ausgang Q des zweiten Flip-Flops ebenfalls auf eins. Somit wird das Signal *B1* gesetzt. Bei jedem weiteren Takt wird der Zähler weiter inkrementiert, bis an allen Flip-Flops der Wert 1 am Ausgang Q erscheint, der Zähler automatisch zurückgesetzt wird und die Zählung von Neuem beginnt. Sobald das Reset-Signal gesetzt wird, wird der Zustand der Flip-Flops ebenfalls zurück bzw. auf null gesetzt. Jedes weitere Flip-Flop kann ein weiteres Bit speichern. Deswegen werden für den Aufbau eines

zehn-Bit Zählers auch zehn Flip-Flops benötigt. In Abbildung 75 ist der Aufbau des Zählers dargestellt.

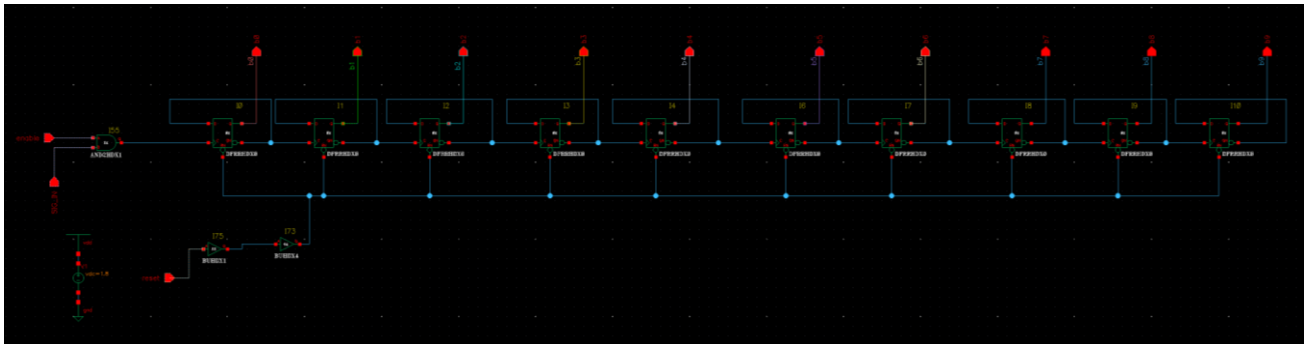


Abbildung 75 zehn-Bit Zähler

Das Und-Gatter was dem ersten Flip-Flop vorgeschaltet ist, wird dafür verwendet, den Zählvorgang deaktivieren zu können. Das Ausgangssignal des Komparators wird also nur dann gezählt, wenn gleichzeitig auch das Enable-Signal gesetzt ist. In Abbildung 76 ist das Simulationsergebnis für einen Takt von 1 MHz dargestellt. Aus der Simulation ist auch die korrekte Funktion des Reset und des Enable Signals ersichtlich.

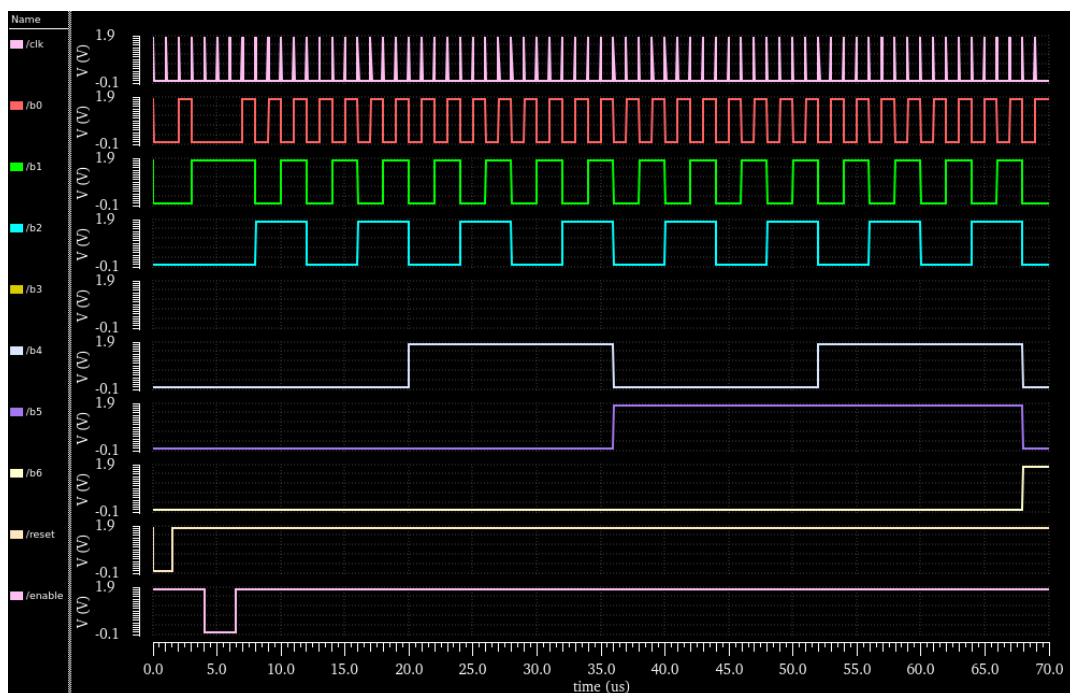


Abbildung 76 Simulation zehn-Bit Zähler

Es ist zu erkennen, dass der Zähler nicht anfängt zu zählen, solange das low-aktive Reset-Signal auf null liegt. Nach dem Setzen des Resets inkrementiert der Zähler seinen Zählerstand, bis das Enable-Signal zurückgesetzt wird. Nachdem das Enable-Signal wieder gesetzt wird, zählt der Zähler weiter. Für eine gute Übersicht auf das Simulationsergebnis, wurden nur die ersten 7 Bits des Zählers dargestellt. [29][31][32]

Der Zähler kann jetzt in die Signalverarbeitungskette integriert werden.

12 Funktionstest der Schaltung

Als nächstes werden alle entwickelten Schaltungen miteinander verschaltet und simuliert. In Abbildung 77 ist der Aufbau der gesamten Zählerkette dargestellt.

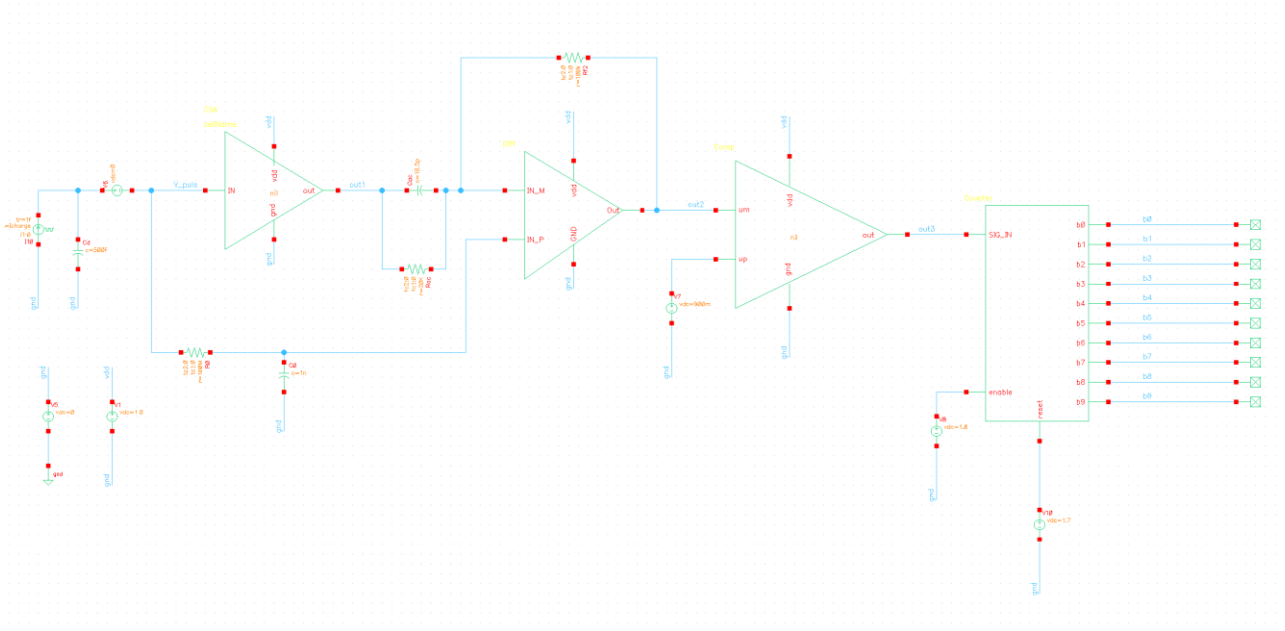


Abbildung 77 Gesamte Zählerkette

In Abbildung 78 ist das Simulationsergebnis der gesamten Zählerkette dargestellt. In den Eingang des ladungsempfindlichen Verstärkers wird eine Ladung von 0,185 fC bei einer Pulsbreite von 50ns und einer Periodendauer von 2µs injiziert. In Folge stellt sich ein Spannungspuls von 869,5 mV am Ausgang out1 der ersten Stufe und ein Spannungspuls von 918 mV am Ausgang out2 der zweiten Stufe ein. Der Komparator erkennt die Spannungspulse und erzeugt Logikpulse mit CMOS Pegeln, welche im Zähler gezählt werden.

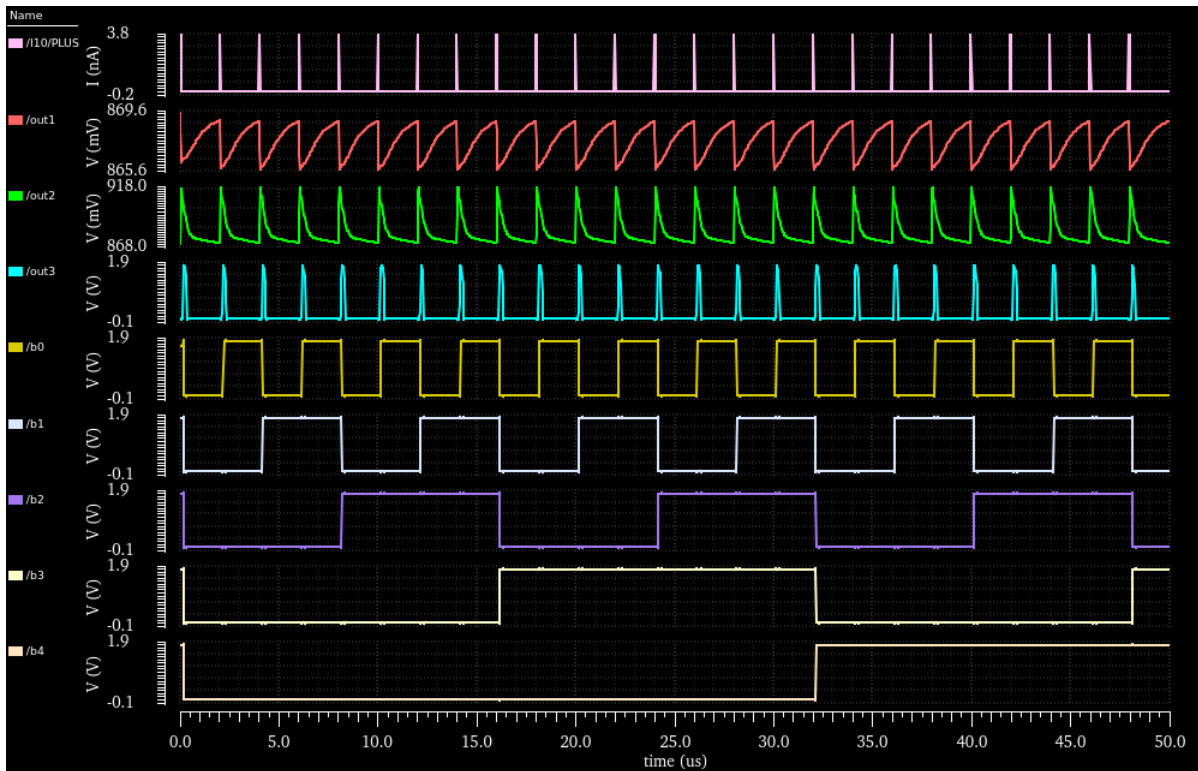


Abbildung 78 Simulation der gesamten Verstärkernetze

Es ist zu erkennen, dass alle entwickelten Schaltungen wie gewünscht funktionieren. Insgesamt nimmt die Ausleseketten eine Leistung von 1,34 mW auf.

13 Fazit

Ziel der vorliegenden Studie war es, ein Messkonzept bzw. eine Verstärkerschaltung auf Transistorebene in CMOS Technologie zu entwickeln. Durch Reverse-Engineering wurde ein elektronisches Personendosimeter, welches derzeit kommerziell genutzt wird, untersucht. Mithilfe dieses Verfahrens sollte die Funktionsweise der Verstärkerschaltung, der Sensoren und der verwendeten ASICs identifiziert werden. Außerdem sollte in Kooperation mit der TU Dortmund die Eignung handelsüblicher PIN-Dioden für das Projekt untersucht werden. Anhand der gewonnenen Erkenntnisse wurde im Rahmen des Projektes ein Messkonzept für die Detektion der Photonenstrahlung entwickelt.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die gesetzten Ziele erreicht wurden. Es konnten mehrere Detektoren, die später bei der Messung verwendet werden können, ausfindig gemacht.

Durch die Simulationen in Cadence konnte eine funktionierende Ausleseschaltung fertiggestellt werden. Bei der Entwicklung dieser Modellschaltung war die in Kapitel 5 vorgestellte Beispielschaltung eine große Hilfe. Durch Simulationen konnte ein unerwünschtes Verhalten der Beispielschaltung festgestellt werden. Die Ursache dieser Schwäche konnte durch die Berechnung der Übertragungsfunktion der Gesamtschaltung erläutert und mithilfe einer Pole-Zero Kompensation eliminiert werden.

Anhand der Modellschaltung konnte die Funktionsweise der PIN-Dioden als Detektorelement nachvollzogen werden. Diese Modellschaltung wurde als Basis für die Entwicklung der Verstärkerschaltung auf Transistorebene genommen. Die Stabilität und das Rauschverhalten der Verstärkerketten wurden genauer untersucht und optimiert.

Schlussfolgernd kann gesagt werden, dass die Herausforderung, diese komplizierte Schaltung zu entwerfen, erfolgreich gemeistert wurde. Mithilfe der gesammelten Erkenntnisse besteht die Möglichkeit, die gewünschte Schaltung in ein Layout zu überführen, anschließend als Testchip zu produzieren und für die Auslesung eines Photonendetektors bei Bestrahlung mit Röntgenstrahlung zu verwenden.

14 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1 Röntgenschaden eines 28-Jährigen [1].....	2
Abbildung 2 Strahlenarten.....	5
Abbildung 3 Elektronvolt.....	7
Abbildung 4 Außenansicht des EPD [5]	11
Abbildung 5 Nummerierung der Bauteile (Vorne)	21
Abbildung 6 Nummerierung der Bauteile (Hinten)	21
Abbildung 7 Schaltplan.....	22
Abbildung 8 Mikrocontroller	24
Abbildung 9 Block-Diagramm EEPROM.....	25
Abbildung 10 Side-LEDs	26
Abbildung 11 LED	27
Abbildung 12 Simulationsergebnis Einfallrate I [13]	28
Abbildung 13 Ladungsmenge [14].....	31
Abbildung 14 Beispielschaltung für die Auslesung eines Photonendetektors	34
Abbildung 15 Detektorkapazität und Auslesekapazität	35
Abbildung 16 Simulation der PIN-Diode.....	51
Abbildung 17 Ladungsempfindlicher Verstärker.....	52
Abbildung 18 Verlauf der Ausgangsspannung des ladungsempfindlichen Verstärkers aus Abb. 17	54
Abbildung 19 Unterschwinger	58

Abbildung 20 Differenz Verstärker.....	59
Abbildung 21 Simulation für die Übertragungsfunktion	62
Abbildung 22 Modelschaltung	62
Abbildung 23 Modellierung der Rauschquellen	63
Abbildung 24 Teleskopische Kaskode mit Source Folger	71
Abbildung 25 Ladungsempfindlicher Verstärker in Cadance V1	72
Abbildung 26 STB Analyse V1	73
Abbildung 27 Ladungsempfindlicher Verstärker mit Tiefpassfilter	74
Abbildung 28 Ladungsempfindlicher Verstärker Übertragungsfunktion der einzelnen Stufen	76
Abbildung 29 Ladungsempfindlicher Verstärker V2.....	77
Abbildung 30 Ladungsempfindlicher Verstärker Übertragungsfunktion der einzelnen Stufen V2.....	78
Abbildung 31 Ladungsempfindlicher Verstärker STB Analyse V2	79
Abbildung 32 Simulation STB-Analyse.....	80
Abbildung 33 Spektrale Rauschleistungsdichte für die Diode.....	81
Abbildung 34 Rauschquellen	82
Abbildung 35 Rauschspektrum	83
Abbildung 36 Gesamtrauschbeitrag und Elektronenrauschen	84
Abbildung 37 STB-Analyse V3	84
Abbildung 38 Schaltung für die Symbolerstellung	85
Abbildung 39 Symbol des ladungsempfindlichen Verstärkers	86

Abbildung 40 Differenzverstärker.....	87
Abbildung 41 Differenzverstärker in Cadence.....	89
Abbildung 42 Symbol des Differenzverstärkers	89
Abbildung 43 Stabilitätsprüfung Differenzen Verstärker V1	90
Abbildung 44 Differenzen Verstärker in Cadence V2	91
Abbildung 45 Stabilitätsprüfung Differenzen Verstärker V2	92
Abbildung 46 Rauschquellen Differenzen Verstärker	93
Abbildung 47 Verstärkerstufen	93
Abbildung 48 Simulation Verstärkerstufen.....	94
Abbildung 49 Einstellung für die Rauschanalyse	95
Abbildung 50 Rauschen an der gesamten Verstärkerkette.....	96
Abbildung 51 Gesamtrauschbeitrag und Elektronenrauschen	96
Abbildung 52 Komparator.....	97
Abbildung 53 Komparator V1.....	99
Abbildung 54 Schaltsymbol Komparator.....	99
Abbildung 55 Corner Setup.....	100
Abbildung 56 Schaltschwelle.....	101
Abbildung 57 Schaltschwelle Tabelle	102
Abbildung 58 Transiente. Simulation	102
Abbildung 59 Schaltverzögerung.....	103
Abbildung 60 Schaltverzögerung Tabelle.....	104

Abbildung 61 Der Wert des Eingangs beim Schaltvorgang.....	104
Abbildung 62 Der Wert des Eingangs beim Schaltvorgang Tabelle.....	105
Abbildung 63 Anstiegszeit (10%-90%)	106
Abbildung 64 Anstiegszeit (10%-90%) Tabelle	106
Abbildung 65 Verfügbarkeit von SPICE-Modellen für MC Simulatoren [31].....	107
Abbildung 66 Schaltschwelle MC_U.....	108
Abbildung 67 Schaltschwelle MC_G.....	109
Abbildung 68 Schaltverzögerung MC_U.....	109
Abbildung 69 Schaltverzögerung MC_G.....	110
Abbildung 70 Wert des Eingangs beim Schaltvorgang MC_U	110
Abbildung 71 Wert des Eingangs beim Schaltvorgang MC_G	111
Abbildung 72 Anstiegszeit 10% - 90% MC_U.....	111
Abbildung 73 Anstiegszeit 10% - 90% MC_G.....	112
Abbildung 74 Aufbau zwei-Bit Zähler.....	113
Abbildung 75 zehn-Bit Zähler.....	114
Abbildung 76 Simulation zehn-Bit Zähler	114
Abbildung 77 Gesamte Zählerkette.....	116
Abbildung 78 Simulation der gesamten Verstärkerkette	117

15 Tabellenverzeichnis

Tabelle 1 Eigenschaften der Strahlen	7
Tabelle 2 Messbereich des EPD[5]	13
Tabelle 3 Zerlegung des EPD.....	14
Tabelle 4 Abbauprozesse des Gammadetektors [1]	15
Tabelle 5 Abbauprozesse des Gammadetektors 2.....	17
Tabelle 6 Eintrittsfenster	18
Tabelle 7 Abbauprozess Rückseite.....	20
Tabelle 8 Empfehlung Strahlenschutzkommission [15]	28
Tabelle 9 Osram BPW 34S [16].....	40
Tabelle 10 Diagramme Osram BPW 34S [16].....	42
Tabelle 11 VISHAY BPW34 [17].....	42
Tabelle 12 Diagramme VISHAY BPW34 [17].....	43
Tabelle 13 Parameter First Sensor X100-7 [18].....	44
Tabelle 14 Diagramm First Sensor X100-7 [18].....	45
Tabelle 15 Parameter Hamamatsu S5971 [19].....	46
Tabelle 16 Diagramm Hamamatsu S5971 [19].....	47
Tabelle 17 Parameter Hamamatsu S5972 [20].....	48
Tabelle 18 Diagramm Hamamatsu S5972 [20].....	48
Tabelle 19 Parameter Hamamatsu S5973 [21].....	49
Tabelle 20 Diagramm Hamamatsu S5971 [21].....	50

16 Formelverzeichnis

Formel 1 Ausgelesene Ladung	36
Formel 2 Spannungsverlaufsformel	38

17 Literaturverzeichnis

- [1] Siemens Healthcare GmbH (2021) [online] [Zugriff am 15.12.2021] verfügbar unter:
<https://www.medmuseum.siemens-healthineers.com/de/geschichten-roentgentechnik/strahlenschutz>
- [2] Hans-Gerrit Vogt (2019) *Grundzüge des praktischen Strahlenschutzes*
Hanser
Jan-Willem Vahlbruch
- [3] Hanno Krieger (2019) *Grundlagen der Strahlungsphysik und des Strahlenschutzes*
Springer Spektrum
- [4] MTA-R.de und Max Schmidt-Römhild GmbH & Co. KG (2018) [online] [Zugriff am 17.12.2021] verfügbar unter:
<https://www.mta-r.de/blog/geschichte-strahlenschutz/>
- [5] Thermo Scientific (ohne Jahr). *Elektronisches Personendosimeter (EPD Mk2) Gebrauchsanweisung* [Zugriff am: 17.12.2021] [Online PDF]
verfügbar unter:
<https://docplayer.org/9693074-Angaben-zum-hersteller.html>
- [6] Dr. Hans W. Roser (2009) *DOSISBEGRIFFE* [online PDF] [Zugriff am 18.12.2021] verfügbar unter:
https://www.svmtra.ch/files/Dokumente/Verband/Fachstellen/Strahlenschutz/Grundlagen_Roentgendiagnostik.pdf
- [7] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und nukleare Sicherheit (BMU) (2020) [online] [Zugriff am 17.12.2021] verfügbar unter:
<https://www.nuklearesicherheit.de/wissen/physikalische-grundlagen/ionisierende-strahlung/arten-ionisierender-strahlung/>
- [8] Wolfgang Petzold (1983) *Strahlenphysik, Dosimetrie und Strahlenschutz*
B.G. Teubner Stuttgart

- [9] Rainer Parthier (2019) 9. Auflage *Messtechnik*
Springer Vieweg
- [10] Joachim Federau (2017) 7 Auflage *Operationsverstärker*
Springer Vieweg
- [11] Dr. Hans Ulrich Schmidt (1986) *Messelektronik in der Kernphysik*
Teubner Studienbücher
- [13] unbekannt (2021) *EPDs*
TU Dortmund
- [14] Isabelle Schilling (2020) *Simulation eines elektronischen Personendosimeters*
TU Dortmund
- [15] Strahlenschutzkommission (2011) *Anforderungen an Personendosimeter Empfehlung der Strahlenschutzkommission*
Strahlenschutzkommission
- [16] Digikey (2021) [online] [Zugriff am 26.12.2021] verfügbar unter:
https://www.digikey.de/product-detail/de/osram-opto-semiconductors-inc/BPW34/475-1070-ND/607274?utm_adgroup=Optical%20Sensors&utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=Shopping_Product_Sensors%2C%20Transducers_New&utm_term=&productid=607274&gclid=EAIaIQobChMIhPmonqei7AIVU-J3Ch3WPQpEEAYYASABEgIr7PD_BwE
- [17] RS-online (2021) [online] [Zugriff am 28.12.2021] verfügbar unter:
[https://de.rs-online.com/web/p/fotodioden/6997616?cm_mmc=DE-PLA-DS3A--google--PLA_DE_DE_Displays_und_Optoelektronik_Whoop--\(DE:Whoop!\)+Fotodioden--6997616&matchtype=&pla-532131670752&gclid=EAIaIQobChMI4KCR-6ei7AIVSuh3Ch2wpgJcEAYYASABEgIS9PD_BwE&gclsrc=aw.ds](https://de.rs-online.com/web/p/fotodioden/6997616?cm_mmc=DE-PLA-DS3A--google--PLA_DE_DE_Displays_und_Optoelektronik_Whoop--(DE:Whoop!)+Fotodioden--6997616&matchtype=&pla-532131670752&gclid=EAIaIQobChMI4KCR-6ei7AIVSuh3Ch2wpgJcEAYYASABEgIS9PD_BwE&gclsrc=aw.ds)
- [18] Mouser (2021) [online] [Zugriff am 30.12.2021] verfügbar unter:
<https://www.mouser.de/ProductDetail/First-Sensor/X100-7-SMD?qs=XT0h7XtgaRluHeOO0jzfWw==>
- [19] Farnell (2021) [online] [Zugriff am 31.12.2021] verfügbar unter:

https://de.farnell.com/hamamatsu/s5971/photodiode-960nm-100mhz/dp/1495572?CMP=KNC-GDE-GEN-KWL-Manufacturer-L5Pages-3M-TestNo-47D-170820_Test&mckv=_dc|pcrid|457433853807|&gclid=Cj0KCQiApY6BBhCsARIsAOI_GjZi-CU5RWvjyOTHdy8JDxe5c2cw7i8A3zLdExKib9im_z6VJkC_gawaAlqoEALw_wcB

- [20] Farnell (2021) [online] [Zugriff am 31.12.2021] verfügbar unter:
https://de.farnell.com/hamamatsu/s5972/photodiode-800nm-500mhz/dp/1495573?CMP=KNC-GDE-GEN-KWL-Manufacturer-L5Pages-3M-TestNo-47D-170820_Test&mckv=_dc|pcrid|457433853807|&gclid=Cj0KCQiApY6BBhCsARIsAOI_GjYgfzGzvUkRvjMxA2F2clhacyqUmI64N-08pdHAfJmtCE-7BVEGww8aAo_CEALw_wcB
- [21] Farnell (2021) [online] [Zugriff am 31.12.2021] verfügbar unter:
https://de.farnell.com/hamamatsu/s5973/photodiode-760nm-1ghz/dp/1495575?CMP=KNC-GDE-GEN-KWL-Manufacturer-L5Pages-3M-TestNo-47D-170820_Test&mckv=_dc|pcrid|457433853807|&gclid=Cj0KCQiApY6BBhCsARIsAOI_GjaTNrFyNcsTW00r6m-Ws6hvcXOZ3NA6moBFonGOu_MozdU8Tkal4UMaAvbDEALw_wcB
- [22] Holger Göbel (2014) 5. Auflage Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik
- [23] Semih Yilmaz 2019 Design of a radiation-hard 5V voltage regulator from cascoded thin-gate transistors in a 65nm CMOS technology
- [24] Johann Siegl (ohne Jahr) 2. Auflage Schaltungstechnik – Analog und gemischt analog/digital
Springer

- [25] Th. Tille (2004) Mikroelektronik
D. Schmitt-
Landsiedel Springer
- [26] Berthold (2019) 5. Auflage Grundlagen Regelungstechnik
Heinrich Springer Vieweg
Wolfgang
Schneider
- [27] Jan Lunze (2019) 12. Auflage Regelungstechnik 1
Springer Vieweg
- [28] Behzad (2001) Design of Analog CMOS Integrated Circuits
Razavi McGraw Hill
- [29] R. Jacob (ohne Jahr) CMOS Circuit, Layout and Simulation
Baker Wiley
- [30] Phillip E. (2002) CMOS Analog Circuit Design
Allen Oxford University press
Douglas R.
Holberg

[31] X-FAB Global (2021) SPICE Models & Simulations

X-FAB

[32] X-FAB Global (2020) X-FAB A/MS Reference Kit
User Guide for Mixed signal flow

X-FAB

18 Anhang

18.1 Link der PIN-Detektoren

OSRAM BPW 34 S	https://www.digikey.de/product-detail/de/osram-opto-semiconductors-inc/BPW34/475-1070-ND/607274?utm_adgroup=Optical%20Sensors&utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=Shopping_Product_Sensors%2C%20Transducers_New&utm_term=&productid=607274&gclid=EAIaIQobChMIhPmonqei7AIVU-J3Ch3WPQpEEAYYASABEgIr7PD_BwE
VISHAY BPW34	https://de.rs-online.com/web/p/fotodioden/6997616?cm_mmc=DE-PLA-DS3A-_-google-_-PLA_DE_DE_Displays_und_Optoelektronik_Whoop-_(DE:Whoop!)+Fotodioden-_-6997616&matchtype=&pla-532131670752&gclid=EAIaIQobChMI4KCR-6ei7AIVSuh3Ch2wpgJcEAYYASABEgIS9PD_BwE&gclsrc=aw.ds
First Sensor X100-7	https://www.mouser.de/ProductDetail/First-Sensor/X100-7-SMD?qs=XT0h7XtgaRluHeOO0jzfWw==
Hamamatsu S5971	https://de.farnell.com/hamamatsu/s5971/photodiode-960nm-100mhz/dp/1495572?CMP=KNC-GDE-GEN-KWL-Manufacturer-L5Pages-3M-TestNo-47D-170820_Test&mckv=_dc pcrid 457433853807 &gclid=Cj0KCQiApY6BBhCsARIsAOI_GjZi-CU5RWvjyOTHdy8JDxe5c2cw7i8A3zLdExKib9im_z6VJkC_gawaAlqoEALw_wcB
Hamamatsu S5972	https://de.farnell.com/hamamatsu/s5972/photodiode-800nm-500mhz/dp/1495573?CMP=KNC-GDE-GEN-KWL-Manufacturer-L5Pages-3M-TestNo-47D-170820_Test&mckv=_dc pcrid 457433853807 &gclid=Cj0KCQiApY6BBhCsARIsAOI_GjYgfzGzvUkRvjMxA2F2clhacyqUmI64N-08pdHafJmtCE-7BVEGww8aAo_CEALw_wcB
Hamamatsu S5973	https://de.farnell.com/hamamatsu/s5973/photodiode-760nm-1ghz/dp/1495575?CMP=KNC-GDE-GEN-KWL-Manufacturer-L5Pages-3M-TestNo-47D-170820_Test&mckv=_dc pcrid 457433853807 &gclid=Cj0KCQiApY6BBhCsARIsAOI_GjaTNRfYnCsTW00r6m-Ws6hvcXOZ3NA6moBFonGOu_MozdU8Tkal4UMaAvbDEALw_wcB

18.2 Übertragungsfunktion

Zur Berechnung der Übertragungsfunktion des ladungsempfindlichen Verstärkers siehe Abbildung 17.

$$I_{puls} = I_D + I_F \rightarrow I_F = I_{puls} - I_D$$

$$V_{out} - V_{in} + (Z_F \cdot I_F) \rightarrow V_{out} - V_{in} = -(Z_F \cdot I_F)$$

$$V_{out} + \frac{V_{out}}{A} = -I_F \cdot Z_F$$

$$Z_F = \frac{R_F}{1 + R_F \cdot sC_F}$$

$$V_{out} \cdot \left(1 + \frac{1}{A}\right) = -(I_{puls} - I_D) \cdot Z_F$$

$$V_{out} \cdot \left(1 + \frac{1}{A}\right) = -\left(I_{puls} + \frac{V_{out} \cdot sC_D}{A}\right) \cdot Z_F$$

$$V_{out} \cdot \left(1 + \frac{1}{A}\right) = -I_{puls} \cdot Z_F - \frac{V_{out} \cdot sC_D}{A} \cdot Z_F$$

$$V_{out} \cdot \left(1 + \frac{1}{A}\right) + \left(\frac{V_{out} \cdot sC_D}{A} \cdot Z_F\right) = -I_{puls} \cdot Z_F$$

$$V_{out} \cdot \left(1 + \frac{1}{A} + \frac{sC_D}{A} \cdot Z_F\right) = -I_{puls} \cdot Z_F$$

$$V_{out} = -\frac{I_{puls} \cdot Z_F}{\left(1 + \frac{1}{A} + \frac{sC_D}{A} \cdot Z_F\right)}$$

$$V_{out}(s) = -\frac{I_{puls} \cdot Z_F \cdot A}{A + 1 + (sC_D \cdot Z_F)}$$

Unter Vernachlässigung des Feedbackwiderstandes und der endlichen Bandbreite des Verstärkers

$$Z_0 = \frac{1}{sC_F}$$

$$V_{out} = -\frac{I_{puls} \cdot \frac{1}{sC_F} \cdot A}{A + 1 + (sC_D \cdot \frac{1}{sC_F})}$$

$$V_{out} = -\frac{I_{puls} \cdot A}{sC_F(A + 1) + sC_D}$$

$C_F(1 + A) \cong$ Milleranteil!

$$V_{out} = -\frac{I_{puls}}{s[C_F \frac{A+1}{A} + \frac{C_D}{A}]}$$

$$Z_F = \frac{R_F}{1 + R_F \cdot sC_F}$$

$$V_{out} = -\frac{I_{puls} \cdot Z_F \cdot A}{A + 1 + (sC_D \cdot Z_F)}$$

$$V_{out} = -\frac{I_{puls} \cdot \frac{R_F}{1 + R_F \cdot sC_F} \cdot A}{A + 1 + \left(sC_D \cdot \frac{R_F}{1 + R_F \cdot sC_F}\right)}$$

$$V_{out} = -\frac{I_{puls} \cdot R_F \cdot A}{(1 + R_0 \cdot sC_F) \cdot \left[A + 1 + \left(sC_D \cdot \frac{R_F}{1 + R_F \cdot sC_F}\right)\right]}$$

$$V_{out} = -\frac{I_{puls} \cdot R_F \cdot A}{(1 + R_F \cdot sC_F) \cdot (A + 1) + (sC_D \cdot R_F)}$$

$$V_{out} = -\frac{A}{A + 1} \frac{I_{puls} \cdot R_F}{1 + sR_F \left(C_F + \frac{C_D}{A + 1} \right)}$$

$$V_{out} = \lim_{A \rightarrow \infty} -\frac{A}{A + 1} \frac{I_{puls} \cdot R_F}{1 + sR_F \left(C_F + \frac{C_D}{A + 1} \right)}$$

$$V_{out} = -\frac{I_{puls} \cdot R_F}{1 + sR_F C_F}$$

$$H_{CSA}(s) = \frac{V_{out}}{I_{puls}} = -\frac{R_F}{1 + R_F \cdot sC_F}$$

$$V_{OUT}(s) = H_{CSA}(s) \cdot I_{puls}(s)$$

Impulsantwort

Da $\mathcal{L}\{\delta(t)\} = 1$

$$I_{puls}(s) = Q_{puls}$$

$$V_{out} = -(Q_{puls} \cdot R_F) \cdot \frac{1}{(1 + R_F \cdot sC_F)}$$

$$\frac{1}{1+s\tau} \quad \bullet \text{---} \circ \quad \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$V_{out} = -\frac{Q_{puls}}{C_F} e^{-\frac{t}{R_F \cdot C_F}}$$

Berechnung der Übertragungsfunktion des zweiten Verstärkers siehe Abbildung 20

$$U_{EIN} - U_{zac} = 0 \quad \Rightarrow \quad U_{EIN} = U_{zac}$$

$$U_{rf2} + U_{out2} = 0 \quad \Rightarrow \quad U_{rf2} = -U_{out2}$$

$$Z_{ac} = \frac{R_{ac}}{1 + R_{ac} \cdot sC_{ac}}$$

$$U_{zac} = I_E \cdot Z_{ac}$$

$$U_{zac} = I_E \cdot \frac{R_{ac}}{1 + sR_{ac}C_{ac}} \quad \Rightarrow \quad I_E = U_{zac} \frac{(1 + sR_{ac}C_{ac})}{R_{ac}}$$

$$U_{rf2} = I_{F2} \cdot R_{f2} \quad \Rightarrow \quad I_{F2} = \frac{U_{rf2}}{R_{f2}}$$

$$I_E = I_{F2}$$

$$U_{zac} \frac{(1 + R_{ac} \cdot sC_{ac})}{R_{ac}} = \frac{U_{rf2}}{R_{f2}}$$

$$\frac{U_{EIN}(1 + R_{ac} \cdot sC_{ac})}{R_{ac}} = \frac{-U_{out2}}{R_{f2}}$$

$$U_{out2} = -U_{EIN} \frac{(1 + sR_{ac}C_{ac})R_{f2}}{R_{ac}}$$

$$H(s) = \frac{U_{out2}}{U_{EIN}} = -\frac{(1 + sR_{ac}C_{ac})R_{f2}}{R_{ac}}$$

$$-\frac{U_{EIN}}{U_{out2}} \cdot \frac{R_{f2}}{R_{ac}} = \frac{1}{(1 + R_{ac} \cdot sC_{ac})}$$

$$\frac{1}{1+s\tau} \quad \bullet \text{---} \circ \quad \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$-\frac{U_{EIN}}{U_{out2}} \cdot \frac{R_{f2}}{R_{ac}} = \frac{1}{R_{ac} \cdot C_{ac}} e^{-\frac{t}{R_{ac} \cdot C_{ac}}}$$

$$U_{out2} = -U_{EIN} C_{ac} R_{f2} e^{\frac{t}{R_{ac} \cdot C_{ac}}}$$

Verstärker 1

$$H_1(s) = \frac{V_{out}}{I_{puls}} = -\frac{R_f}{1 + sR_f C_f}$$

Verstärker 2

$$H_2(s) = \frac{V_{out2}}{U_{EIN}} = -\frac{(1 + sR_{ac}C_{ac})R_{f2}}{R_{ac}}$$

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$$

$$H(s) = \left(-\frac{R_f}{1 + sR_f C_f} \right) \cdot \left(-\frac{(1 + sR_{ac}C_{ac})R_{f2}}{R_{ac}} \right)$$

$$H(s) = \frac{R_f R_{f2}}{R_{ac}} \cdot \frac{1 + sR_{ac}C_{ac}}{1 + sR_f C_f}$$

Bedienung für Pole-Zero Cancelation

$$R_{ac}C_{ac} = R_fC_f$$

$$H(s) = \frac{R_fR_{f2}}{R_{ac}}$$

Polstelle

$$(1 + sR_fC_f)R_{ac} = 0$$

$$R_{ac} + sR_fC_fR_{ac} = 0$$

$$s = -\frac{R_{ac}}{R_fC_fR_{ac}}$$

$$s = -\frac{1}{R_fC_f}$$

Nullstelle

$$R_fR_{f2} (1 + sR_{ac}C_{ac}) = 0$$

$$R_fR_{f2} + sR_{ac}C_{ac}R_fR_{f2} = 0$$

$$s = -\frac{R_fR_{f2}}{R_{ac}C_{ac}R_fR_{f2}}$$

$$s = -\frac{1}{R_{ac}C_{ac}}$$

18.3 Liste Expression

Name	Type	Details	EvalType
	expr	VDC("out")	point
	signal	/out	point
	signal	/vin	point
TH_DC	expr	cross(VS("/out"))(OP("V1" "v") / 2) 1 "rising" nil nil nil)	point
PD	expr	delay(?wf1 VT("/vin") ?value1 0.9 ?edge1 "rising" ?nth1 1 ?td1 0.0 ?tol1 nil ?wf2 VT("/out") ?value2 0.9 ?edge2 "rising" ?nth2 1 ?tol2 nil ?stop nil ?multiple nil)	point
riseTime	expr	riseTime(VT("/out") 0 nil 1.8 nil 10 90 nil "time")	point
Value	expr	value(VT("/vin") cross(VT("/out"))(OP("V1" "v") / 2) 1 "rising" nil nil nil))	point
	expr		point

Parameter	Nominal					C0_0	C0_1	C0_2	C1_0	C1_1	C1_2	C3_0	C3_1	C3_2
bip.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
cap.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
config.scs	default					default	default	default	default	default	default	default	default	default
dio.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
mos.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
param.scs	3s					3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s	3s
photo.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
res.scs	tm					tm	tm	tm	ws	ws	ws	wp	wp	wp
temperature	27					-40	27	120	-40	27	120	-40	27	120

Output	Nominal	Spec	Weight	Pass/Fail	Min	Max	C0_0	C0_1	C0_2	C1_0	C1_1	C1_2	C3_0	C3_1	C3_2
/out	918m				918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m
TH_DC	918m				918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m	918m
PD	59.15n				57.36n	149.2n	78.27n	59.15n	58.14n	58.96n	57.36n	62.09n	149.2n	70.14n	59.29n
riseTime	16.88n				15.85n	33.27n	17.47n	16.88n	18.75n	15.35n	17.76n	21.02n	33.27n	19.26n	18.4n
Value	946.6m				930.8m	946.9m	943.3m	946.6m	946.8m	946.7m	946.9m	946.1m	930.8m	944.7m	946.6m

„Hiermit versichere ich an Eidesstatt, dass die von mir vorgelegte Prüfungsleistung selbstständig und ohne unzulässige fremde Hilfe erstellt worden ist. Alle verwendeten Quellen sind in der Arbeit so aufgeführt, dass Art und Umfang der Verwendung nachvollziehbar sind.“

Ort, Datum

Nurullah Özkan