

Entwicklung und Inbetriebnahme eines Vorschaltgerätes zur Impedanzmessung von Silizium-Photomultipliern

Bachelorarbeit

von

Daniel Führen

vorgelegt der

*Fakultät für Mathematik, Informatik, Naturwissenschaften
der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen*

Januar 2014

Erstellt im III. Physikalischen Institut A

Erstgutachter:

Univ.-Prof. Dr. rer.nat. Thomas Hebbeker

Zweitgutachter:

PD Dr. rer. nat. Oliver Pooth



Abstract In this thesis an electric ballast has been developed and put into practice which can be used to run impedance measurements for SiPMs. Different platine designs of the electric ballast are analysed. The design exhibiting the best performance has been used for further measurements. Furthermore this thesis shows that running impedance measurements with this electric ballast for easy electric devices like an inductor or a capacitor is a substantial progress compared to previous methods. With this knowledge the impedance of SiPMs can be measured. Problems with the calibration at the electric ballast are solved by an own calculated calibration. Finally a known SiPM with a voltage between 0-70 V was measured.

Zusammenfassung In dieser Arbeit wird ein Vorschaltgerät, mit welcher man Impedanzmessungen an SiPMs durchführen kann, entwickelt und in Betrieb genommen. Es wurden verschiedene Platinendesigns des Vorschaltgeräts untersucht. Das Design mit der besten Impedanzeigenschaft wurde dann für die weitere Messung verwendet. Des weiteren wird in der Arbeit gezeigt, dass die Impedanzmessung an einfachen elektrischen Bauteilen, wie zum Beispiel Spule und Kondensator, mit diesem Gerät deutlich genauer ist, als mit zuvor verwendeten Methoden. Gesondert wird die Kalibration des Vorschaltgerätes behandelt, da eine Kalibration am Gerät selber nicht möglich war. Schließlich wurde ein bekannter SiPM mit einer Bias-Spannung von 0-70 V vermessen.

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	1
2	Theorie	2
2.1	Silizium-Photomultiplier	2
2.1.1	p-n-Übergang	2
2.1.2	Avalanche-Photodiode (APD)	4
2.1.3	Silizium-Photomultiplier (SiPM)	4
2.1.4	Elektrisches Modell des SiPMs	6
2.2	Grundlagen der Impedanzmessung	7
2.2.1	Allgemeines	7
2.2.2	Externe, messbeeinflussende Faktoren	9
3	Versuchsaufbau	14
3.1	Messgeräte	14
3.2	Vorschaltgerät	15
3.3	Vorschaltplatine	16
3.4	Kalibration	19
4	Messergebnisse	24
4.1	Impedanzeigenschaften des Vorschaltgerätes bei offener und geschlossener Messung inklusive Vergleich mit anderer Box	24
4.2	Vergleich des neu entwickelten Vorschaltgerätes mit dem alten Vorgehen .	26
4.2.1	Vermessung einer Spule	27
4.2.2	Vermessung eines Kondensators	30
4.3	Messungen im niedrigen Frequenzbereich bis 1MHz ($V_{angelegt} > 0$)	31
4.4	Vermessung von SiPMs mit Vergleich zur Theorie	36
5	Zusammenfassung und Ausblick	41

Abbildungsverzeichnis

1.1	SiPM von Hamamatsu: MPPC S12572-050C mit einer photosensitiven Fläche von $(3\cdot3) \text{ mm}^2$ [3]	1
2.1	p-n-Übergang im thermischen Gleichgewicht ohne angelegte Sperrspannung: (a) Verteilung der Raumladungszone; (b) Verlauf des elektrischen Feldes [6, S. 80]	3
2.2	Aufbau einer Avalanche Photodiode und Darstellung des Lawineneffektes [7]	4
2.3	Nahaufnahme von 3 verschiedenen SiPMs von Hamamatsu mit 100, 50, 25 μm Pixelgröße, 1mm^2 Detektrofläche und Definition der geometrischen Parameter [5, modifiziert]	5
2.4	Elektrisches Ersatzschaltbild eines SiPMs [21]	6
2.5	Graphische Darstellung der Impedanz bestehend aus Real- und Imaginärteil, sowie Formeln zur Umrechnung von $ Z $, φ , R und X [13, S. 1-1, modifiziert]	8
2.6	Ersatzschaltplan und Frequenzabhängigkeit [13, S. 1-5, modifiziert] eines Kondensators	10
2.7	Ersatzschaltplan und Frequenzabhängigkeit [13, S. 1-5, modifiziert] einer Spule	11
2.8	Ersatzschaltplan und Frequenzabhängigkeit [13, S. 1-6, modifiziert] eines Widerstandes	12
2.9	Abhängigkeit der gemessenen Kapazität eines Keramikkondensators von (links) der Amplitude des Testsignals (rechts) der angelegten Gleichspannung [13, Seite 1-7, Abbildung 1-10 und Abbildung 1-11, modifiziert] . . .	13
3.1	GWInstek: LCR-Meter (LCR-8110G) [15]	14
3.2	Keithley Sourcemeter 2400 [18]	15
3.3	Neu entwickeltes und konstruiertes Vorschaltgerät, angeschlossen am LCR-Meter	16
3.4	Geöffnetes Vorschaltgerät mit einer verwendeten Vorschaltplatine	16
3.5	Konstruktionszeichnung der Platine 1 (rot: Leiterbahnen auf der Unterseite, blau: Leiterbahnen auf der Oberseite) [19]	17
3.6	Konstruktionszeichnung der Platine 2 (rot: Leiterbahnen auf der Unterseite, blau: Leiterbahnen auf der Oberseite) [19]	18
3.7	Konstruktionszeichnung der Platine 3 (rot: Leiterbahnen auf der Unterseite, blau: Leiterbahnen auf der Oberseite) [19]	19
3.8	2 verschiedene Kalibrationsmethoden: links: offene Kalibration; rechts: geschlossene Kalibration [15]	20
3.9	links: Einstellung für die offene Kalibration; rechts: Einstellung für die geschlossene Kalibration	20
3.10	Eingang LCR-Meter [15]	21
3.11	links: offene Kalibration ; rechts: geschlossene Kalibration	21
3.12	Ersatzschaltplan: Kalibration	21
4.1	16047A Test Fixture [20]	24

4.2	Offene Impedanzmessung der Vorschaltgeräte bei 0V nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter	25
4.3	Geschlossene Impedanzmessung der Vorschaltgeräte bei 0 V nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter	26
4.4	Induktivität der Spule nach gelöstem Problem der Steuerung des Sourcemeters nach abgeschlossener offener und geschlossener Kalibration bei einer Messung mit Platine 3 und mit Kabel und Klemme	27
4.5	Induktivität der Spule nach gelöstem Problem der Steuerung des Sourcemeters nach abgeschlossener offener und geschlossener Kalibration bei einer Messung mit Platine 3: Für niedrige Frequenzen	28
4.6	Bestimmung der Kapazität eines Kondensators (Herstellerangabe: 0.33 nF) nach abgeschlossener Kalibration bei einer Messung mit Platine 3 und mit Kabel und Klemme	30
4.7	Offene Impedanzmessung von Platine 3 nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter. Die grünen Messpunkte wurden bei 0 V, die roten Messpunkte bei 70 V gemessen.	31
4.8	Offene Impedanzmessung nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter mit Platine 3: 70 V-Messung 3x hintereinander gemessen . . .	32
4.9	70 V-Impedanzmessung des SiPMs nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter mit Platine 3	33
4.10	Anfang und Ende des charakteristischen „Dips“ bei einer offenen Impedanzmessung (grün) und einer Impedanzmessung mit SiPM nach einer offenen und geschlossenen Kalibration am LCR-Meter mit Platine 3. . . .	34
4.11	Offene Impedanzmessung mit Spule hoher Induktivität (1 mH) am Plus-Eingang des Sourcemeters nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter mit Platine 3	35
4.12	Offene Impedanzmessung nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter mit Platine 3: Verlauf des Dips in 2 V Schritten	36
4.13	Impedanzmessung des SiPMs bei 0V nach eigener Kalibration mit Platine 3	38
4.14	Rohdaten der Impedanzmessung des SiPMs in 10 V-Schritten nach eigener Kalibration mit Platine 3	39
4.15	Diodenkapazität für verschiedene Spannungen nach eigener Kalibration mit Platine 3	40

Tabellenverzeichnis

1	Induktivität einer Spule (Herstellerangabe: $1.5\,\mu H$)	28
2	Größen der elektrischen Bauteile des zu vermessenden SiPM bei 0 V [25] .	37
3	Größen der elektrischen Bauteile des SiPM gemessen mit dem Vorschalt- gerät bei 0 V	38

1 Einführung

Silizium-Photomultiplier (SiPM) sind hochempfindliche halbleiterbasierte Lichtdetektoren. Bei der Photonendetektion in der Teilchenphysik haben diese viele Vorteile im Vergleich zu herkömmlichen Photomultipliern [2]. In Collider- Experimenten, zum Beispiel dem Compact Muon Solenoid (CMS) am Large Hadron Colliger (LHC), werden SiPMs zur Detektion von Licht genutzt [1].

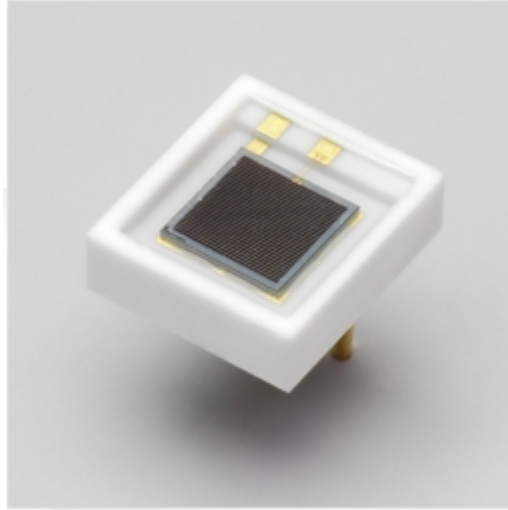


Abbildung 1.1: SiPM von Hamamatsu: MPPC S12572-050C mit einer photosensitiven Fläche von $(3 \cdot 3) \text{ mm}^2$ [3]

Weitere Anwendungen von SiPMs sind am Pierre Auger Observatorium in Argentinien geplant, welches das weltweit größte Experiment zur Messung von hochenergetischer kosmischer Strahlung durchführt. Hierfür wird FAMOUS (First Auger Multi Pixel Photon Counter Camera for the Observation of Ultra-High-Energy Cosmic Ray Showers), ein SiPM-basierter Fluoreszenzlichtdetektor entwickelt. Dieser detektiert atmosphärische Luftschauer und misst die longitudinale Schauerform. Momentan verwendet das Teleskop, welches zur Messung benutzt wird, noch PMTs zur Lichtdetektion. Die neue Idee unter Verwendung von SiPMs hat den Vorteil eines kleineren Setups und einer, in Zukunft möglicherweise, besseren Effizienz [4]. Entsprechend stellen SiPMs einen wachsenden Anwendungsbereich in der Teilchenphysik dar und müssen aus diesem Grund gut verstanden worden sein, um sie im Rahmen ihrer Betriebsparameter effizient zu verwenden. Hierzu liefert diese Arbeit einen Beitrag, indem sie die Messung des elektrischen Modells vorbereitet und verifiziert. Dazu werden Impedanzmessungen durchgeführt, mit welchen die verschiedenen elektrischen Bauelemente, aus welchen der SiPM besteht, charakterisiert und bestimmt werden können.

2 Theorie

2.1 Silizium-Photomultiplier

Silizium-Photomultiplier (SiPM) sind Halbleiterbauelemente, welche aus einem Array aus Lawinenphotodioden (Avalanche Photodiodes (APDs)) bestehen. Eine einzelne APD wird in diesem Kontext als Zelle bezeichnet [5]. Im Folgenden wird nun das Prinzip eines Halbleiters und einer APD erklärt und abschließend dann das elektrische Modell eines SiPMs dargestellt.

2.1.1 p-n-Übergang

Ein Halbleiter ist ein Material mit einer kleinen Bandlücke ($\sim \text{eV}$) zwischen Leitungs- und Valenzband. In dieser Bandlücke liegt das Fermi-niveau E_F . Die Fermienergie gibt die höchste Energie an, die ein Teilchen in einem Vielteilchensystem gleichartiger Fermionen haben kann, wenn das System im Ganzen in seinem Grundzustand ist. Für einen Halbleiter heißt dies, dass es keine elektrischen Zustände bei E_F geben kann. In einem intrinsischen Halbleiter bei niedrigen Temperaturen sind alle Elektronen im Valenzband lokalisiert, wobei das Leitungsband leer ist.

Um ein Elektron in einen angeregten Zustand zu bringen, muss man mindestens die Energie E_G (energetische Breite der Bandlücke) zuführen.

Dotierung beschreibt das gezielte Einbringen von Elektronen ins Leitungsband oder von Löchern ins Valenzband. Dies wird durch Fremdatome der Gruppen *III* (Al, Ga) oder *V* (As, Sb) erreicht. Das fünfte Elektron der Gruppe *V* stellt ein zusätzliches Elektron zur Verfügung. Ein Energieniveau knapp unter dem Leitungsband wird dadurch eingeführt, aus dem das Elektron dann leicht in das Leitungsband springen kann. Solche Fremdatome, die ein Elektron mehr im Valenzband haben als der reine Halbleiter, werden Donatoren genannt. Dies wird auch als n-Dotierung bezeichnet. Im Falle der Gruppe *III* fehlt ein Elektron im Vergleich zum Wirtsgitter (Si). Hier entsteht ein Energieniveau knapp über dem Valenzband. Ein Elektron kann jetzt leicht aus dem Valenzband in das neue Energieniveau springen, wodurch ein Loch im Valenzband erzeugt wird. Solche Fremdatome, die ein Elektron weniger im Valenzband haben, werden Akzeptoren genannt. Dies wird auch als p-Dotierung bezeichnet. In n-dotierten Halbleitern liegt E_F in der Nähe des Leitungsbandes, in p-dotierten in der Nähe des Valenzbandes. Demnach gilt für einen Halbleiter $E_{F,p} < E_{F,n}$ ($E_{F,p}$: Fermienergie des p-dotierten Halbleiters, $E_{F,n}$ vice versa) [6, S. 27ff].

Wird nun ein Kontakt zwischen n- und p-Bereich hergestellt, wandern die Elektronen des n-Bereichs in den p-Bereich und rekombinieren dort mit Löchern. Löcher des p-Bereichs diffundieren auf die Seite des n-Bereichs und rekombinieren dort mit freien Elektronen. Aufgrund dieser Diffusion und Rekombination entstehen positive, ortsfeste Ladungen im n-Bereich und negative, ortsfeste Ladungen im p-Bereich. Diese ortsfesten Ladungen verursachen ein elektrisches Feld, welches eine Kraft auf die verbleibenden freien Ladungsträger ausübt (Abbildung 2.1). Die dadurch entstehende Spannung wird Diffusionsspannung genannt (V_{bi}). Das elektrische Feld drängt die verbleibenden freien Ladungsträger zurück, so dass zwischen p- und n-Bereich eine Zone ohne freie Ladungsträger (Verarmungszone)

2 Theorie

entsteht, in der nur noch die ortsfesten Raumladungen der Dotierungsatome zurückbleiben (Raumladungszone). Die Breite der Verarmungszone kann berechnet werden aus

$$W_D = \sqrt{\frac{2\epsilon_{Si}\epsilon_0}{qN} \left(V_{bi} - \frac{2kT}{q} \right)} \quad (2.1)$$

mit ϵ_0 der Dielektrizitätskonstanten, ϵ_{Si} (~ 12) der Dielektrizitätskonstanten für Silizium, k der Boltzmann-Konstanten, T der Temperatur, q der Ladung eines einzelnen Ladungsträgers und N der Dotierkonzentration mit $N \approx N_D$, wenn $N_D \ll N_A$ (N_D Donator-, N_A Akzeptorkonzentration) und umgekehrt.

Wird nun eine externe Spannung am p-n-Übergang angelegt (+ am n-Bereich und - am p-Bereich), so wird dies als Sperrspannung mit $V_{app} < 0$ bezeichnet. Die Verarmungszone vergrößert sich mit steigender Spannung und der p-n-Übergang verhält sich wie eine Diode [6, S. 80ff]. Dabei gilt dann

$$W_D = \sqrt{\frac{2\epsilon_{Si}\epsilon_0}{qN} \left(V_{bi} - V_{app} - \frac{2kT}{q} \right)}. \quad (2.2)$$

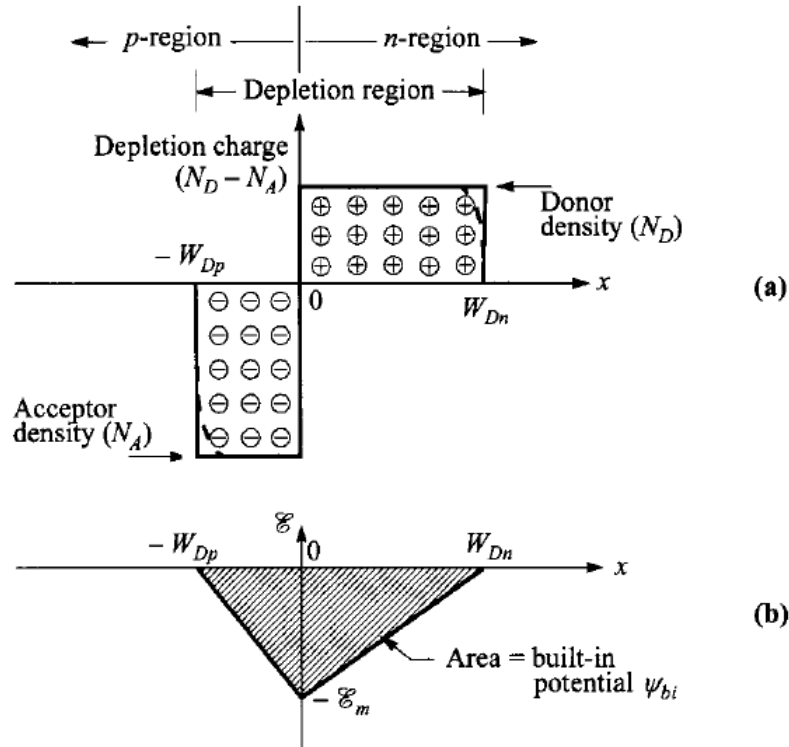


Abbildung 2.1: p-n-Übergang im thermischen Gleichgewicht ohne angelegte Sperrspannung: (a) Verteilung der Raumladungszone; (b) Verlauf des elektrischen Feldes [6, S. 80]

2.1.2 Avalanche-Photodiode (APD)

Eine APD ist eine empfindliche Photodiode für die Umwandlung von Lichtsignalen in elektrische Signale. Die Avalanche-Photodiode arbeitet mit dem photoelektrischen Effekt und vervielfacht den Photonenstrom unter Ausnutzung des Avalanche-Effekts. Abbildung 2.2 zeigt den Querschnitt einer APD. Die Diode besteht aus einem mehrschichtigen Aufbau aus Halbleiterschichten, an denen eine Spannung in Sperrrichtung angelegt wird. Die mit einem PLUS versehende Schicht ist besonders stark dotiert. Licht trifft durch ein Fenster in die Diode ein und erzeugt ein Elektron-Loch-Paar im intrinsischen Halbleiter. Durch die angelegte Spannung wird das Paar getrennt und die Produkte werden zur Kathode und Anode beschleunigt. Begünstigt durch den Aufbau der APD durchlaufen die Produkte Bereiche mit hohen elektrischen Feldern. Ist eine genügend hohe Spannung zwischen Kathode und Anode erreicht, dann werden die Elektronen so weit beschleunigt, dass sie durch Stoßionisation weitere Elektronen-Loch-Paare erzeugen können, welche dann auch wieder durch die Lawinenregion laufen. So erhält man einen Verstärkungsfaktor M von etwa $10^2 - 10^3$ [7, modifiziert].

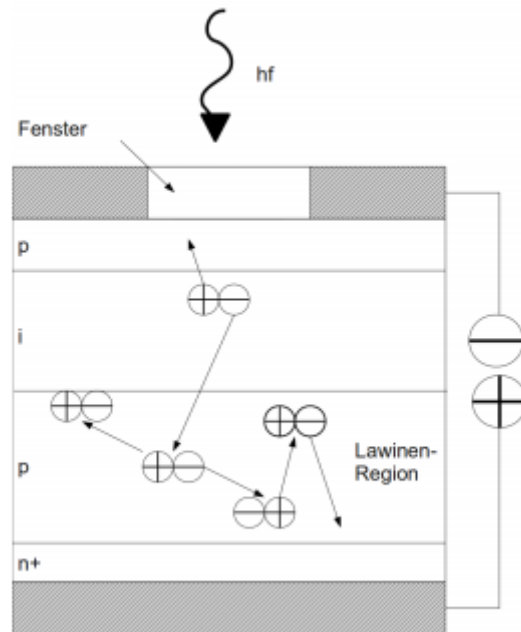


Abbildung 2.2: Aufbau einer Avalanche Photodiode und Darstellung des Lawineneffektes [7]

2.1.3 Silizium-Photomultiplier (SiPM)

Mit dem Betrieb einer APD im Geiger-Modus (GAPD) gewinnt man an Verstärkung der Signale ($M \sim 10^5 - 10^6$), jedoch kann man nicht mehr zwischen der Anzahl der eintreffen-

2 Theorie

den Photonen unterscheiden. Grund hierfür ist, dass ein Photon zu einer Lawinenbildung führen kann. Eine solche Lawinenbildung kann jedoch auch von 2 oder mehreren Photonen ausgelöst werden. Eine solche Lawine erzeugt nun Elektron-Loch-Paare bis zu einem Sättigungspunkt. Hier kann jedoch jetzt nicht mehr zwischen der Anzahl der eintreffenden Photonen unterschieden werden. Zur Lösung dieses Problems wird ein großes Array von parallel geschalteten GAPDs konstruiert. Dies wird SiPM genannt. Für die einzelnen GAPDs sind elektrische Verbindungen notwendig, die auf der Oberfläche des SiPMs positioniert werden, sowie Vorwiderstände zu den einzelnen APDs. Deshalb ist die aktive Fläche limitiert. Außerdem gibt es noch die Totzeit. Dies ist die Zeit, die der Detektor nach einer Detektion eines Teilchens braucht, also nach der Lawine, ehe er das nächste Teilchen detektieren kann.

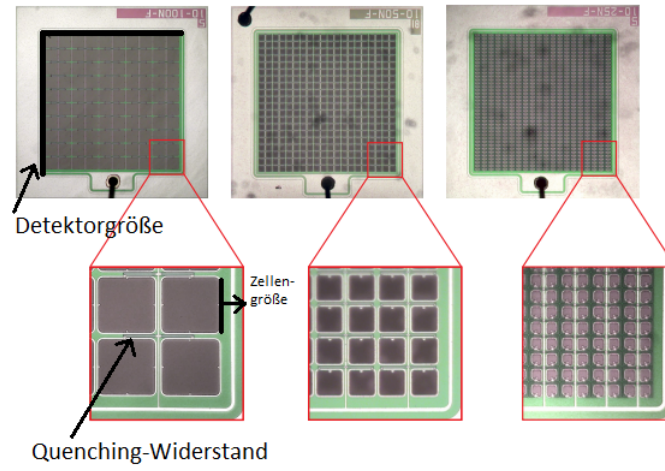


Abbildung 2.3: Nahaufnahme von 3 verschiedenen SiPMs von Hamamatsu mit 100, 50, 25 μm Pixelgröße, 1mm² Detektroffläche und Definition der geometrischen Parameter [5, modifiziert]

Folgende geometrische Größen charakterisieren einen SiPM: Die Detektorgröße beschreibt das komplette Gebiet des SiPMs. Die Zellengröße ist die Länge der Kante einer einzelnen Zelle im SiPM. Der Füllfaktor bezeichnet das Verhältnis der gesamten aktiven Zellenfläche zur Gesamtfläche des Sensors (siehe dazu auch Abbildung 2.3) [5].

Wie andere Photomultiplier auch, können SiPMs Licht detektieren und emittieren und geben ein dazugehöriges elektrisches Signal aus. Der Vorteil von SiPMs ist jedoch die erheblich geringere Betriebsspannung V_{app} (ca. 30-70 V) [8] im Vergleich zu gewöhnlichen PMTs (ca. 2 kV). Andere Unterschiede sind die Unempfindlichkeit gegenüber Magnetfeldern und die kleinere Größe insgesamt [9]. Die Nachteile von SiPMs sind hingegen die starke Temperaturabhängigkeit und die höhere „noise-rate“ bei Raumtemperatur im Vergleich zu PMTs. Diese „Störgeräusche“ (noise-rate) sind Signale, die nicht erwünscht sind und die nicht durch detektierte Photonen erzeugt werden.

Die Spannung, die am SiPM angelegt wird, heißt Bias-Spannung V_{app} . Im Betrieb ist die Bias-Spannung größer als die Durchbruchspannung („breakdown“-Spannung) V_{bd} des

Bauelements, welches die Spannung definiert, ab wann der Lawinen-Durchbruch anfängt abzulaufen. Die Differenz dieser Spannungen heißt Überspannung („over-voltage“ V_{OV}) : $V_{OV} = V_{app} - V_{bd}$ [10].

2.1.4 Elektrisches Modell des SiPMs

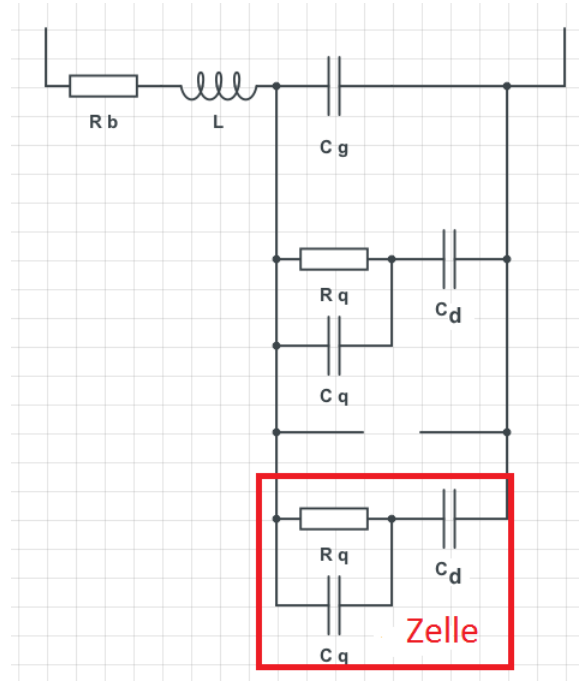


Abbildung 2.4: Elektrisches Ersatzschaltbild eines SiPMs [21]

Allgemein kann man sagen, dass ein SiPM ein komplexes elektrisches Bauteil ist, basierend auf Siliziumwafern. Dieses Bauteil kann durch verschiedene fundamentale elektrische Bauteile beschrieben werden [11]. Eine Zelle besteht aus der Diodenkapazität C_d , einem Quenching-Widerstand R_q und einer Quenching-Kapazität C_q . Die APD-Verarmungszone kann aufgefasst werden als Plattenkondensator mit der Kapazität

$$C_d = \frac{\epsilon_{Si} \epsilon_0 A}{W_d}, \quad (2.3)$$

wobei ϵ_0 die Dielektrizitätskonstante, ϵ_{Si} die Dielektrizitätskonstante für Silizium, A die Zellengröße und W_d die Breite der Verarmungszone ist [6, S. 85]. Unter Verwendung von Gleichung 2.3 und 2.2 kann die Diodenkapazität so umgeschrieben werden, dass diese von der angelegten Sperrspannung abhängig ist

$$C_d = A \sqrt{\frac{Nq\epsilon_0\epsilon_{Si}}{2}} \left(V - V_{app} - \frac{2kT}{q} \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (2.4)$$

Zur Beendigung einer Entladungslawine wird ein Widerstand (R_q : Quenching-Widerstand) in Reihe zum p-n-Übergang geschaltet. Die Spannung fällt beim Durchbruch an R_q ab. Dies hat zur Folge, dass weniger Spannung am p-n-Übergang selbst abfällt. Dadurch wird die Lawine gestoppt [6, S. 85]. Die im Schaltbild eingezeichnete Kapazität C_q ist ein parasitärer Effekt, welcher auftritt, wenn man R_q einbaut. Der Quenching-Widerstand besteht aus polykristallinem Silizium oder neuerdings auch aus einem dünnen Metallfilm, der die Zelle bedeckt [23]. Die Quenching-Kapazität entsteht durch die Bildung eines Kondensators aus Quenching-Widerstand und Substrat. Zudem hat der SiPM Verbindungsanschlüsse und Verbindungen zu den Siliziumsubstraten. Die entstehenden Effekte werden zu einer „Grid“-Kapazität C_g zusammengefasst, welche parallel zu den Zellen geschaltet wird [12]. In Reihe zu den Zellen sind ein „bulk“-Widerstand (R_b) und eine Spule (L) geschaltet. R_b ist der Übergangswiderstand zwischen Port und dem Halbleitermaterial. Dazu wird in Serie eine parasitäre Induktivität L eingefügt, um Effekte der Leiterbahnen und der „Beinchen“ des SiPMs aufzufangen. Zusammengefasst ergibt sich ein elektrisches Modell, welches in Abbildung 2.4 aufgeführt wird. Die frequenzabhängige Gesamtimpedanz des SiPMs kann leicht durch die Kirchhoffschen Regeln berechnet werden (siehe auch Kapitel 2.2.1). Der Absolutbetrag der Impedanz ergibt sich dann zu

$$|Z(\omega)| = \left| R_a + i\omega L_a + \left(n \left[\left(R_q^{-1} + i\omega C_q \right)^{-1} - \frac{i}{\omega C_d} \right]^{-1} + i\omega C_g \right)^{-1} \right|. \quad (2.5)$$

2.2 Grundlagen der Impedanzmessung

2.2.1 Allgemeines

Die Impedanz ist ein äußerst wichtiger Parameter, um elektronische Systeme und Komponenten zu charakterisieren. Im Allgemeinen ist die Impedanz (Z) eine komplexe, frequenzabhängige Messgröße, die aus einem realen und imaginären Widerstand besteht und durch ihren Betrag und ihren Winkel eindeutig bestimmt ist. Diese Größe kann grafisch in einer Vektorebene dargestellt werden (siehe Abbildung 2.5). Ein Impedanzvektor besteht aus einem Realteil (Widerstand R) und einem Imaginärteil (Reaktanz X) [13, S. 1-1].

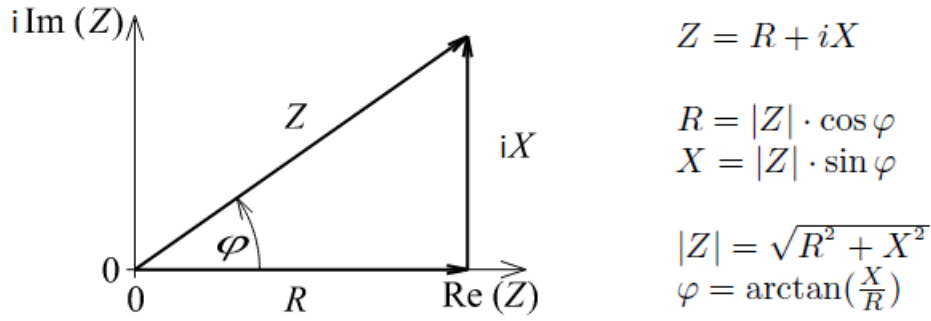


Abbildung 2.5: Graphische Darstellung der Impedanz bestehend aus Real- und Imaginärteil, sowie Formeln zur Umrechnung von $|Z|$, φ , R und X [13, S. 1-1, modifiziert]

Die Impedanzen realer Systeme lassen sich sehr oft als Kombinationen verschiedener Bauelemente beschreiben. Zu beachten hierbei ist, dass sich Impedanzen wie Widerstände bei Gleichstromkreisen verhalten. In Reihe geschaltete Impedanzen Z_i addieren sich zu

$$Z_{ges} = \sum_i Z_i. \quad (2.6)$$

Parallel geschaltete Impedanzen addieren sich hingegen zum Kehrwert der Gesamtimpedanz

$$\frac{1}{Z_{ges}} = \sum_i \frac{1}{Z_i}. \quad (2.7)$$

Das Frequenzverhalten bei einem ohmschen Widerstand ist trivial. Hierbei bleiben Strom und Spannung in Phase, das heißt, es findet keine Phasenverschiebung statt.

$$Z_R = R. \quad (2.8)$$

Reaktanzen, d.h. imaginäre Widerstände, haben zwei Formen: eine induktive (X_L) und eine kapazitive (X_C). Am Kondensator wird die Phase verschoben, hierbei läuft der Strom der Spannung um $\frac{\pi}{2}$ voraus. Es ergibt sich dann

$$|Z_C| = \frac{1}{\omega C}, \quad (2.9)$$

wobei C die Kapazität ist. Bei der Spule läuft der Strom der Spannung um $\frac{\pi}{2}$ hinterher und es ergibt sich dann

$$|Z_L| = \omega L, \quad (2.10)$$

mit L als Induktivität. $\omega = 2\pi f$ stellt in beiden Fällen die Kreisfrequenz dar [14].

2.2.2 Externe, messbeeinflussende Faktoren

Die gemessenen Messwerte von Komponenten sind von einigen Messbedingungen, wie der Frequenz, der Amplitude des Testsignals und vielem mehr abhängig. Der Einfluss dieser Abhängigkeiten ist für unterschiedliche Materialien der Komponenten verschieden und wird im Folgenden aufgeführt.

Frequenz In der Realität gibt es keine idealen Kondensatoren, Spulen oder Widerstände. Das heißt, dass es keine rein kapazitive, induktive oder reaktive Bauelemente gibt. Alle realen Bauelemente weisen parasitäre Effekte auf, wie zum Beispiel parasitäre Induktivitäten bei Widerständen. Durch passende Wahl unterschiedlicher Materialien können diese parasitären Effekte für einen bestimmten Frequenzbereich minimiert werden. Alle realen Komponenten sind frequenzabhängig, da diese parasitäre Effekte aufweisen. Je nach Impedanz wirken sich diese parasitären Effekte unterschiedlich aus [13, S. 1-5]. Ein Kondensator zum Beispiel besteht aus 2 Elektroden, die durch ein Dielektrikum voneinander getrennt sind. Das Dielektrikum ist aber kein perfekter Isolator. Der Übergangswiderstand zu beiden Elektroden ist der Isolationswiderstand (Leckwiderstand). Die Elektroden sind, ebenso wie Zuleitungen und Anschlüsse, kein idealer Leiter. Die entsprechenden ohmschen Widerstände werden zu einem Ersatzwiderstand (Equivalent Series Resistance) R_{ESR} zusammengefasst. Aus dem mechanischen Aufbau des Kondensators ergeben sich parasitäre Induktivitäten. Hierzu tragen sowohl die Zuleitungen als auch die Elektronenanordnung bei. Diese Anteile werden zu einer Ersatzserieninduktivität L_{ESL} zusammengefasst. In Bezug auf Kondensatoren ist zudem zu erkennen, dass parasitäre Induktivitäten die Hauptrolle bei dem Frequenzverhalten spielen. Bei niedrigen Frequenzen liegt der Phasenwinkel der Impedanz bei -90° . Demnach ist die Reaktanz kapazitär. Das Frequenzverhalten des Kondensators hat ein Minimum der Impedanz bei seiner Eigenresonanzfrequenz (SRF). An diesem Punkt ist die kapazitive Reaktanz gleich der induktiven. Daraus ergibt sich, dass der Phasenwinkel gleich 0° ist. Nach der Resonanzfrequenz steigt der Wert der Phase auf 90° an. Es dominiert demnach die parasitäre Induktivität. Zusammenfassend ist demnach zu sagen, dass der Kondensator sich für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz induktiv verhält. Also kann dieser bei solchen Konditionen nicht als Kondensator eingesetzt werden [13, S. 1-6]] (siehe Abbildung 2.6).

2 Theorie

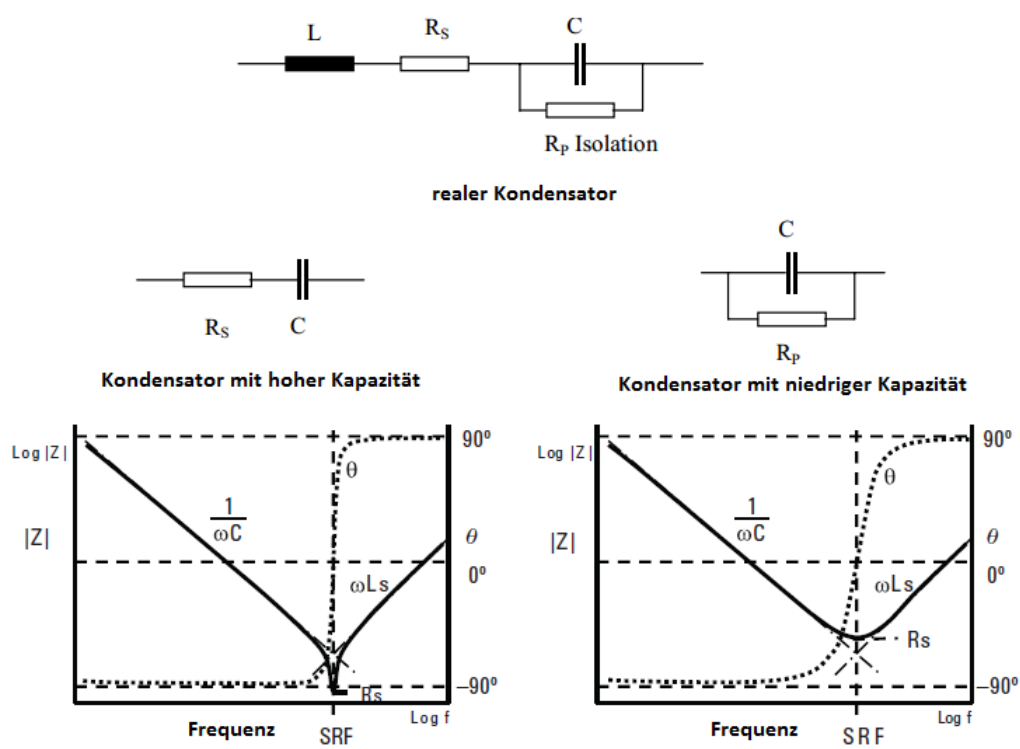


Abbildung 2.6: Ersatzschaltplan und Frequenzabhängigkeit [13, S. 1-5, modifiziert] eines Kondensators

Im Ersatzschaltbild der Spule mit der Induktivität L kann der ESR als Serienschaltung vom Spulenwiderstand und einem frequenzabhängigen Kernwiderstand dargestellt werden. Ein weiterer parasitärer Effekt sind die Kapazitäten zwischen den Windungen untereinander und zwischen den Windungen und Anschlüssen. Diese parasitären Kapazitäten der Spule werden als Streukapazitäten im Ersatzschaltbild zusammengefasst und liegen parallel zur Induktivität. Die parasitären Kapazitäten beeinflussen die Impedanz einer Spule deutlich. Bei Erhöhung der Frequenz von Null an steigt die Impedanz an, wie es aufgrund $|Z| = \omega L$ zu erwarten wäre. Bei der Eigenresonanzfrequenz erlangt die Impedanz dann ihren Maximalwert, um anschließend wieder zu sinken. Die Spule zeigt jetzt ein kapazitives Verhalten. Es ist demnach zu sagen, dass der Punkt der Resonanzfrequenz induktives und kapazitäres Verhalten der Bauelemente bestimmt (Abbildung 2.7).

2 Theorie

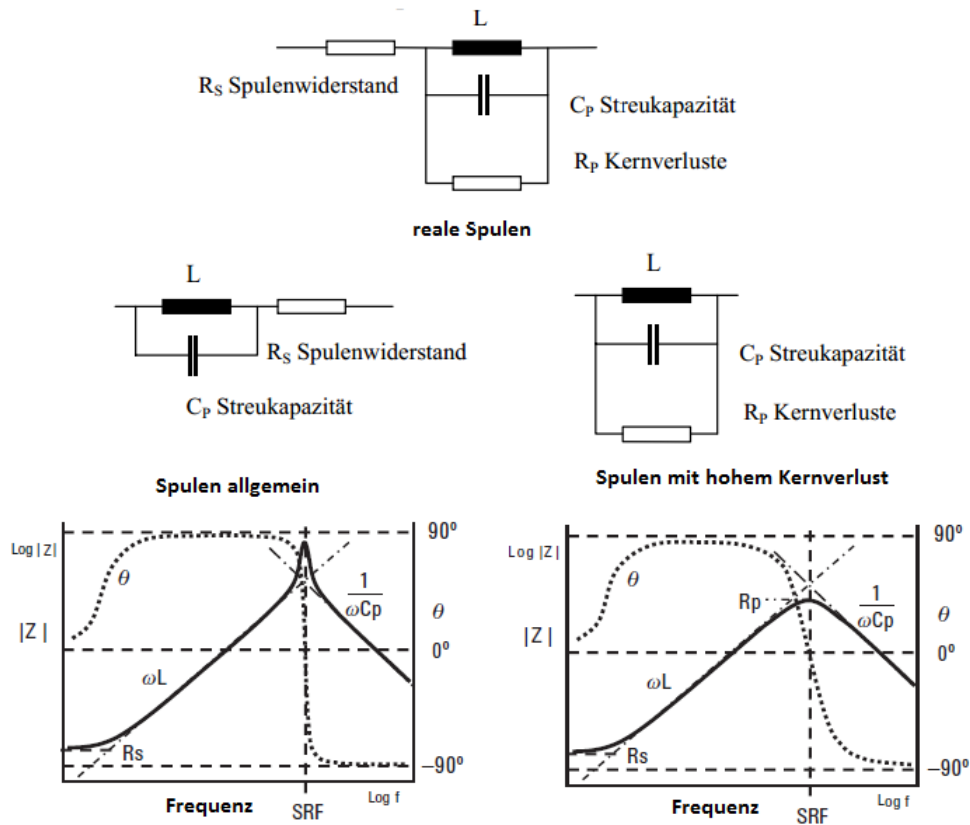


Abbildung 2.7: Ersatzschaltplan und Frequenzabhängigkeit [13, S. 1-5, modifiziert] einer Spule

Auch beim Widerstand gibt es parasitäre Effekte zu beobachten (Abbildung 2.8). Die Anschlussdrähte bilden mit dem eigentlichen Widerstand eine Reihenschaltung. Die Widerstandsbahn ist an den Enden oftmals durch Metallkappen kontaktiert. In Verbindung mit der Spannung, die über dem Widerstand messbar ist, kann man das als kapazitive Eigenschaft sehen und daher wird parallel zum Widerstand die Streukapazität C_0 geschaltet. Parasitäre Effekte sind erst bei hohen Frequenzen zu erkennen, da solche zuvor fast keinen Einfluss auf den Widerstand haben. Bei hochohmigen Widerständen hat die Streukapazität bei hohen Frequenzen einen größeren Einfluss auf die Impedanzmessung (vergleiche hierzu Gleichung 2.7). Für einen niederohmigen Widerstand dominiert bei hohen Frequenzen die parasitäre Induktivität (vergleiche hierzu Gleichung 2.6).

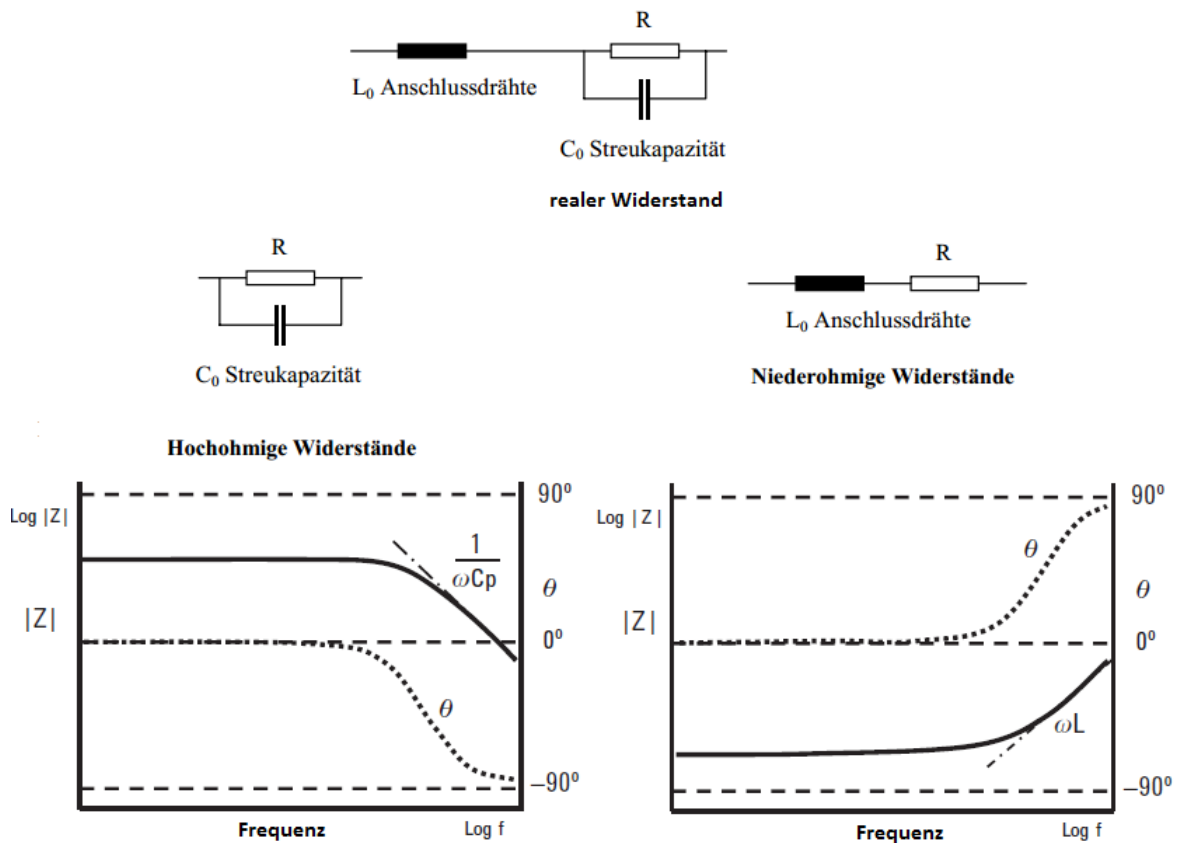


Abbildung 2.8: Ersatzschaltplan und Frequenzabhängigkeit [13, S. 1-6, modifiziert] eines Widerstandes

Amplitude des Testsignals Die Amplitude des angelegten Testsignals (AC) kann ebenfalls das Messresultat bei einigen Elementen beeinflussen. Zum Beispiel bei einem keramischen Kondensator ist die Kapazität vom Testsignal abhängig. Die Spannungsabhängigkeit schwankt je nach Dielektrizitätskonstanten (K) des verwendeten Materials. Zur Verdeutlichung dieser Einflüsse dient Abbildung 2.9.

Gleichspannungsabhängigkeit (DC bias voltage) Die elektrischen Eigenschaften bei Halbleiterkomponenten, wie zum Beispiel Dioden, sind von der angelegten Gleichspannung abhängig. Auch die Kapazität eines keramischen Kondensators mit einer hohen Dielektrizitätskonstanten (K) schwankt in Abhängigkeit der angelegten Spannung (Abbildung 2.9).

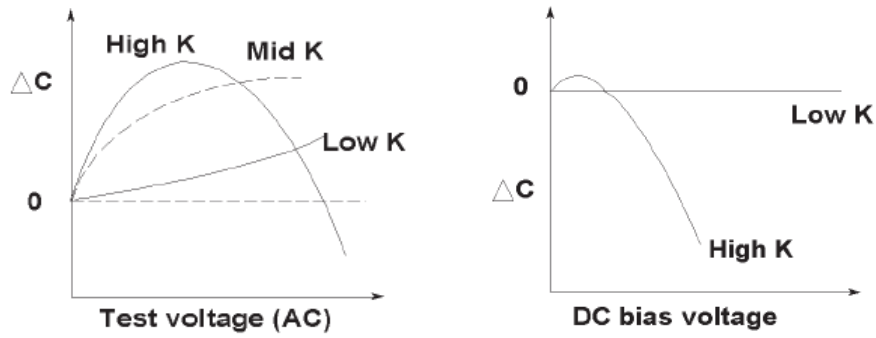


Abbildung 2.9: Abhängigkeit der gemessenen Kapazität eines Keramikkondensators von (links) der Amplitude des Testsignals (rechts) der angelegten Gleichspannung [13, Seite 1-7, Abbildung 1-10 und Abbildung 1-11, modifiziert]

Alle diese externen, messbeeinflussenden Faktoren spielen auch bei einem SiPM eine wichtige Rolle. Betrachtet man das Erstatzschaltbild des SiPM (Abbildung 2.4), so ist festzustellen, dass dieser ein komplexes elektrisches Bauteil ist. Demnach werden die parasitären Effekte eine zentrale Bedeutung haben.

Außerdem ist aus Gleichung 2.2 zu erkennen, dass die Verarmungszone (W_d) mit steigender angelegten Gleichspannung immer größer wird. Wird zusätzlich ein Testsignal mit einer zu großen Wechselspannung angelegt, so kann dies auch einen erheblichen Einfluss auf die Messung haben. Da nach Gleichung 2.3 $C_d \sim \frac{1}{W_d}$ gilt, haben die angelegte Gleichspannung und die Amplitude des Testsignals auch einen Einfluss auf die Diodenkapazität, welche für den SiPM charakterisiert werden muss.

3 Versuchsaufbau

3.1 Messgeräte

Alle Impedanzmessungen wurden mit dem LCR-Meter (LCR-8110G) der Firma GWInstek durchgeführt. Als Spannungsquelle diente ein Sourcemeter 2400 von Keithley. Das LCR-Meter (Abbildung 3.1) gibt ein Sinus-Signal aus und analysiert das einkommende Signal in Hinblick auf verschiedene physikalische Größen. In unserem Fall wurden die Impedanz und der Phasenwinkel ausgegeben. Diese Werte können auch direkt auf dem Display des LCR-Meter angezeigt werden.



Abbildung 3.1: GWInstek: LCR-Meter (LCR-8110G) [15]

Die Testfrequenz des Messgerätes kann zwischen 20 Hz bis zu 10 MHz variiert werden. Es können vier verschiedene Messgeschwindigkeiten eingestellt werden (SLOW, MEDIUM, FAST, MAX). Die Einstellung SLOW wurde verwendet, da diese Methode die größte Genauigkeit aufweist und da in der Betriebsanleitung des LCR-Meters nur die Genauigkeitstabelle für die Messgeschwindigkeit SLOW angegeben wurde. Die Genauigkeit auf die Impedanz wurde mit der Formel aus der Betriebsanleitung bestimmt

$$\sigma_{\text{Impedanz}} = ((A + 0.1/Zx) * Kv * Kt). \quad (3.1)$$

A ist hierbei die Unsicherheit, welche aus der Genauigkeitstabelle aus der Betriebsanleitung bestimmt wurde, Zx der gemessene Wert, Kv der Testspannungsfaktor (bei 50mV ist $Kv = 2.5$) und Kt der Temperaturfaktor (bei der Messung $Kt = 1$).

Alle Messungen wurden mit einer Eingangssignalamplitude von 50 mV vorgenommen. Das LCR-Meter ist demnach sehr gut für die Analyse von Messwerten zu verwenden, um das Frequenzverhalten der elektrischen Bauteile schnell zu ermitteln. Die Aufnahme einer Messreihe mit 200 Punkten dauert ca. 10 Minuten. Für die Kontrolle des Instruments und der Übertragung der Messwerte auf den PC wurde die RS-232-Schnittstelle

verwendet [15].

Das Sourcemeter (Abbildung 3.2) diene ausschließlich als Spannungsquelle. Es besitzt sowohl eine RS-232- als auch eine GPIB-Schnittstelle, über die das Gerät gesteuert werden kann und die Messwerte zur weiteren Analyse übertragen werden können. Es wurde immer eine konstante Spannung eingestellt (DC Voltage). Hier gab es einige Besonderheiten, auf die nachfolgend kurz hingewiesen wird [18].

Ein fertiges Messprogramm des Sourcemeters war bereits in der LibLab [22] verfügbar. Es sollte eine konstante Spannung eingestellt werden. Es zeigte sich, dass das Gerät versucht, diese bei Schwankungen selber zu korrigieren. Diese Korrektur muss abgeschaltet werden, weil das LCR-Meter die Korrekturmessung des Sourcemeters stört. Einige Messungen sind noch mit dieser Korrektur durchgeführt worden, da die Wiederherstellung des Setups und die Wiederholung der Messung nicht möglich war.



Abbildung 3.2: Keithley Sourcemeter 2400 [18]

3.2 Vorschaltgerät

Um die zu vermessenden SiPMs mit einer Gleichspannung zu betreiben, muss das LCR-Meter Signal kapazitiv entkoppelt werden. Grundsätzlich ist zu sagen, dass es notwendig ist diese Entkopplung vorzunehmen, da es nicht möglich ist, eine DC-Spannung von 70 V an das LCR-Meter zu übergeben, ohne dieses zu beschädigen. Diese DC-Spannung wird daher über zwei Koppelkondensatoren, welche jeweils eine Kapazität von $10\text{ }\mu\text{F}$ besitzen, gefiltert. Diese Funktion erfüllt ein für diese Arbeit entwickeltes Vorschaltgerät. Das Vorschaltgerät wird mit einer DC-Spannung von 0-70 V vom Sourcemeter versorgt. Auf der hinteren Seite wird das LCR-Meter angeschlossen, welches ein Testsignal mit einer Sinusamplitude von 50 mV an das Vorschaltgerät liefert. An dem Vorschaltgerät ist ebenfalls eine „Clip“-Halterung angebaut, an welcher der SiPM angeschlossen werden kann. Zum besseren Verständnis dient das Bild in Abbildung 3.3.

3 Versuchsaufbau

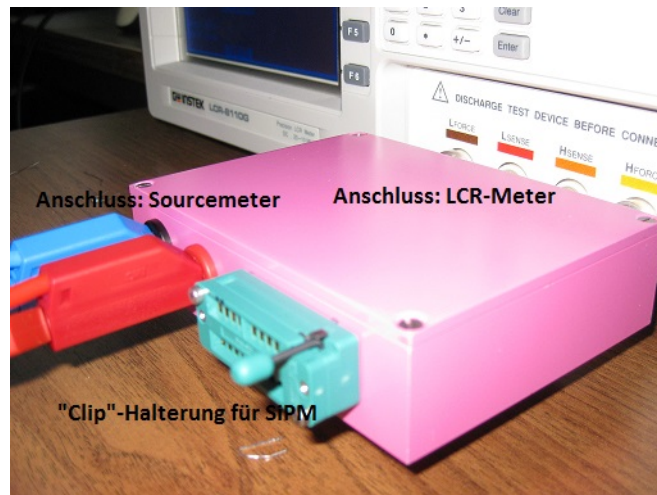


Abbildung 3.3: Neu entwickeltes und konstruiertes Vorschaltgerät, angeschlossen am LCR-Meter

3.3 Vorschaltplatine

In dem Vorschaltgerät befindet sich eine Vorschaltplatine (Abbildung 3.4), welche Sourcemeter, LCR-Meter und SiPM elektrisch verbindet.

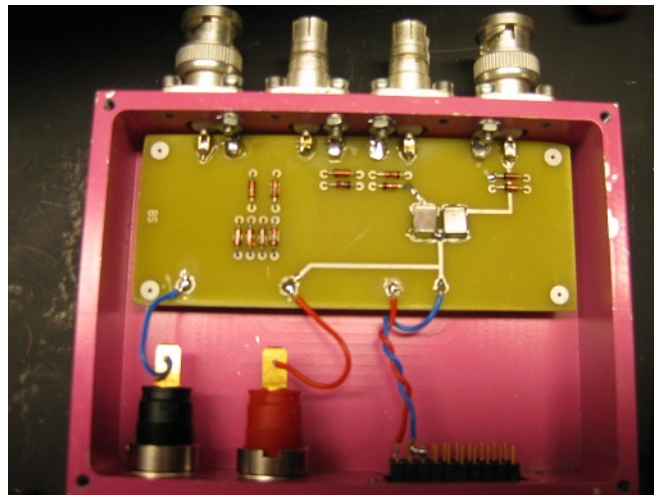


Abbildung 3.4: Geöffnetes Vorschaltgerät mit einer verwendeten Vorschaltplatine

Insgesamt wurden drei verschiedene Platinen entwickelt, konstruiert und schließlich diejenige mit den besten Impedanzeigenschaften für die weiteren Messungen verwendet. Die Platinen wurden alle in Zusammenarbeit mit der Elektronikwerkstatt des III. Physikalischen Instituts A konstruiert. In diesem Kapitel werden kurz die Unterschiede der

3 Versuchsaufbau

drei Platinen erklärt und im Kapitel 4 die Messergebnisse miteinander vergleichen und ausgewertet.

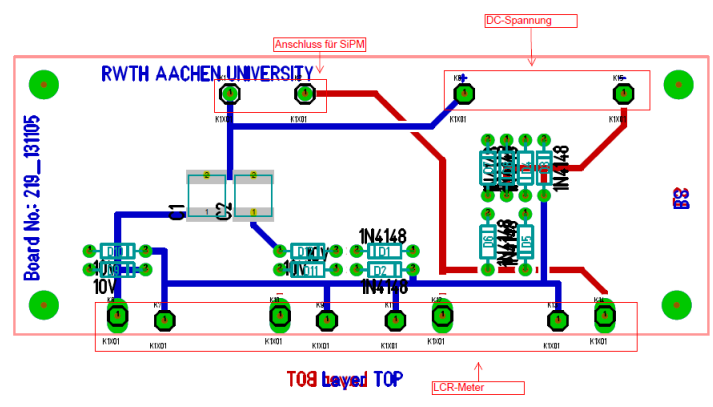


Abbildung 3.5: Konstruktionszeichnung der Platine 1 (rot: Leiterbahnen auf der Unterseite, blau: Leiterbahnen auf der Oberseite) [19]

- Platine 1:
In dieser ersten Version wird, wie bereits oben erwähnt, die DC-Spannung über zwei Koppelkondensatoren gefiltert. Als zusätzlicher Schutz für das LCR-Meter wurden Schalterdioden in die Schaltung eingebaut. Schalterdioden sind Halbleiterdioden, die dazu verwendet werden, für Wechselspannungen schaltbare Verbindungen herzustellen. Die Funktion einer Schalterdiode beruht darauf, dass eine Diode in Durchlassrichtung einen geringen differentiellen Widerstand hat, also für Wechselspannungen gut leitet, bei Anlegen einer Gleichspannung in Sperrrichtung einen extrem hohen Widerstand und nur eine geringe Kapazität hat, also sperrt. Es wird also ein Wechselspannungssignal dadurch geschaltet, dass an die Diode Gleichspannung angelegt wird (Abbildung 3.5) [16].
- Platine 2:
Im Gegensatz zu Platine 1 wurden hier dickere Verbindungsdrähte verwendet, um die parasitäre Induktivität zu senken. Zur Stärkung dieses Effektes wurde zusätzlich versucht eine einseitige Platine zu konstruieren (kreuzende Leiterbahnen sind notwendigerweise trotzdem vorhanden). Von einer solchen einseitigen Platine spricht man, wenn alle signalführenden Bahnen auf einer Seite der Platine verlaufen (Abbildung 3.6).

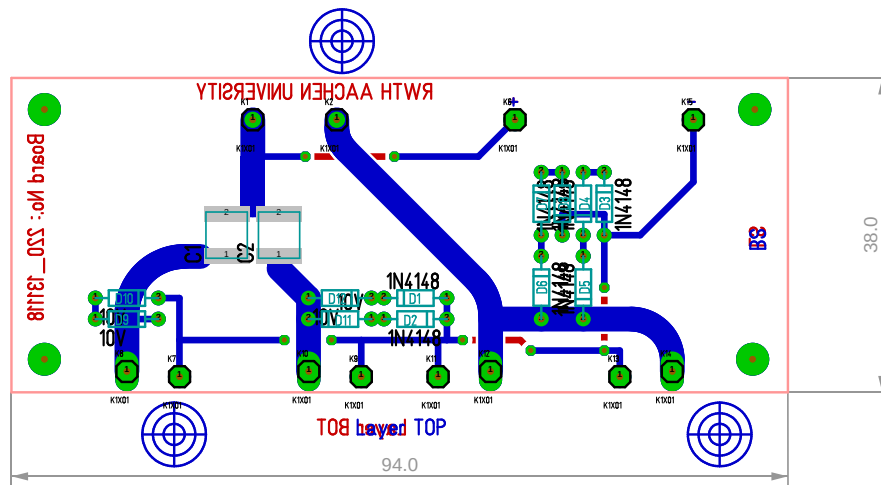


Abbildung 3.6: Konstruktionszeichnung der Platine 2 (rot: Leiterbahnen auf der Unterseite, blau: Leiterbahnen auf der Oberseite) [19]

- Platine 3:

Bei diesem Platinendesign wurde eine Massefläche verwendet, welche zur Störungsverminderung dient (Abbildung 3.7). Jede Leiterbahn einer Leiterplatte weist eine gewisse Impedanz auf. Fließt nun über eine dieser Leitungen Strom, verursacht dieser zwangsläufig einen Spannungsabfall. Es kann nun der Stromkreis über eine Massefläche geschlossen werden. Die einfachste Ausführung einer Massefläche bei einseitigen Leiterplatten ist das Auffüllen von freiem Platz (keine Leiterbahnen) mit masseverbunden Kupferflächen. Jedes Bauteil, welches mit der Masse verbunden werden soll, wird mit dieser Fläche kontaktiert. Bei Leiterplatten mit mehreren Lagen kann eine Lage als Masselage reserviert werden, auf der sich eine Massefläche befindet. Alle Bauteile der Leiterplatte können somit auf eine massive und niederohmige Masseverbindung zurückgreifen. Potenzialdifferenzen zwischen den Massepunkten können somit deutlich reduziert werden [17].

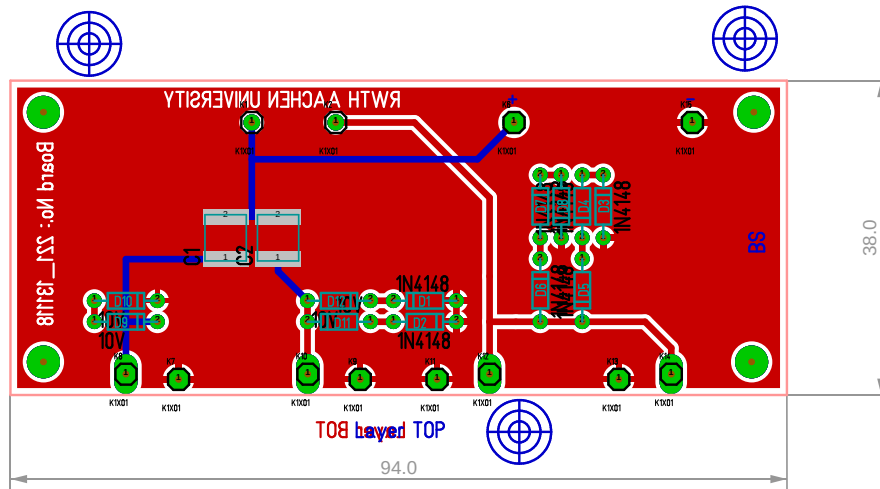


Abbildung 3.7: Konstruktionszeichnung der Platine 3 (rot: Leiterbahnen auf der Unterseite, blau: Leiterbahnen auf der Oberseite) [19]

3.4 Kalibration

Das LCR-Meter hat eine Kalibrationsfunktion, welche direkt anzeigt, ob die Kalibration funktioniert hat. Eine Kalibration mitsamt des Vorschaltgerätes und dem Sourcemeter war nicht möglich, weil das LCR-Meter eine solche nicht fehlerfrei durchführte. Aus diesem Grund wurde eine eigene Kalibration durchgeführt, auf welche im späteren Verlauf eingegangen wird.

Vor jeder Messung muss zunächst eine offene („Open“-) und eine geschlossene („Short“-) Kalibration durchgeführt werden. Die Kalibration behebt Streukapazitäten und Reihenimpedanzen von Testgegenständen. Eine Kalibration ist erforderlich, wenn sich ein Device in einem neuen Aufbau befindet oder neue Devices benutzt werden [15]. Am Beispiel der Klemmen werden die beiden Kalibrationsmethoden nun vorgestellt.

Bei einer offenen Kalibration sind die Klemmen von der normalen Messposition über einen Abstand voneinander getrennt. Bei einer geschlossenen Kalibration sind die Klemmen über ein Stück Draht miteinander verbunden. Zum besseren Verständnis dient Abbildung 3.8:

3 Versuchsaufbau

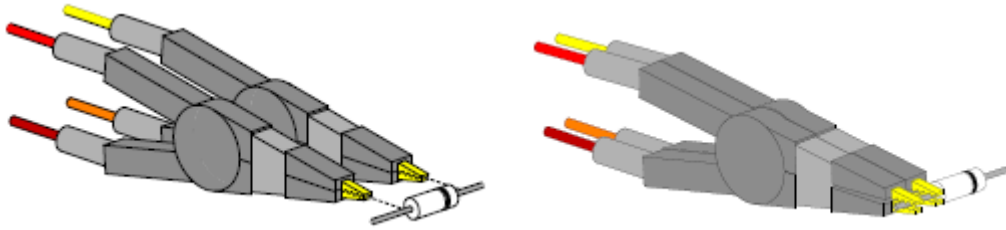


Abbildung 3.8: 2 verschiedene Kalibrationsmethoden:

links: offene Kalibration; rechts: geschlossene Kalibration [15]

Die Kalibration des Vorschaltgerätes ist vom Prinzip her identisch und sieht in Bildern wie folgt aus (Abbildung 3.9):

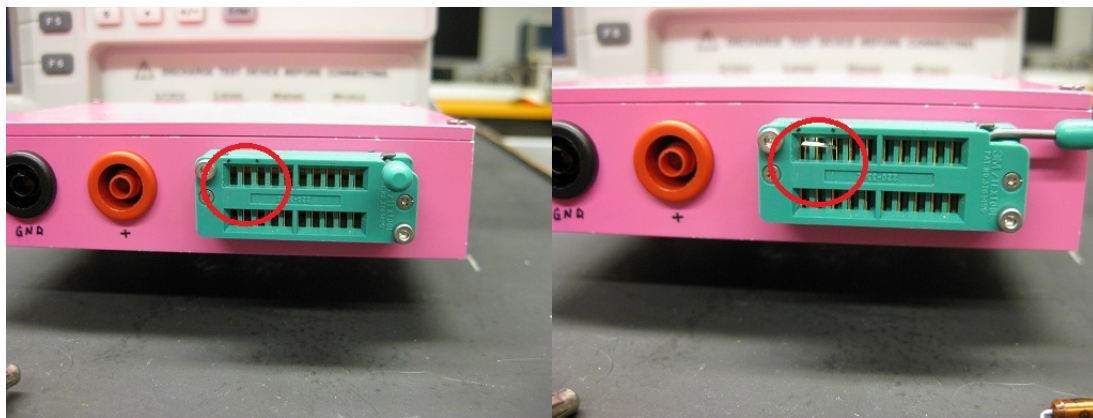


Abbildung 3.9: links: Einstellung für die offene Kalibration; rechts: Einstellung für die geschlossene Kalibration

Wie aber bereits erwähnt ist eine Kalibration mitsamt des Vorschaltgerätes und dem Sourcemeter nicht möglich. Zur Lösung des Problems wurde eine offene und eine geschlossene Kalibration an dem LCR-Meter selber durchgeführt.

Zum besseren Verständnis dient Abbildung 3.10. Hforce trägt zur Signalstromquelle bei, welche mit der PLUS-Seite des Gerätes verbunden ist. Lforce akzeptiert den Signalarückstrom und ist mit der MINUS-Seite verbunden. Zusammen mit Lsense kontrolliert Hsense die Spannung. Verbindet man sowohl Lforce und Lsense, als auch Hforce mit Hsense mit einem Draht, dann ist dies eine offene Kalibration. Bringt man nun zusätzlich noch Lsense und Hsense durch einen Draht in Verbindung, dann führt man eine geschlossene Kalibration (Abbildung 3.11).

3 Versuchsaufbau

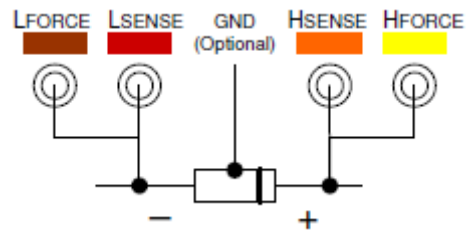


Abbildung 3.10: Eingang LCR-Meter [15]

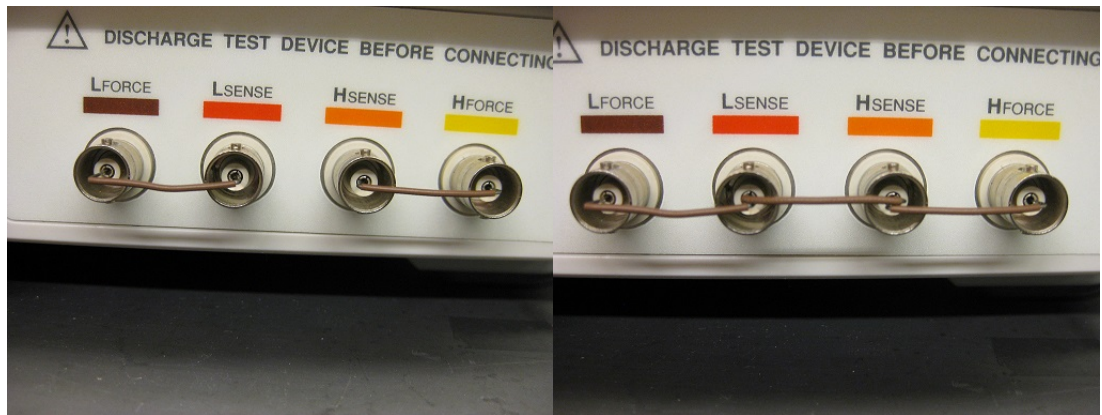


Abbildung 3.11: links: offene Kalibration ; rechts: geschlossene Kalibration

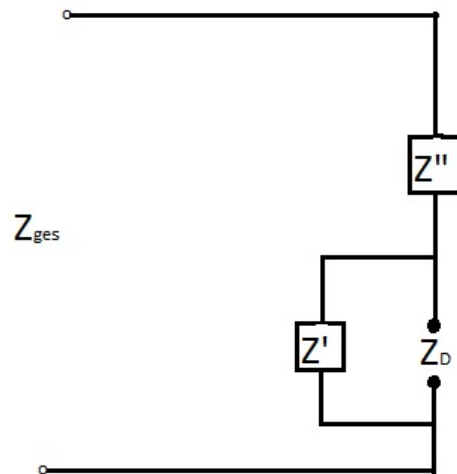


Abbildung 3.12: Ersatzschaltplan: Kalibration

3 Versuchsaufbau

Nach der Kalibration am LCR-Meter kann das Vorschaltgerät nun selber mit Hilfe der Kirchhoffschen Regeln (siehe Kapitel 2.2.1) kalibriert werden. Das Prinzip einer solchen Kalibration wird in Abbildung 3.12 dargestellt.

Es wird eine offene (d.h. ohne zu vermessendes Objekt) Messung und eine geschlossene (d.h. mit einem Draht, der vermessen wird) Messung an dem Vorschaltgerät selber durchgeführt. Bei der geschlossenen Messung wird ein Draht in die „Clip“-Halterung eingeklemmt. Bei dem Schaltbild ist dies Z_D . Es wird idealerweise angenommen, dass somit $Z_D = 0\Omega$ ist und deshalb fließt der Strom auch allein über Z_D . Für die Impedanz der geschlossenen Messung ergibt sich demnach

$$Z_{short} = Z'' . \quad (3.2)$$

Bei der offenen Messung ist Z_D ein idealerweise unendlich großer Widerstand, also fließt der Strom über Z' . Für die Impedanz der offenen Messung ergibt sich also

$$Z_{open} = Z' + Z'' = Z' + Z_{short} . \quad (3.3)$$

Die Gesamtimpedanz ergibt sich dann zu

$$Z_{ges} = Z'' + \frac{1}{\frac{1}{Z'} + \frac{1}{Z_D}} = Z_{short} + \frac{1}{\frac{1}{Z_{open} - Z_{short}} + \frac{1}{Z_D}} . \quad (3.4)$$

Z' erhält man aus der Differenz von Z_{open} und Z'' . Jetzt ist es möglich die Impedanz des zu vermessenden Objekts, in unserem Fall des SiPMs zu berechnen, da die Größen Z_{ges} , Z' und Z'' gemessen werden können

$$Z_D = \frac{Z'(Z_{ges} - Z'')}{(Z' - Z_{ges} + Z'')} = \frac{(Z_{open} - Z_{short})(Z_{ges} - Z_{short})}{Z_{open} - Z_{ges}} . \quad (3.5)$$

Bemerkung Alle diese Größen sind, im Allgemeinen, komplexe Impedanzen. Das LCR-Meter kann nur den Betrag der Impedanz, also die reelle Größe ausgeben. Zusätzlich ist es dem LCR-Meter jedoch auch möglich, den Phasenwinkel zu messen. Aus diesen beiden Informationen lässt sich dann die komplexe Impedanz berechnen. Die Impedanz des zu vermessenen Objekts lässt sich dann wie folgt bestimmen

$$Z_D = \frac{1}{\left\{ \left(\frac{1}{R + iX_{ges} - R' - iX'} \right) - \left(\frac{1}{R_{open} - R' + iX_{open} - iX'} \right) \right\}} , \quad (3.6)$$

wobei allgemein wie im Theorieteil (Kapitel 2.2) gilt

$$Z = R + iX \quad (3.7)$$

mit

$$R = |Z| \cdot \cos \alpha \quad (3.8)$$

und

$$X = |Z| \cdot \sin \alpha . \quad (3.9)$$

3 Versuchsaufbau

Den Absolutbetrag der Impedanz $|Z|$ und den Phasenwinkel α erhält man durch das LCR-Meter. Mit diesen Größen hat man alle nötigen Informationen um nun den Betrag von Z_D zu berechnen. Dies ist der reelle Wert, welcher zur Charakterisierung des SiPMs von zentraler Bedeutung ist.

4 Messergebnisse

4.1 Impedanzeigenschaften des Vorschaltgerätes bei offener und geschlossener Messung inklusive Vergleich mit anderer Box

Zur weiteren Charakterisierung des Vorschaltgeräts wird nun dieses alleine betrachtet und eine offene (d.h. ohne zu vermessendes Objekt) und eine geschlossene (d.h. mit einem Draht, der vermessen wird) Messung durchgeführt, wobei zuvor das LCR-Meter kalibriert wird. Nach abgeschlossener Kalibration kann dann die Impedanzeigenschaft des Vorschaltgeräts untersucht werden.

Bei einer geschlossenen Messung wird ein Draht in die „Clip“-Halterung eingeklemmt. Es wird also eine geschlossene Kalibration des Vorschaltgeräts gemessen. Idealerweise sollte die Impedanz hierbei $R = 0 \Omega$ betragen. Bei einer offenen Messung wird kein zu vermessendes Objekt in die „Clip“-Halterung eingeklemmt. Es wird demnach eine offene Kalibration des Vorschaltgeräts gemessen. Hierbei sollte die Impedanz idealerweise gegen $R \rightarrow \infty$ gehen (Vergleich hierzu Kapitel 3.4).

Bei den folgenden Messungen wird die Frequenz linear um 100 kHz pro Schritt erhöht. Um eine Referenz für die Güte der Performance zu erhalten, wird die selbe Messung mit der HP16047A-Box durchgeführt. Diese Box ist für Widerstandsauswertung von bis zu 13 MHz bestimmt [20] (Abbildung 4.1).



Abbildung 4.1: 16047A Test Fixture [20]

Es kann wie das Vorschaltgerät auch an das LCR-Meter angeschlossen werden und somit ebenfalls die offene und geschlossene Messung durchgeführt werden. Ein gesonderter Eingang für das Sourcemeter gibt es nicht, jedoch ist dies nicht von Bedeutung, da die Messungen bei 0 V ablaufen. Im Folgenden werden die drei Platinen untereinander und mit dem 16047A verglichen (Abbildung 4.2, 4.3).

4 Messergebnisse

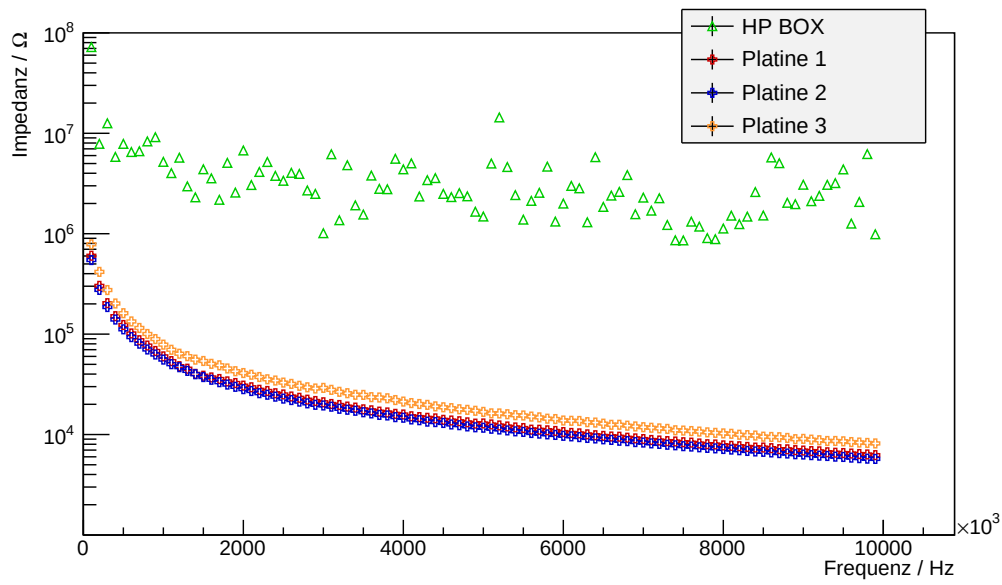


Abbildung 4.2: Offene Impedanzmessung der Vorschaltgeräte bei 0V nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter

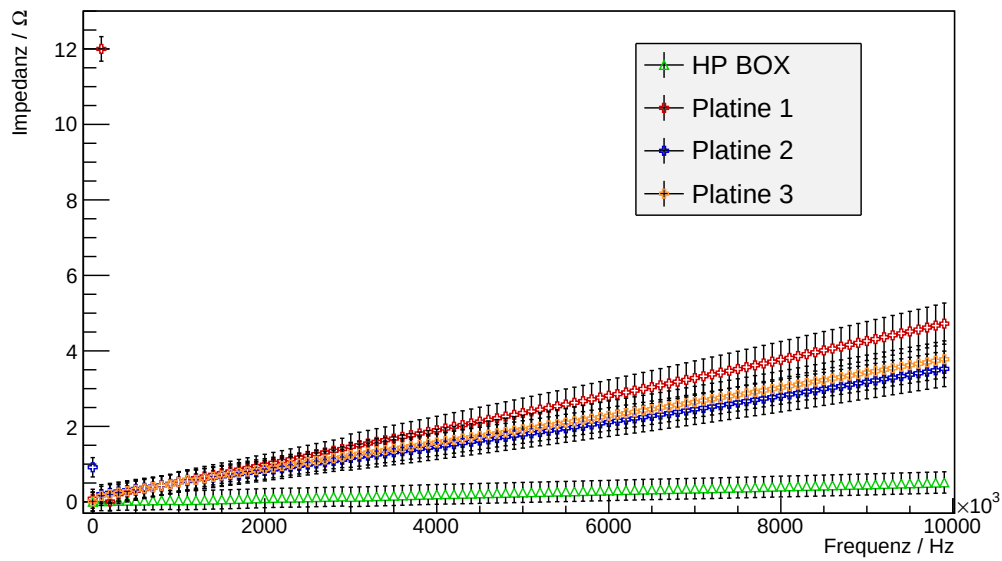


Abbildung 4.3: Geschlossene Impedanzmessung der Vorschaltgeräte bei 0 V nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter

Dies zeigt, dass die Performance aller drei Platinen gegenüber der HP-Box nicht optimal ist. Bei hohen Frequenzen (10 MHz) weist das Vorschaltgerät mit den jeweils drei Platinen nur noch eine Impedanz von ca. $10\text{ k}\Omega$ auf, wobei die HP-Box auch in diesem Frequenzbereich eine gutes Impedanzverhalten von ca. $1\text{ M}\Omega$ hat. Platine 3 hat aber verglichen mit den anderen Platinen hier noch die beste Impedanzeigenschaft. Bei einer geschlossenen Messung kommt man zu dem gleichen Ergebnis. Man erkennt, dass die HP-Box ($\mathcal{O}(\Omega)$) bei hohen Frequenzen eine deutlich geringere parasitäre Induktivität aufweist, als das Vorschaltgerät mitsamt Platinen (ca. $4\text{--}5\text{ }\Omega$). Aufgrund der besseren Performance bei der offenen Messung wurde entschieden alle weiteren Messungen mit Platine 3 durchzuführen.

4.2 Vergleich des neu entwickelten Vorschaltgerätes mit dem alten Vorgehen

Bevor Impedanzmessungen mit SiPMs durchgeführt werden können, wird zunächst das Vorschaltgerät mit den unterschiedlichen Platinen durch elektrische Bauteile (Spule, Kondensator) charakterisiert. Es werden also anstatt SiPMs, eine Spule und ein Kondensator in der „Clip“-Halterung befestigt und bei 0 V die Impedanz gemessen.

Das bisherige Vorgehen zur Impedanzmessung bestand nicht aus einem Vorschaltgerät, sondern aus 2 Kabeln und 2 Klemmen zur Verbindung von zu vermessendem Bauteil und LCR-Meter. Hier gab es den Nachteil von parasitären Induktivitäten durch die Kabel und unabsichtliche Bewegung der Kabel nach der Kalibration, was bei hohen Frequenzen zur Änderung der Impedanz führen kann. Es soll nun im Folgenden gezeigt werden, dass das Vorschaltgerät besser zur Charakterisierung von elektrischen Bauteilen dient, als die Methode mit Kabeln und Klemmen. Es wurden Bauteile mit kleinen Kapazitäten ($C = 0.33\text{ nF}$) und größeren Induktivitäten ($L = 1.5\text{ }\mu\text{H}$) mit einer Toleranz von jeweils 20% verwendet, um den Impedanzunterschied der beiden Methoden deutlich zu erkennen (siehe Kapitel 2.2.1) [19].

4.2.1 Vermessung einer Spule

Nach abgeschlossener Kalibration (siehe Kapitel 3.4) können die elektrischen Bauteile vermessen und charakterisiert werden. Zunächst wird eine Spule charakterisiert, indem die Frequenz von 20 Hz aus linear in 100 kHz-Schritten verändert wird. Diese Messung wurde sowohl mit dem Vorschaltgerät (+Sourcemeter) als auch mit Kabeln und Klemmen durchgeführt. In Abbildung 4.4 lässt sich sehr gut der Vorteil des Vorschaltgeräts im Vergleich zu der alten Messmethode erkennen. Bei dem Vorschaltgerät verhält sich die Impedanz linear zur Frequenz, wie es mit $Z_L = \omega L$ erwartet wird. Bei der Messmethode mit Kabel und Klemme ist diese Linearität ab ca. 5 MHz nicht mehr gewährleistet und es ist keine sinnvolle lineare Anpassung anzuwenden, bei welchem die Induktivität der Spule bestimmt werden kann. Diese Anpassung wurde demnach nur für die drei verschiedenen Platinen des Vorschaltgerätes durchgeführt (Tabelle 1).

4 Messergebnisse

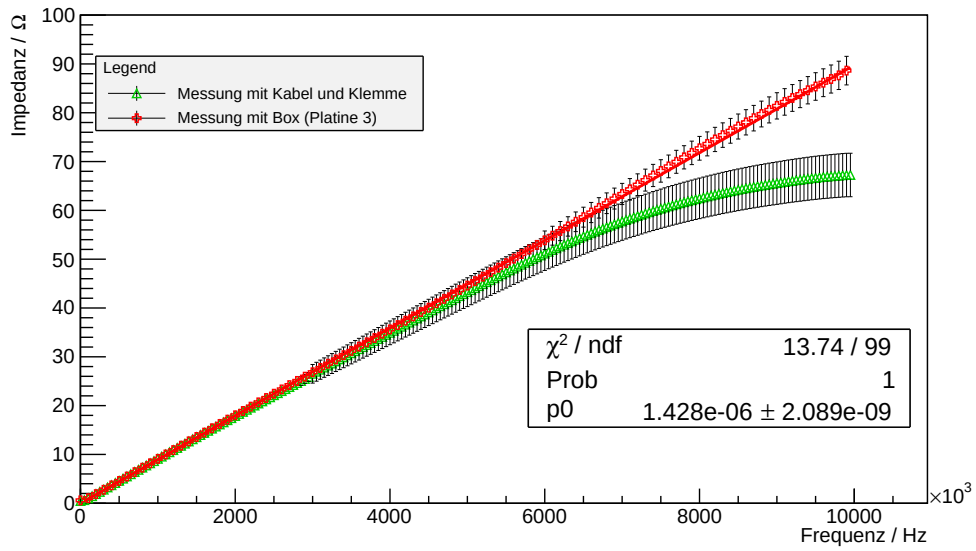


Abbildung 4.4: Induktivität der Spule nach gelöstem Problem der Steuerung des Sourcemeters nach abgeschlossener offener und geschlossener Kalibration bei einer Messung mit Platine 3 und mit Kabel und Klemme

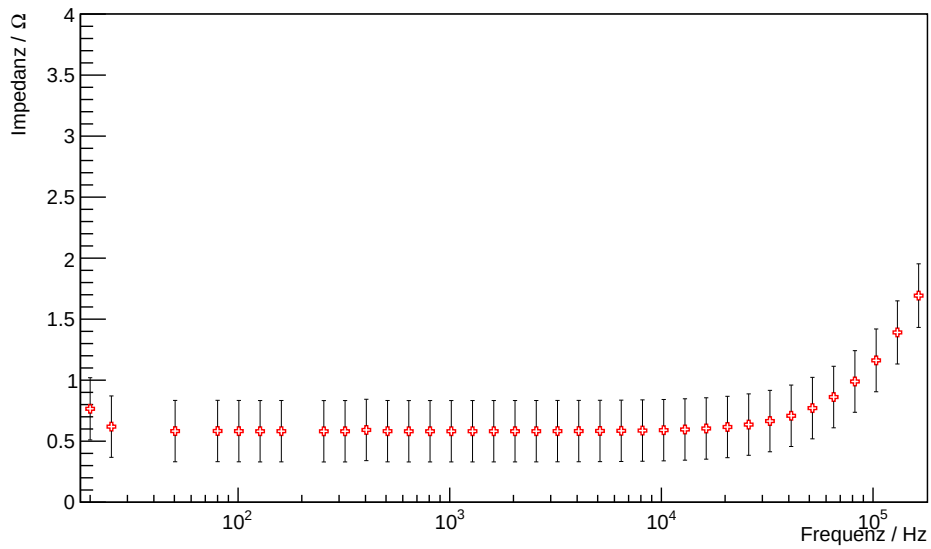


Abbildung 4.5: Induktivität der Spule nach gelöstem Problem der Steuerung des Sourcemeters nach abgeschlossener offener und geschlossener Kalibration bei einer Messung mit Platine 3: Für niedrige Frequenzen

4 Messergebnisse

Platine	Induktivität L [μH]	χ^2/ndf
1	1.440 ± 0.006	480/199
2	1.427 ± 0.008	73/99
3	1.423 ± 0.002	1095/98

Tabelle 1: Induktivität einer Spule (Herstellerangabe: $1.5 \mu H$)

Es wurde jetzt gezeigt, dass man mit dem neu entwickelten Vorschaltgerät eine Spule gut charakterisieren kann. Schaut man sich den Plot jedoch genauer an, so ist ein Problem bei niedrigen Frequenzen deutlich zu erkennen. In diesem Frequenzbereich schwanken sichtbar die Messpunkte. Dieses Problem ist für alle drei Platinen reproduzierbar. Da diese Schwankung nicht bei der Messmethode der Klemme zu erkennen ist, kann dies nur etwas mit dem Sourcemeter oder der Platine zu tun haben. Dieses Problem wurde letztendlich durch die Entfernung der Rückkopplungskorrektur am Sourcemeter (s. Kapitel 3) korrigiert und es ergab sich eine Induktivität von $L = 1.428 \pm 0.002 \mu H$ (Abbildung 4.4 für Platine 3).

Auf den ersten Blick ist zu erkennen, dass nun die Linearität im niedrigen Frequenzbereich gegeben ist. Betrachtet man jedoch den Bereich zwischen 100 Hz und 100000 Hz genauer, so ist zu erkennen, dass hier immer noch ein Sprung zu erkennen ist. Im Rahmen der Unsicherheit ist dieser Sprung allerdings klein (Abbildung 4.5). Auf das Problem bei niedrigen Frequenzen wird in Kapitel 4.3 gesondert noch einmal eingegangen.

Diese neue Messung konnte nicht mit den anderen Platinen durchgeführt werden, da das Problem der Steuerung des Sourcemeters erst später gefunden wurde und die anderen Platinen nicht mehr ausgetauscht werden konnten. Vergleicht man das Ergebnis des Vorschaltgerätes mit der Anpassung von dem Verfahren mit Kabeln und Klemmen ($L = 1.346 \pm 0.027 \mu H$), so ist festzustellen, dass die Methode des Vorschaltgerätes eine deutlich höhere Präzision aufweist.

4.2.2 Vermessung eines Kondensators

Als nächstes wurde mit Platine 3 und mit gelöstem Problem ein Kondensator mit einer Kapazität von 0.33 nF charakterisiert (Abbildung 4.6).

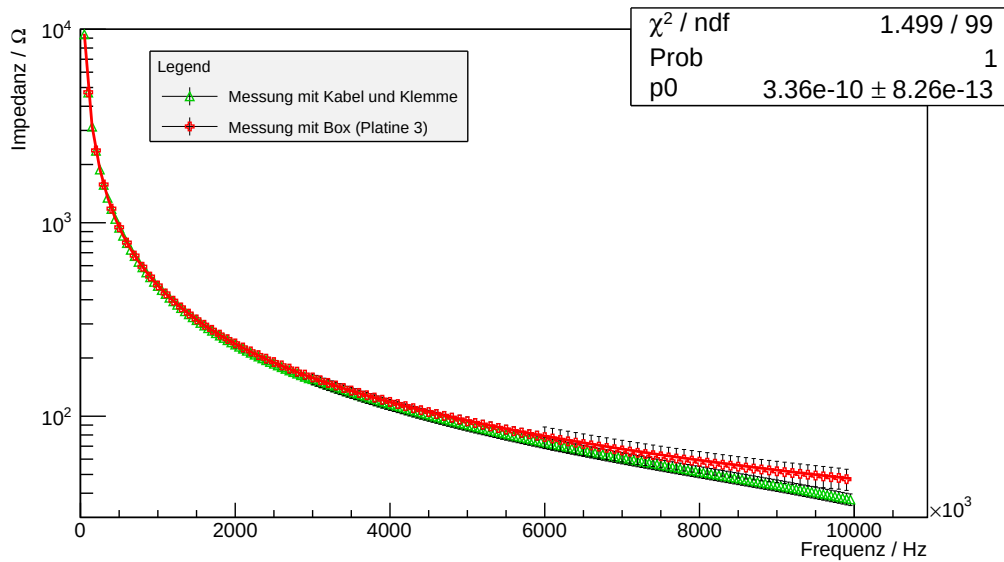


Abbildung 4.6: Bestimmung der Kapazität eines Kondensators (Herstellerangabe: 0.33 nF) nach abgeschlossener Kalibration bei einer Messung mit Platine 3 und mit Kabel und Klemme

Auch hier ist wieder ein Abknicken der Kurve bei der Methode mit Klemme zu erkennen. Eine Anpassung durch die Messpunkte mit der Methode des Vorschaltgeräts ($Z = \frac{1}{\omega C}$) ergibt eine Kapazität von $C = 0.3360 \pm 0.0003$ nF.

Aus der Anpassung durch die Messpunkte mit der Methode der Kabel und Klemmen erhält man eine Kapazität von $C = 0.3406 \pm 0.0004$ nF. Man stellt demnach fest, dass die Methode mit Klemme und Kabel weniger anfällig zur Bestimmung von Kapazitäten ist, als zur Bestimmung von Induktivitäten.

Bemerkung Die hier verwendeten Messunsicherheiten sind ausnahmslos aus den technischen Spezifikationen des LCR-Meters bestimmt worden.

4.3 Messungen im niedrigen Frequenzbereich bis 1MHz ($V_{angelegt} > 0$)

Ziel der Arbeit ist die Entwicklung und Inbetriebnahme des Vorschaltgeräts zur Impedanzmessung von SiPMs. SiPMs können nicht vollständig bei 0 V charakterisiert werden. Daher muss nun überprüft werden, wie sich das Vorschaltgerät bei einer DC Spannung von bis zu 70 V verhält, da bei ca. 70 V die Durchbruchspannung von Hamamatsu-SiPMs erreicht ist. Eine Kalibration an dem Vorschaltgerät selber ist mit Sourcemeter nicht möglich, daher wird im Folgenden wie im Kapitel 4.2 eine Kalibration am LCR-Meter selber durchgeführt. Das Vorschaltgerät wird dann durch eine eigene berechnete Kalibration geeicht (siehe Kapitel 3.4). Eine offene Messung wird zunächst bei 0 V und danach bei 70 V durchgeführt.

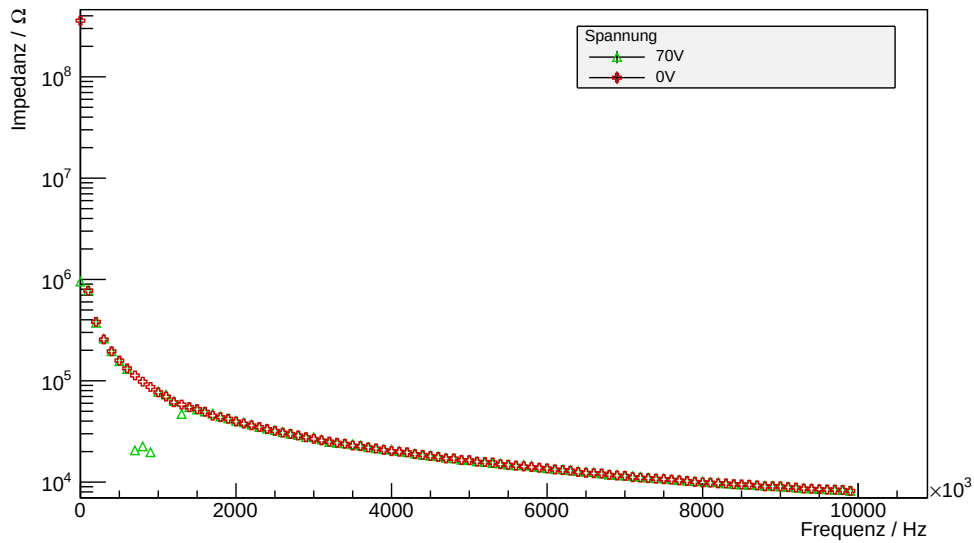


Abbildung 4.7: Offene Impedanzmessung von Platine 3 nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter. Die grünen Messpunkte wurden bei 0 V, die roten Messpunkte bei 70 V gemessen.

Abbildung 4.7 zeigt zwei Besonderheiten. Zum einen gibt es eine große Diskrepanz bei der Anfangsfrequenz zwischen der 0 V- und 70 V-Messung und zum anderen einen „Dip“ bei der 70 V-Messung zwischen 600 kHz und 1 MHz. Die getriggerten Messpunkte bei der Anfangsfrequenz von 20 Hz weisen eine große Diskrepanz in der Impedanz auf. Deshalb wird im Weiteren die Anfangsfrequenz auf 100 Hz gesetzt, da bei dieser Frequenz der Unterschied nicht so groß ist. Die Entstehung der großen Messwertschwankungen wird in Zukunft genauer untersucht. Ein möglicher Grund sind die hohen Impedanzwerte, welche eine hohe Ungenauigkeit aufweisen.

Zur Untersuchung des „Dips“ wird nun die offene 70 V-Messung drei mal wiederholt, um eine Reproduzierbarkeit festzustellen (Abbildung 4.8).

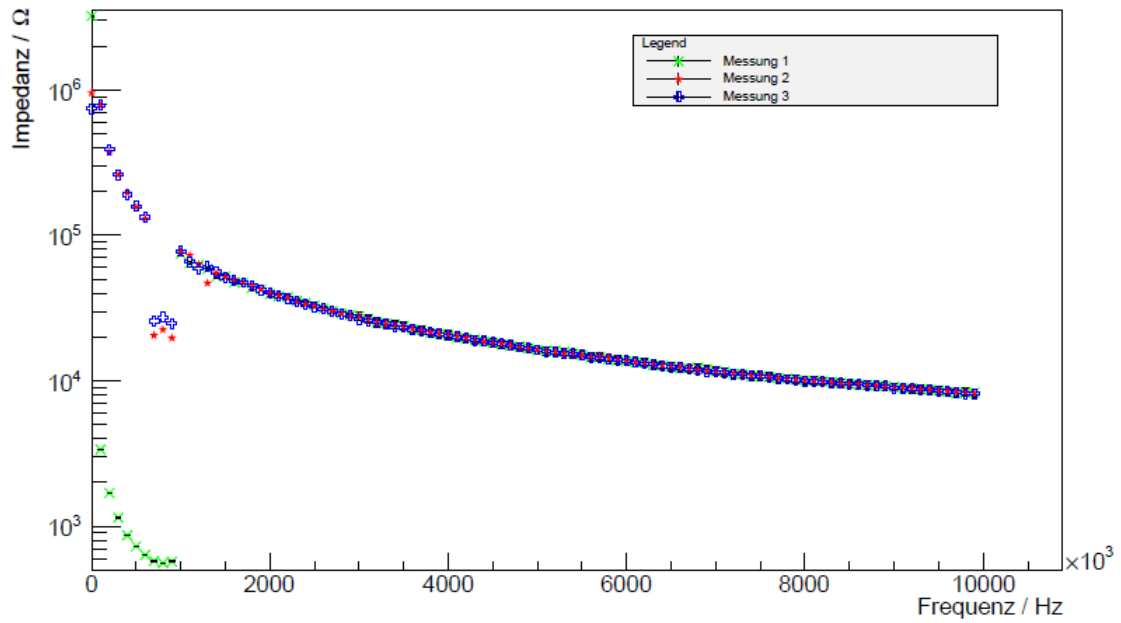


Abbildung 4.8: Offene Impedanzmessung nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter mit Platine 3: 70 V-Messung 3x hintereinander gemessen

Es ist jedoch zunächst einmal zu erkennen, dass nur Messung 2 und 3 den charakteristischen Dip aufweisen. Zudem ist zu sagen, dass nach jeder vollständigen Messung, d.h. Impedanzmessung von 100 Hz bis 10 MHz, eine Wartezeit von einer Minute eingebaut wurde. Bei der ersten Messung hat diese Zeit anscheinend nicht ausgereicht, um die Koppelkondensatoren auf der Vorschaltplatine vollständig aufzuladen. Dies wird erst bei den folgenden Messungen erreicht. Demnach ist also bei Messungen zu warten, bis die Koppelkondensatoren vollständig aufgeladen sind (ca. 100 s).

Als nächsten soll herausgefunden werden, ob diese Charakteristik auch für eine Messung bei einem SiPM auftritt. Das Messverfahren bleibt identisch und es werden 70 V an den SiPM in Sperrrichtung angelegt (Abbildung 4.9).

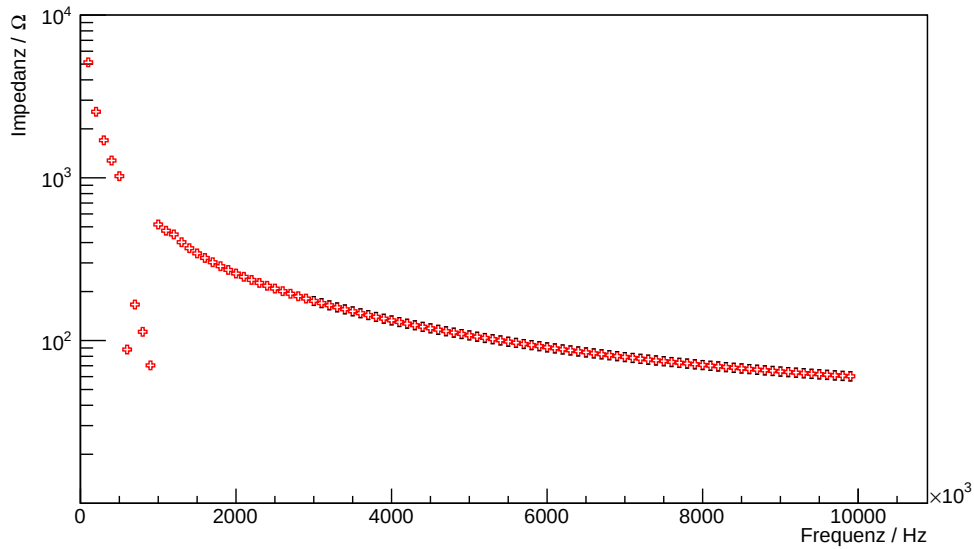


Abbildung 4.9: 70 V-Impedanzmessung des SiPMs nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter mit Platine 3

Wie man erkennt, ist auch der charakteristische „Dip“ bei der Impedanzmessung des SiPMs zu erkennen. Da dieser „Dip“ sowohl bei der offenen Messung, als auch bei der Messung mit dem SiPM auftritt, muss es ein Artefakt im Aufbau geben. Zur weiteren Charakterisierung des „Dips“ wird im Weiteren untersucht, wo genau dieser „Dip“ beginnt und endet und zudem ob sich dieser abrupt ausbildet oder sich mit steigender Frequenz entwickelt. Deshalb wurde der Bereich dieser folgenden Messungen zwischen 400-800 kHz und 900-1100 kHz eingeschränkt, also an den Anfangs- und Endpunkten des „Dips“ (Abbildung 4.10).

Es ist deutlich eine abrupte Änderung zu erkennen. Zudem sieht man einen Versatz zwischen der offenen und der SiPM-Messung am Anfang des „Dips“. Ein solch deutlicher Versatz ist am Ende des „Dips“ nicht erkennbar. Aufgrund dieser abrupten Änderung der Impedanz ist auf einen Hardwarefehler zu schließen, jedoch ist es nicht klar, wo dieser zu finden ist. Ein solche Fehler in dem Vorschaltgerät zu finden erscheint unwahrscheinlich, da sich ein solcher entwickeln und nicht plötzlich auftreten würde. In der Bedienungsanleitung des LCR-Meters wurde kein Anhaltspunkt für einen solche Sprung der Impedanz in diesem Frequenzbereich gefunden.

4 Messergebnisse

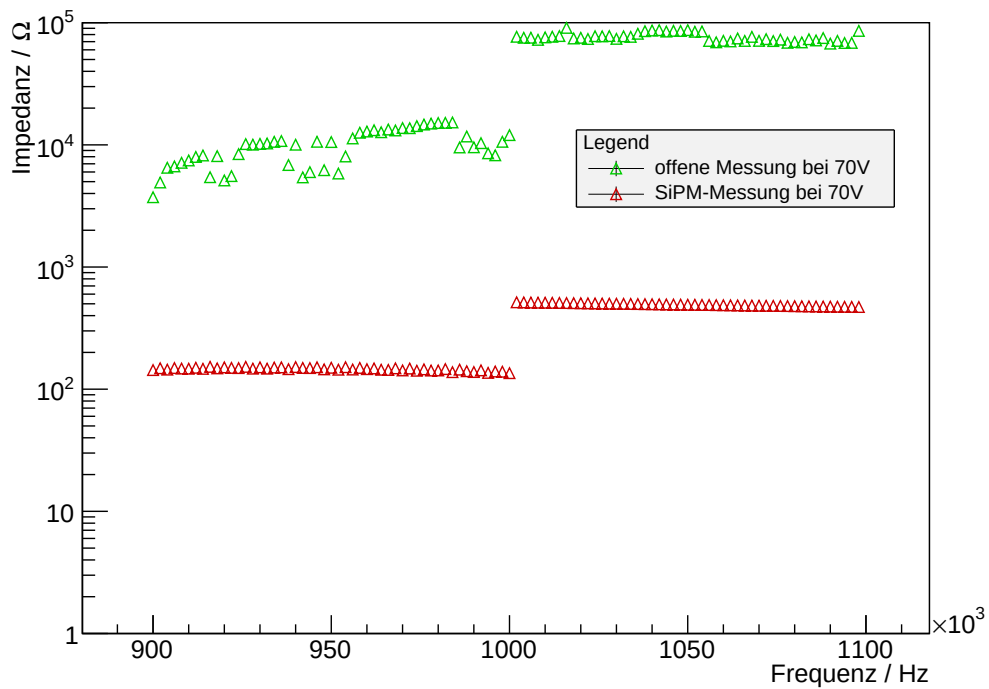
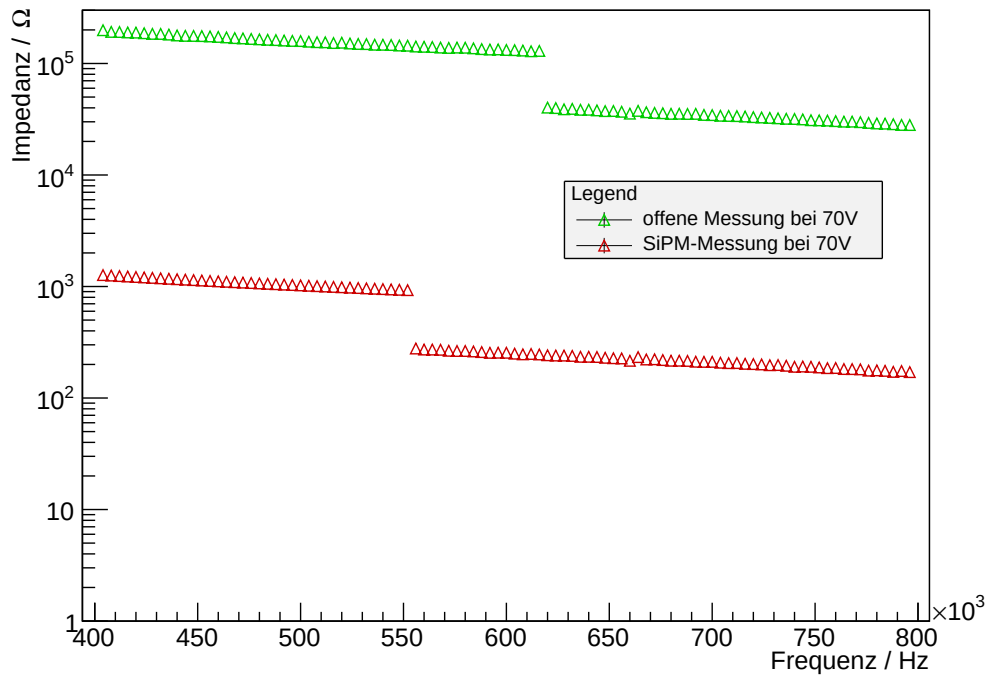


Abbildung 4.10: Anfang und Ende des charakteristischen „Dips“ bei einer offenen Impedanzmessung (grün) und einer Impedanzmessung mit SiPM nach einer offenen und geschlossenen Kalibrierung am LCR-Meter mit Platine 3.

4 Messergebnisse

Anschließend wurde untersucht, ob das Sourcemeter dieses Problem verursachen kann. Hierzu wurde eine Spule mit hoher Induktivität (1 mH) an der Plus-Verbindung der Platine zum Sourcemeter platziert. Sollte ein Störsignal vom Sourcemeter ausgehen, so würde es durch die Spule unterdrückt werden.

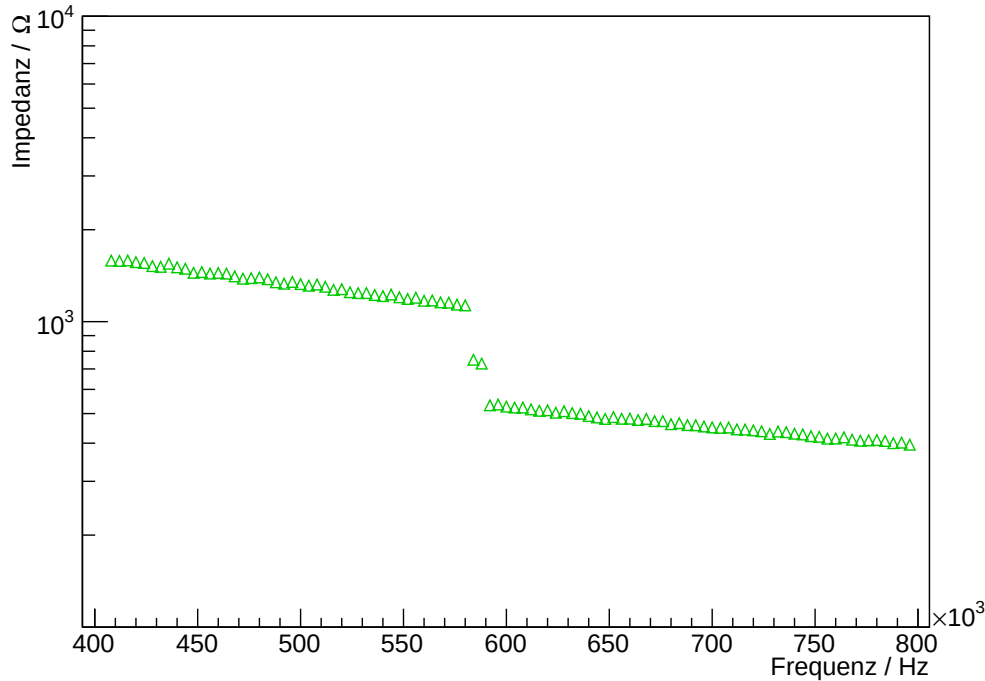


Abbildung 4.11: Offene Impedanzmessung mit Spule hoher Induktivität (1 mH) am Plus-Eingang des Sourcemeters nach offener und geschlossener Kalibrierung am LCR-Meter mit Platine 3

Wie in Abbildung 4.11 zu erkennen ist, ist auch hier der abrupte Sprung der Impedanz bei ca. 580 kHz zu erkennen. Eine Störung des aktiven Sourcemetersignals kann somit ausgeschlossen werden. Zum Ende der Arbeit wurde herausgefunden, dass das Sourcemeter eine Dämpfungskette besitzt, welche möglicherweise die Frequenzen in dem Bereich des „Dips“ unterdrückt. Dies kann in Zukunft noch weiter untersucht werden. Ausgehend davon, dass auch das LCR-Meter ein solches Problem nicht verursacht (kein Anhaltspunkt in der Bedienungsanleitung und Messung bei 0 V unauffällig), kann durch Ausschlusskriterium ebenfalls das Vorschaltgerät mit der Platine die Ursache sein. Die Schaltdioden könnten in dem untersuchten Frequenzbereich spezielle Eigenschaften haben, die eine solche Impedanzdifferenz verursachen. Eine mögliche Lösung könnte ein Platinendesign ohne solche Dioden sein (siehe Kapitel 5).

Weiter ist es interessant zu wissen, ab welcher Spannung dieser „Dip“ auftritt und ob dieser die gleiche Impedanzdifferenz aufweist, wie bei 70 V. Deshalb wurde ab 50 V die

Spannung um 2 V jeweils erhöht. Gemessen wurde die Impedanz im Frequenzbereich von 100 Hz bis 1300 kHz.

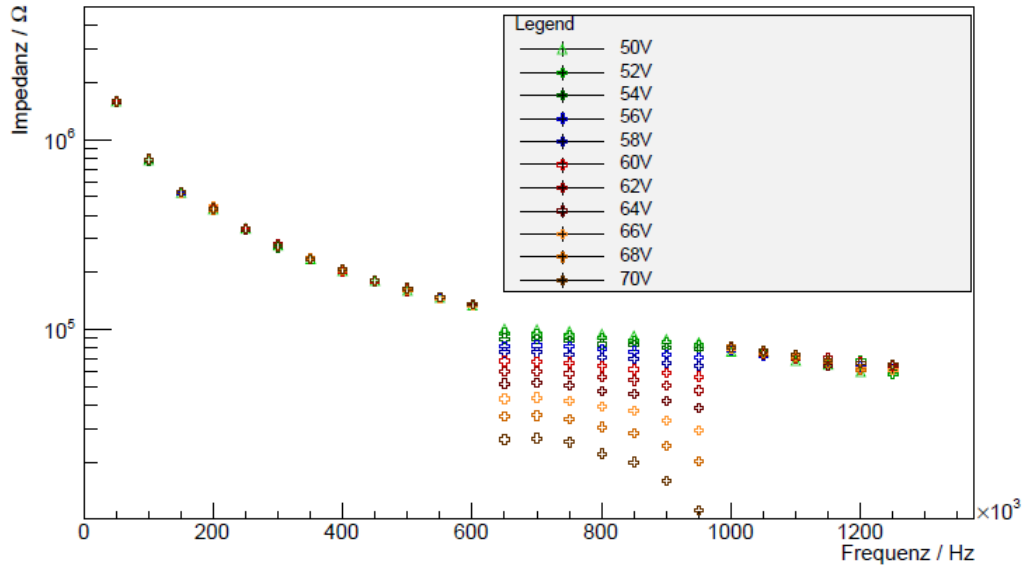


Abbildung 4.12: Offene Impedanzmessung nach offener und geschlossener Kalibration am LCR-Meter mit Platine 3: Verlauf des Dips in 2 V Schritten

Abbildung 4.12 zeigt deutlich auf, dass der „Dip“ nicht nur frequenzabhängig ist, sondern auch spannungsabhängig. Ab ca. 50 V setzt der Impedanzsprung ein. Des weiteren ist zu erkennen, dass der Impedanzunterschied zwischen Punkten der gleichen Frequenz nicht äquidistant ist.

4.4 Vermessung von SiPMs mit Vergleich zur Theorie

In diesem Kapitel soll nun abschließend gezeigt werden, dass das Vorschaltgerät geeignet ist, um die Impedanz von SiPMs zu messen. Charakterisiert wird ein schon bekannter SiPM, welcher in der Masterarbeit von Florian Scheuch bereits untersucht wurde (Hamamatsu SiPM mit $(3 \cdot 3) \text{ mm}^2$ aktiver Fläche und $50 \mu\text{m}$ Zellenkantenlänge). Dazu wird die Impedanz des bekannten SiPM bei einer DC Spannung von 0 V bis 70 V in 2 V-Schritten gemessen. Bei jeder angelegten Spannung wird die Frequenz in 100 Schritten linear von 100 Hz bis 10 MHz erhöht. Zudem wird zu jeder Spannung eine offene Messung durchgeführt, um die in Kapitel 3.4 beschriebene Kalibrationsmethode durchzuführen. Zusätzlich wird eine geschlossene Messung bei 0 V benötigt. Um die elektrischen Bauteile des SiPMs zu charakterisieren und bestimmen, wird die Gesamtimpedanz (Gleichung 2.4) an die Impedanzmessung des SiPMs inklusive Kalibration angepasst. Die Parameter, welche sich aus der Anpassung ergeben, sind die Größen der elektrischen Bauteile. R_b und L müssen als fest angenommen werden, da diese Größen erst bei Frequenzen

4 Messergebnisse

im 100 MHz-Bereich bestimmt werden können. Da das LCR-Meter nur Frequenzen bis 10 MHz vermessen kann, sind diese beiden Größen hier auf die Werte $L = 4.71 \text{ nH}$ und $R_b = 3.27 \Omega$ gesetzt worden.

In der folgenden Tabelle 2 werden die Ergebnisse des SiPMs bei 0 V von Florian Scheuch gezeigt. Diese Messungen wurden mit einem Netzwerkanalysator durchgeführt, der bis 500 MHz messen konnte. Daher konnten auch L und R_b bestimmt werden.

Größe	Wert
n (Anzahl der Zellen)	3600
R_q	$(151.2 \pm 0.4) \text{ k}\Omega$
C_q	$(100.1 \pm 9.0) \text{ fF}$
C_g	$(9.31 \pm 1.70) \text{ pF}$
C_d	$(744.1 \pm 0.3) \text{ fF}$
L	$(4.71 \pm 0.02) \text{ nH}$
R_b	$(3.27 \pm 0.03) \Omega$

Tabelle 2: Größen der elektrischen Bauteile des zu vermessenden SiPM bei 0 V [25]

Nun wird die Impedanzmessung mit dem Vorschaltgerät durchgeführt. An die Messergebnisse wird dann die Gesamtimpedanz angepasst. Hierbei ist noch zu beachten, dass es die Problematik des „Dips“ im Frequenzbereich zwischen 600 kHz und 1 MHz gibt. Um zu erkennen, ob dieser Dip eine Auswirkung auf die Anpassung hat, wird die Impedanzmessung des SiPMs bei 70 V durchgeführt und eine Anpassung mit und eine Anpassung ohne den problematischen Frequenzbereich realisiert.

Der Impedanzsprung im problematischen Frequenzbereich verzieht die Anpassung nach unten. Daher ist eine vernünftige und sinnvolle Bestimmung der Größen der elektrischen Bauteile mit diesen Frequenzen nicht möglich. Werden diese Messpunkte aus der Reihe herausgenommen, dann stimmt die Anpassung sehr gut mit den Messpunkten überein. Aufgrund dieser Erkenntnis kommt man zu dem Ergebnis, dass man diese Messpunkte zur Charakterisierung des SiPMs mit dem Vorschaltgerät bis auf weiteres herauslässt.

Da bis auf die Diodenkapazität alle Größen spannungsunabhängig sind, kann man den Quenching-Widerstand, die Quenching-Kapazität und die „Grid“-Kapazität direkt aus der 0 V-Messung bestimmen und für die weiteren Messungen als fix (+Fehler) annehmen (Abbildung 4.13). Die physikalischen Größen der elektrischen Bauteile werden in der nachfolgenden Tabelle 3 aufgeführt.

4 Messergebnisse

Größe	Wert
R_q	$(141.9 \pm 9.5) \text{ k}\Omega$
C_q	$(4.955 \pm 35.720) \text{ fF}$
C_g	$(78.30 \pm 86.28) \text{ pF}$
C_d	$(722.5 \pm 24.0) \text{ pF}$
L	4.71 nH
R_b	3.27Ω

Tabelle 3: Größen der elektrischen Bauteile des SiPM gemessen mit dem Vorschaltgerät bei 0 V

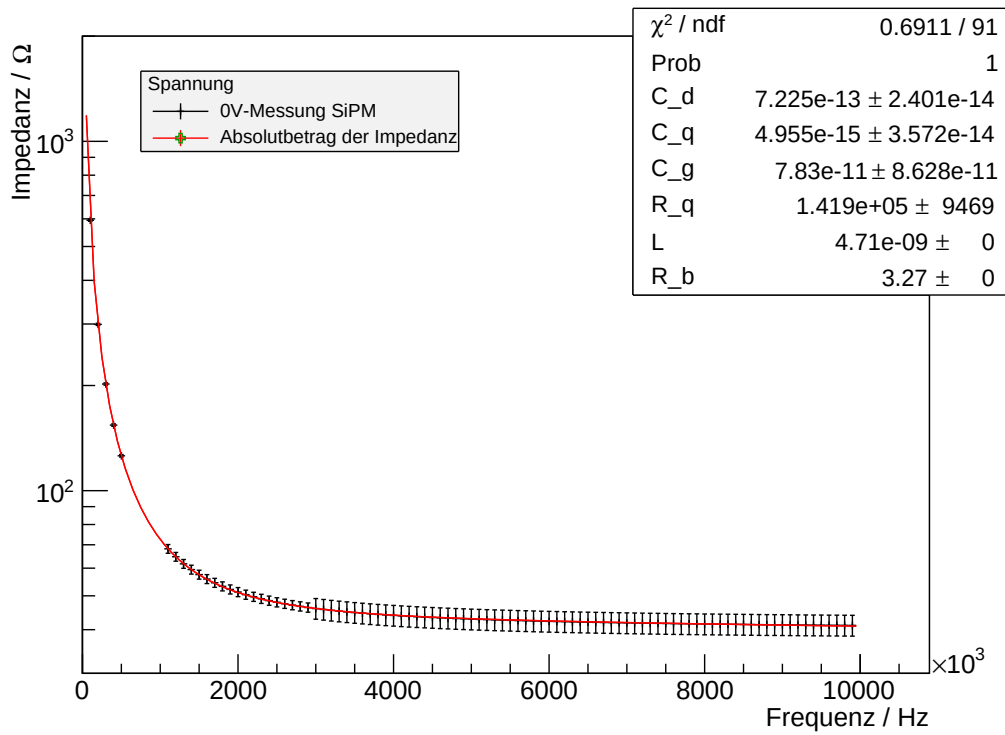


Abbildung 4.13: Impedanzmessung des SiPMs bei 0V nach eigener Kalibration mit Platine 3

Im Folgenden werden also zusätzlich auch R_q , C_q und C_g mit ihren Fehlern als fix angenommen und mit diesen Parametern dann die Anpassung durchgeführt. In Abbildung 4.14 werden die Rohdaten der Impedanzmessung in 10 V-Schritten angegeben.

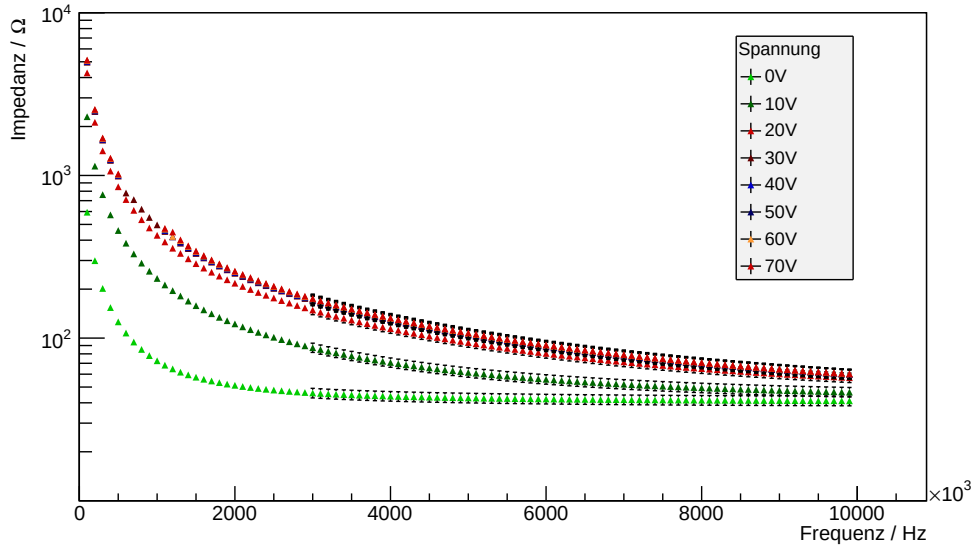


Abbildung 4.14: Rohdaten der Impedanzmessung des SiPMs in 10 V-Schritten nach eigener Kalibration mit Platine 3

Betrachtet man den Frequenzbereich von 3 MHz bis 10 MHz, dann ist festzustellen, dass sich die Impedanzwerte mit steigender Spannung immer weiter annähern. Damit kann dann die Diodenkapazität für die verschiedenen Spannungen bestimmt werden (Abbildung 4.15).

Die Kapazität fällt mit steigender Betriebsspannung wie es auch durch die Verarmungszone zu erwarten ist (siehe Kapitel 2.1). Für Spannungen oberhalb von 30 V ist die Diodenkapazität nahezu konstant. Dies ist damit zu begründen, dass der p-n-Übergang einer Diode eine Kapazität hat, die von der Breite der Raumladungszone abhängig ist. Wird eine Diode in Sperrrichtung betrieben, so entsteht am p-n-Übergang eine Ladungsträgerverarmungszone, an der sich auch ein elektrisches Feld, bedingt durch die fehlenden Ladungsträger, aufbaut. Mit steigender Spannung vergrößert sich die Breite der ladungsfreien Zone, damit nimmt die Kapazität ab. Bei ca. 30 V ist die maximale Verarmungszone erreicht.

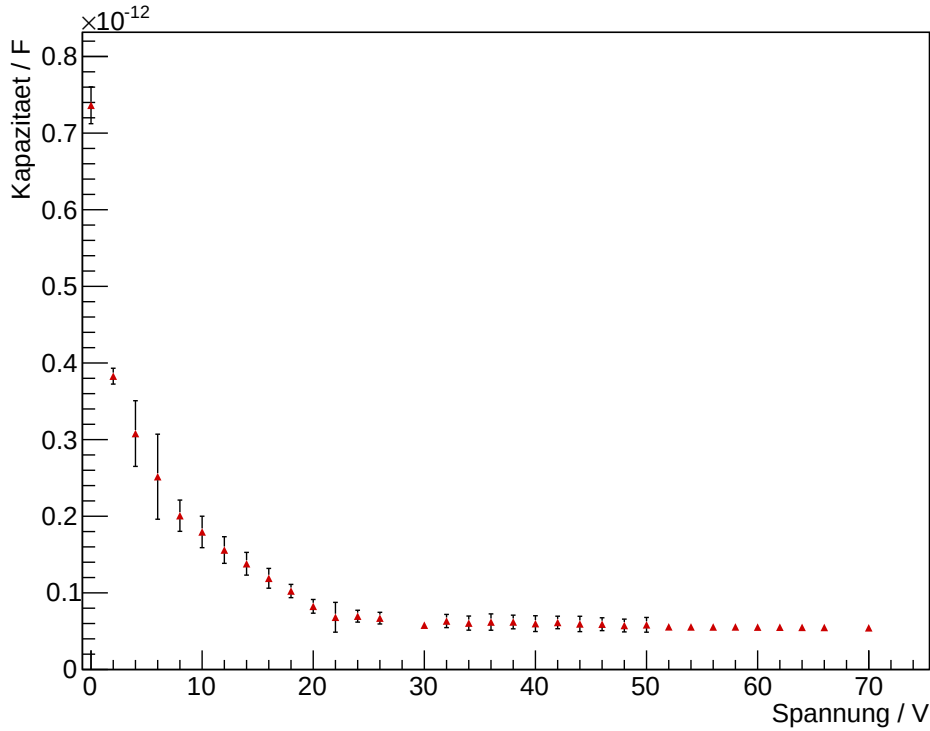


Abbildung 4.15: Diodenkapazität für verschiedene Spannungen nach eigener Kalibration mit Platine 3

Bei 70 V, was bei Hamamatsu SiPMs circa die Durchbruchspannung ist, beträgt die Diodenkapazität $C_d = (5.44 \pm 0.02) \cdot 10^{-14}$ F. Verglichen mit der vorherigen Messung aus der Masterarbeit von Florian Scheuch, wo die Diodenkapazität an der Durchbruchspannung zu $C_d = (8.33 \pm 0.10) \cdot 10^{-14}$ F angegeben wurde, ist dies eine große Abweichung. Bei der vorherigen Messmethode konnte jedoch nur bis 40 V gemessen werden und allein durch eine Wurzelanpassung die Diodenkapazität bei der Durchbruchspannung bestimmt werden. Außerdem sind die Parameter L und R_b nicht in diesem Modell mit inbegriffen. Jedoch wurde in früheren Messungen festgestellt, dass C_d relativ unabhängig von diesen Größen ist. Zudem gab es bei diesen beiden Messungen einen Temperaturunterschied von ca. 2 °C, was ebenfalls einen Einfluss auf die Bestimmung der Bauelemente hat [21]. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Diodenkapazität und der Quenching-Widerstand ziemlich genau zu bestimmen sind (ca. auf 5% Genauigkeit). Die Grid-Kapazität und die Quenching-Kapazität hingegen weisen eine hohe Unsicherheit auf, welche in Zukunft durch weitere Charakterisierung minimiert werden könnten.

5 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde erfolgreich ein Vorschaltgerät zur Impedanzmessung von SiPMs entwickelt und in Betrieb genommen.

Das Vorschaltgerät wurde zu Beginn der Arbeit mit drei verschiedenen Platinen charakterisiert. Mit allen Platinen wurde eine geschlossene und eine offene Messung durchgeführt. Bei der geschlossenen Messung ergaben sich bei hohen Frequenzen (10 MHz) Impedanzen um $5\ \Omega$, bei der offenen Messung liegen die Impedanzwerte bei $10\ \text{k}\Omega$. Für den SiPM ergeben sich bei solchen Frequenzen Impedanzwerte von ca. $40\ \Omega$. Daher ist eine Impedanzmessung von SiPMs mit dem Vorschaltgerät möglich.

Mit Platine 3, welche die beste Impedanzeigenschaft gegenüber den anderen beiden Platinen hatte, wurden alle Messungen zur Charakterisierung des Vorschaltgerätes und des SiPMs mit angelegter Spannung durchgeführt. Zudem wurden elektrische Bauteile (Spule, Kondensator) mit dem Vorschaltgerät charakterisiert. Hierbei wird gezeigt, dass das Vorschaltgerät sehr genau die Bauteile vermessen kann, verglichen mit dem alten Vorgehen (Kabeln und Klemmen).

Platine 3 wurde dann bei Spannungen von 0-70 V charakterisiert. Dabei wurde ein „Dip“ im Frequenzbereich von 550 kHz bis 1 MHz entdeckt. Diese Unstetigkeit wurde im weiteren Verlauf untersucht und versucht zu beheben. Dieser „Dip“ wurde ebenfalls bei der SiPM-Messung entdeckt. Zum Ende der Arbeit wurde herausgefunden, dass das Source-meter eine Dämpfungskette besitzt, welche möglicherweise die Frequenzen in dem Bereich des „Dips“ unterdrückt.

Um zu zeigen, dass das neu entwickelte Vorschaltgerät zur Impedanzmessung von SiPMs geeignet ist, wurde ein bekannter SiPM durchgemessen und die Parameter des elektrischen Modells charakterisiert und bestimmt. Da die Diodenkapazität spannungsabhängig ist, wurde der SiPM in einem Spannungsbereich von 0-70 V vermessen. Dies zeigt, dass der Quenching-Widerstand mit einer Genauigkeit von ca. 6% und die Diodenkapazität mit einer Genauigkeit von ca. 3% bei 0 V gemessen werden. Bei der Durchbruchspannung von 70 V kann die Genauigkeit der Diodenkapazität bis auf 0.36% angegeben werden. Die Quenching-Kapazität und die Grid-Kapazität haben hingegen eine erheblich größere Unsicherheit, in der Größenordnung von 100%. Da der Bulk-Widerstand und die Induktivität L in dem Frequenzspektrum nicht gemessen werden können, wurden diese als fix angenommen und das Ergebnis einer vorherigen Messung [21] verwendet. Diese fixen Größen werden einen großen Einfluss auf die parasitären Kapazitäten C_g und C_q haben. Zu erkennen ist aber, dass der Quenching-Widerstand und die Diodenkapazität einen dominanten Einfluss auf die Impedanzwerte in dem gemessenen Frequenzbereich zwischen 100 Hz und 10 MHz haben. Vergleicht man diese Ergebnisse mit denen aus [10], so ist festzustellen, dass das entwickelte Vorschaltgerät erfolgreich in Betrieb genommen wurde und in Zukunft mit diesem Impedanzmessungen von SiPMs durchgeführt werden kann.

In einem nächsten Schritt können nun noch nicht untersuchte SiPMs mit diesem Vorschaltgerät charakterisiert werden.

Zusätzlich kann eine neue Platine mit einer besseren Impedanzeigenschaft in Koopera-

5 Zusammenfassung und Ausblick

tion mit der IIIa-Elektronikwerkstatt entwickelt und konstruiert werden. Als ein guter Vergleichswert ist die in der Arbeit verwendete HP-Box zu verwenden, welche eine hohe Impedanz bei der offenen Messung aufweist und nur eine geringe parasitäre Induktivität besitzt.

Für das Vorschaltgerät wurden BNC-Steckverbinder von $75\,\Omega$ [24] verwendet. Das LCR-Meter hat jedoch BNC-Stecker von $100\,\Omega$ [15], was eine Größe ist, die im freien Markt fast nirgendwo erhältlich ist. Daher konnte dies beim Vorschaltgerät nicht angepasst werden und somit kann Reflexion auftreten, was ebenfalls in Zukunft weiter untersucht werden kann.

In Zukunft ist es zudem möglich Impedanzmessungen von SiPMs bis in einen GHz-Frequenzbereich durchzuführen. Das verwendete LCR-Meter kann nur bis zu einer Frequenz bis 10 MHz benutzt werden. Bei höheren Frequenzen ist es dann auch möglich den Bulk-Widerstand R_b und die Induktivität L des SiPMs zu bestimmen und damit auch die Grid-Kapazität C_g und die Quenching-Kapazität C_q genauer zu charakterisieren.

Literatur

- [1] Arthur Lobanov. SiPM Light Mixers for CMS HO Upgrade. Technical report, DESY CMS Group, 2011
- [2] Hamamatsu Photonics K.K. Photomultiplier Tube R11568, März 2011
- [3] <http://www.hamamatsu.com/eu/en/product/alpha/M/4113/S12572-050C/index.html> (Januar 2014)
- [4] Maurice Stephan, Thomas Hebbeker, Markus Lauscher, Christine Meurer, Tim Niggemann, Johannes Schumacher. III. Physikalisches Institut A, RWTH Aachen. Future use of silicon photomultipliers for the fluorescence detection of ultra-high-energy cosmic rays, SPIE, 8155 81551B-1, 2011
- [5] Jörg Rennefeld. Studien zur Eignung von Silizium Photomultipliern für den Einsatz im erweiterten CMS Detektor SLHC. Diplomarbeit, RWTH Aachen Universität, 2010
- [6] S.M.Sze, Kwok K.Ng. Physics of Semiconductor Devices. John Wiley & Sons, Inc., 3rd edition, 2007.
- [7] Frederik Kuschewski. Untersuchungen von Avalanche Photodioden zum Einzelphotonennachweis. Bachelorarbeit, Westfälische Wilhelms-Universität Münster, 20. Juli 2011
- [8] B. Dolgoshein. Silicon Photomultipliers in Particle Physics: Possibilities and Limitations, Moscow Engineering and Physics Institute, 2003
- [9] Samuel España, Gustavo Tapias. Performance Evaluation of SiPM Detectors for PET Imaging in the Presence of Magnetic Fields. In IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, pages 3591-3595, 2008.
- [10] Florian Scheuch, Measurement and simulation of electrical properties of SiPM photon detectors. Master thesis, RWTH Aachen university, 2012.
- [11] F.Corsi et al. Electrical Characterization of Silicon Photo-Multiplier Detectors for Optimal Front-End Design. In IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, pages 1276-1280, 2006.
- [12] Carsten Heidemann, T. Hebbeker, M. Merschmeyer, P. Hallen, E. Dietz-Lautsonn, B. Glauß. III. Physikalisches Institut A, RWTH Aachen. Elektrische Eigenschaften von SiPMs, 2011
- [13] Agilent Impedance Measurement Handbook. A guide to measurement technology and techniques, 4th edition, 2009
- [14] Wolfgang Demtröder. Experimentalphysik 2. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 4th edition, 2006

Literatur

- [15] GWINSTEK. User Manual: Precision LCR Meter: LCR-8000G Series, 2006.
- [16] <http://de.wikipedia.org/wiki/Schalterdiode> (9.1.2014)
- [17] <http://de.wikipedia.org/wiki/Masseflache> (9.1.2014)
- [18] KEITHLEY, Model 2400 Series SourceMeter, User's Manual
- [19] Franz-Peter Zantis und Franz Adamczyk
- [20] Agilent 16047A Test Fixture, Operation and Service Manual, Third Edition
- [21] Florian Scheuch
- [22] <https://forge.physik.rwth-aachen.de> (13.1.2014)
- [23] K.Sato et al. The UV sensitivity improvement of MPPC. Solid State Division, HAMAMATSU PHOTONICS K.K., Hamamatsu, Japan, 2013
- [24] Plug BNC 75R. Datenblatt. multcomp, 2012