

**Hochschule Lausitz
Studiengang Elektrotechnik**

Bachelor-Arbeit

Michael Markert

**Durchführbarkeitsstudien zur direkten
Drahtauslese an Wirescannern in
Elektronen-Beschleunigern**



Deutsches Elektronen-Synchrotron
Ein Forschungszentrum der Helmholtz-Gemeinschaft



Bachelor-Arbeit

Michael Markert

(Matrikel Nr. 252202)

Thema:

Durchführbarkeitsstudien zur direkten Drahtauslese an Wirescannern in Elektronen-Beschleunigern

Zeitraum: 16.08.2010 – 11.10.2010

Firma: Deutsches Elektronen-Synchrotron DESY in Zeuthen

Betreuer: Prof. Dr. Ing. Ralph Schacht (Hochschule Lausitz)
Prof. Dr. Ing. Erhard Stein (Hochschule Lausitz)
Dr. Martin Sachwitz (DESY)
Dr. Ronny Sternberger (DESY)

Fachbereich: IEM (Informatik/Elektrotechnik/Maschinenbau)

Studiengang: Elektrotechnik

Matrikel: ET05

Vorwort

Diese Bachelorarbeit beschäftigt sich im Wesentlichen mit der Signalverarbeitung eines sogenannten Wirescanners, einem speziellen Monitor, der bei der Strahldiagnostik von Teilchenbeschleunigern zur Anwendung kommt.

Die von Teilchenbeschleunigern erzeugte Synchrotronstrahlung ist für Naturwissenschaftler von sehr großem Interesse, da diese für viele Experimente im Bereich der Physik, Biologie und Materialforschung von großem Nutzen ist. Von entscheidender Bedeutung ist dabei die Bestimmung der genauen Position sowie des Profils des ausgehenden Teilchenstrahls. Während das gegenwärtige indirekte Ausleseverfahren, d.h. mittels eines Szintillators und anschließenden Photomultipliers, mit einigen Nachteilen behaftet ist, beschäftigt sich diese Arbeit mit der direkten Auslese des Messsignals mit Hilfe eines eigens bei DESY entwickelten Wirescanners.

Bei dieser direkten Drahtauslese soll das Spannungssignal, welches vom Teilchenstrahl im Messdraht des Wirescanners induziert wird, direkt ausgelesen werden.

Da das Gesamtprojekt sehr komplex ist und nicht im Rahmen dieser Bachelorarbeit beendet werden konnte, ist das Ziel dieser Arbeit daher, grundlegende Betrachtungen aufzuzeigen und Studien durchzuführen, die untersuchen, ob und wie in Zukunft mit Hilfe einer geeigneten Datenübertragung, sowie Auswerteelektronik, Rückschlüsse auf die wichtigsten Parameter des Strahls, wie Position und Profil, möglich sind.

Das hier vorgestellte Messsystem wird dabei in drei Hauptkomponenten unterteilt: Signalmessung, Signalaufbereitung und Signaldehnung. Ein geeigneter Teststand wurde entwickelt und wird im Detail vorgestellt, an dem dann alle Komponenten, wie z.B. die Übertragungskabel, die Wirescanner-Gabel und die entworfene Messschaltung untersucht werden, welche für eine einwandfreie Signalübertragung und -darstellung von Bedeutung sind. Ausführliche Messungen zu den einzelnen Komponenten, sowie Berechnungen zur Signalübertragung am und im Wirescanner wurden durchgeführt, wobei eine gute Übereinstimmung festgestellt werden

konnte. Anschliessend wurden ein Vergleich und eine Auswahl, der in diesem Projekt verwendeten Komponenten, gemacht..

Darüber hinaus werden Verbesserungsvorschläge, Neukonstruktionen und Ausblicke vorgestellt, die bei weiterführenden Arbeiten von Bedeutung sein könnten.

Selbständigkeitserklärung

Ich bestätige, diese Arbeit nach bestem Wissen und Gewissen und ohne unzulässige Hilfsmittel und ungenannte Quellen verfasst und niedergeschrieben zu haben.

Soweit bekannt, wurde bzw. wird das Thema an keiner anderen (Fach-)Hochschule oder Ähnlichem bearbeitet.

(Michael Markert)

Danksagung

Ich bedanke mich bei:

Dr. Ronny Sternberger

Dr. Martin Sachwitz

Prof. Dr. Ing. Ralph Schacht

Julia Mießner

Dipl. Ing. Jens Nagler

Florian Perlick

für ihre Unterstützung und Motivation, die Freiheiten und die zahlreichen konstruktiven Hinweise, die dafür sorgten, dass diese Bachelor-Arbeit zu ihrem Ergebnis gekommen ist.

Zudem möchte ich mich bei meiner Familie für die tatkräftige Unterstützung, die ständige Motivation, das Vertrauen und das Verständnis, das sie in mich investiert hat, bedanken.

Inhalt

1	Einleitung.....	1
1.1	Vorstellung des Forschungsinstituts DESY	1
1.2	Hintergrund Teilchenbeschleuniger	2
1.2.1	Allgemeine Begriffserklärung	2
1.2.2	Verschiedene Teilchenbeschleuniger bei DESY.....	4
1.2.2.1	FLASH (Free Electron Laser in Hamburg).....	4
1.2.2.2	PITZ (Photoinjektor Teststand Zeuthen)	5
1.2.2.3	XFEL (X-Ray Free Electron Laser)	6
1.2.2.4	ILC (International Linear Collider)	7
1.3	Projektbeschreibung und Problembetrachtung.....	8
1.3.1	Hintergrund	8
1.3.2	Probleme	9
1.3.3	Aktueller Stand der Technik	9
1.4	Aufbau der Arbeit	11
2	Hintergrundwissen	13
2.1	Erläuterung Teilchenbeschleuniger.....	13
2.1.1	Physikalischer Hintergrund [17]	13
2.1.2	Herleitung der Formel zur Geschwindigkeit eines Elektrons	14
2.1.3	Allgemeiner Aufbau und Arten von Teilchenbeschleunigern	16
2.2	Erläuterung Synchrotronstrahlung.....	18
2.2.1	Erzeugung von Synchrotronstrahlung	18
2.2.2	Eigenschaften und Anwendungsgebiete von Synchrotronstrahlung..	21
2.2.2.1	Eigenschaften	21
2.2.2.2	Anwendungsgebiete.....	21

3	Direkte Drahtauslese	23
3.1	Einleitung.....	23
3.2	Erläuterung Wirescanner am Elektronenstrahl.....	24
3.2.1	Allgemeiner Hintergrund.....	24
3.2.2	Keramikgabel und Wolframdrähte.....	25
3.2.3	Funktionsweise eines Wirescanners	26
3.3	Mögliche Auslesemethode des Messsignals	27
3.3.1	Allgemeiner Hintergrund und Probleme.....	27
3.3.2	Möglicher Schaltungsaufbau	28
3.4	Zusammenfassung.....	31
4	Vorstellung des Teststandes.....	32
4.1	Einleitung.....	32
4.2	Signalerzeugung.....	33
4.2.1	Pulsgenerator	33
4.2.2	Sinusgenerator	35
4.3	Signalmessung mit Hilfe eines Oszilloskops	35
4.3.1	Tektronix TDS 7404 Digital Phosphor Oscilloscope (DPO)	38
4.3.2	Tektronix 11801B Digital Sampling Oscilloscope (DSO)	39
4.3.3	Vergleich und Auswahl	39
5	Untersuchungen am Teststand	43
5.1	Einleitung.....	43
5.2	Untersuchungen verschiedener Kabeltypen und –längen.....	43
5.2.1	Auswahl geeigneter Kabeltypen.....	43
5.2.1.1	Auswahlkriterien	43
5.2.1.2	Ausgewählte Kabel	45
5.2.2	Untersuchungen am Teststand mit Sinusgenerator	47
5.2.2.1	Einleitung.....	47
5.2.2.2	Analytische Betrachtungen	47
5.2.2.3	Messungen	53

5.2.3	Untersuchungen am Teststand mit Pulsgenerator	55
5.2.3.1	Messungen zur Pulsdauer	55
5.2.3.2	Messungen zur Kabellänge.....	57
5.2.4	Zusammenfassung der Kabelbestimmung	59
5.3	Messung der Signalübertragung im Wirescanner	60
5.4	Messungen am Logarithmusverstärker (mit Sinusgenerator)	63
5.5	Zusammenfassung.....	66
6	Verbesserungsvorschläge und zukünftige Arbeiten.....	68
6.1	Einleitung.....	68
6.2	Verbesserungsvorschläge für den Wirescanner.....	68
6.2.1	Gabel des Wirescanners	68
6.2.2	Die Vakuumdurchführung des Wirescanners	70
6.3	Lösungsansätze für eine Auswertelektronik	70
6.3.1	Einleitung.....	70
6.3.2	Spitzenspannungsdetektor (Stretcher)	71
6.3.3	Monostabiler Multivibrator.....	72
6.3.4	Photonic Time Stretch Digitizer	73
6.3.5	Modifikation des Spitzenspannungsdetektors.....	75
6.3.6	Schlussfolgerung.....	76
7	Zusammenfassung.....	78
8	Quellenverzeichnis	80
9	Abbildungsverzeichnis	83

1 Einleitung

1.1 Vorstellung des Forschungsinstituts DESY

Das 'Deutsche Elektronen-Synchrotron' (DESY) wurde am 18. Dezember 1959 in Hamburg gegründet und ist eines der weltweit führenden Teilchenbeschleunigerzentren, die zur Erforschung von Materie genutzt werden. Ursprünglich bestand es nur aus einem Standort in Hamburg. Dies änderte sich aber 1992, als das damalige „Institut für Hochenergiephysik“ mit Sitz in Zeuthen Teil von DESY wurde. Luftaufnahmen von beiden Standorten sind in **Bild 1** und **Bild 2** zu sehen.

DESY ist ein mit öffentlichen Mitteln finanziertes, nationales Forschungszentrum und Mitglied der Helmholtz-Gemeinschaft. Der Jahresetat beträgt etwa 192 Millionen Euro, wobei 173 Millionen Euro auf den Standort Hamburg und 19 Millionen Euro auf den Standort Zeuthen entfallen. Es werden ca. 1900 Mitarbeiter beschäftigt, wovon etwa 600 Wissenschaftler im Bereich Beschleunigerbetrieb, sowie im Bereich Forschung und Entwicklung tätig sind. 100 Auszubildende in gewerblich-technischen Berufen, sowie über 700 Diplomanden, Doktoranden und Postdocs arbeiten ständig bei DESY. Darüber hinaus sind jährlich auch etwa 3000 Forscher aus 40 Nationen zu Gast bei DESY.



Bild 1: Standort Hamburg [3]



Bild 2: Standort Zeuthen [3]

Die Aufgaben bzw. Schwerpunkte des Instituts können dabei in drei Hauptbereiche eingeteilt werden:

- 1) Teilchenbeschleuniger: DESY entwickelt, baut und betreibt Beschleunigeranlagen, um Teilchen auf höchste Energien zu bringen.
- 2) Teilchenphysik bzw. Hochenergiephysik: Wissenschaftler aus aller Welt erforschen an Beschleunigern die fundamentalen Bausteine und Kräfte im Universum.
- 3) Forschung mit Photonen: Physiker, Chemiker, Geologen, Biologen, Mediziner und Materialforscher nutzen das besondere Licht aus den Beschleunigern, um Strukturen und Prozesse im Mikrokosmos sichtbar zu machen.

1.2 Hintergrund Teilchenbeschleuniger

1.2.1 Allgemeine Begriffserklärung

Ein Teilchenbeschleuniger ist eine Anlage, in dem geladene Teilchen (d.h. Elementarteilchen, Atomkerne oder ionisierte Atome, Moleküle) mit Hilfe elektromagnetischer Felder auf sehr hohe Geschwindigkeiten beschleunigt werden. Je nach Teilchenart und Beschleunigertyp können die Teilchen annähernd Lichtgeschwindigkeit erreichen, wobei die erzeugte kinetische Energie (d.h. die Bewegungsenergie des Teilchens) einem Vielfachen der teilcheneigenen

Ruheenergie entspricht. In diesem Geschwindigkeitsbereich erreichen die Teilchen in den Beschleunigeranlagen Energien bis in den „Giga-Elektronen-Volt (GeV)“-Bereich. Unter speziellen Bedingungen, wie z.B. bei der Ablenkung von Elektronen aus ihrer Bahn, senden diese beschleunigten Teilchen dann eine besondere Strahlung aus, die sogenannte Synchrotronstrahlung, welche für Forschungen auf sehr unterschiedlichen Gebieten von der Metallbearbeitung bis zur Medizin von sehr großem Interesse ist.

Am DESY werden die größten Beschleunigeranlagen in der Grundlagenforschung als sehr kurzwellige Lichtquellen (Wellenlänge im Ångström-Bereich: $\text{Å} = 10^{-10}\text{m}$) eingesetzt, um selbst kleinste Strukturen aufzulösen und um die fundamentalen Wechselwirkungen von Materie zu untersuchen. Neben ihrer Bedeutung für die physikalische Grundlagenforschung erhalten Teilchenbeschleuniger auch eine immer wichtigere Bedeutung in folgenden Bereichen:

- in der Medizin: z.B. Entwicklung von neuen Medikamenten,
- in der Biologie und Chemie: z.B. in der Darstellung des Aufbaus von Eiweißmolekülen bzw. Proteinen, Viren, Zellen und Nanoteilchen
- in vielen industriellen Anwendungen: z.B. dem Aufbau und der Zusammensetzung von Materialien [1].
- kleinste Oberflächen können sichtbar gemacht werden, was gerade für die Metallbearbeitung wichtig ist,
- man kann in das Innere des menschlichen Körpers „blicken“. Im Prinzip ist es ähnlich wie konventionelle Röntgenstrahlung, jedoch im Vergleich dazu um ein Vielfaches hochauflösender.

Ein Beispiel aus jüngster Zeit soll hier gegeben werden, um die Bedeutung von Beschleunigern für die Forschung zu dokumentieren. Die israelische Forscherin Prof. Ada E. Yonath bekam 2009 den Nobelpreis für Chemie verliehen. Sie wird damit für ihre Forschungen zur Struktur und Funktion der Ribosomen ausgezeichnet, denjenigen Molekülkomplexen, die aus der DNA-Erbinformation die für das Leben notwendigen Eiweißmoleküle herstellen. Prof. Ada E. Yonath war von 1986 bis 2004 Leiterin der Max-Planck-Arbeitsgruppe Ribosomenstruktur beim DESY in Hamburg. In dieser Zeit hat sie unter anderem am DESY-Beschleuniger DORIS durch

Röntgenkristallografie mit Synchrotronstrahlung grundlegende Untersuchungen durchgeführt, um die Struktur der Ribosomen aufzuklären. Die nun bekannte Struktur des Ribosoms ermöglicht es, in der Medizin Ansatzpunkte für neue Medikamente, wie z.B. Antibiotika, zu finden [3].

1.2.2 Verschiedene Teilchenbeschleuniger bei DESY

1.2.2.1 FLASH (Free Electron Laser in Hamburg)

Der „Freie-Elektronen-Laser-Hamburg“ (FLASH) in **Bild 3** ist ein Linearbeschleuniger, der 2004 bei DESY in Betrieb genommen wurde und an dem seit 2005 Experimente mit kurzweiliger ultravioletter Strahlung (Bereich: 10nm-400nm) und weicher Röntgenstrahlung (Bereich: 1-10nm) durchgeführt werden. Dabei erreichen die Teilchen bei diesem Linearbeschleuniger Energien von bis zu 1 GeV (1 Giga eV = 1 Milliarde Elektronen-Volt). Die 260 Meter lange Anlage ist dabei die erste Lichtquelle der Welt, die weiche Röntgenlaserstrahlung mit hoher Spitzenleuchtstärke und gleichzeitig ultrakurzen Lichtpulsen liefert. Die dabei erreichte Wellenlänge von nur 4,2 Nanometern ist die kürzeste, die bisher mit einem Freien-Elektronen-Laser erzeugt wurde. Weiterhin dient FLASH als Testanlage für zukünftige supraleitende Linearbeschleuniger, insbesondere für den europäischen Röntgenlaser (XFEL) und den International Linear Collider (ILC). An FLASH wird auch die supraleitende Beschleunigertechnologie kontinuierlich weiterentwickelt und erprobt.[3]



Bild 3: FLASH-Labor in Hamburg [3]

1.2.2.2 PITZ (Photoinjektor Teststand Zeuthen)

Mit dem Photoinjektor-Teststand (PITZ) (Bild 4) betreibt DESY in Zeuthen seit Januar 2002 einen eigenen kleinen Linearbeschleuniger. Er wird dabei hauptsächlich zur Entwicklung und Optimierung von lasergetriebenen Hochfrequenz-Elektronenquellen benutzt, wie sie beispielsweise bei dem europäischen Freien-Elektronen-Röntgenlaser (XFEL) und dem International Linear Collider (ILC) zum Einsatz kommen sollen. Die Anforderungen an den Elektronenstrahl sind enorm: er muss äusserst stromstark und von überaus hoher Qualität bezüglich Energieschärfe, Auffächerung und Ausdehnung sein. Die Lichtverstärkung ist stark von der Emittanz (Auffächerung) der Elektronenpakete abhängig, d.h. je stärker gebündelt diese sind, desto besser. Daher ist es von entscheidender Bedeutung bereits mit Elektronenpaketen von bestmöglicher Qualität zu beginnen.

Am Teststand PITZ werden Elektronenquellen entwickelt und getestet, die einen Teilchenstrahl mit dieser erforderlichen hohen Qualität erzeugen können. Ergänzend zu Simulationsrechnungen und der Weiterentwicklung theoretischer Ansätze untersuchen die Wissenschaftler am Teststand PITZ auch die Prozesse, die bei der Erzeugung, Beschleunigung und Formung der Elektronenpakete eine Rolle spielen. Ihr Ziel ist dabei die Strahlqualität und Betriebsparameter, beispielsweise die Betriebszuverlässigkeit der Teilchenquellen, zu optimieren [3].



Bild 4: PITZ-Halle in Zeuthen [3]

1.2.2.3 XFEL (X-Ray Free Electron Laser)

Der europäische Freie-Elektronen-Röntgenlaser XFEL, der sich derzeit noch im Bau befindet, soll im späteren Betrieb ultrakurze Röntgenlaserblitze erzeugen, dessen Wellenlängen nochmals deutlich kürzer sind als die der FLASH-Anlage bei DESY und im Bereich von 0,1 bis 5 nm liegen. Die Dauer der Lichtblitze wird dann bei unter 100 fs (10^{-13} s) liegen und an Leuchtstärke pro Blitz konventionelle Lichtquellen um das Milliardenfache übertreffen. Damit geben sich atomare Details zu erkennen, welche es zudem erlauben, die einzelnen Etappen der Umordnung atomarer und elektronischer Strukturen bei (bio-)chemischen Reaktionen zu untersuchen und zu einem Film zusammensetzen. Bedingt durch die ultrakurzen Röntgenblitze eröffnet der European XFEL völlig neue, vielversprechende Experimentiermöglichkeiten in fast allen Gebieten der Naturwissenschaften.

In **Bild 5** sind ein Lageplan sowie die geplanten Dimensionen der Anlage dargestellt. Die 3,4 km lange Anlage reicht vom DESY-Gelände in Hamburg bis in die schleswig-holsteinische Stadt Schenefeld, in der auch der Forschungscampus mit einer Experimentierhalle für zehn Messstationen entsteht. Der European XFEL wurde im Februar 2003 im Grundsatz genehmigt und wird als eigenständiges europäisches Projekt realisiert, an dem sich DESY maßgeblich beteiligt. Anfang Juni 2007 erteilte das Bundesforschungsministerium die Erlaubnis für den Bau einer Startversion mit sechs Messplätzen, die von Deutschland und internationalen Partnern finanziert wird. Der Beginn der Inbetriebnahme ist für 2014 mit der Erzeugung der ersten „Photonenstrahlen“ geplant.

Der kleinere Freie-Elektronen-Laser FLASH und der XFEL arbeiten im Grunde nach demselben Prinzip, wobei der Hauptunterschied darin liegt, dass beim XFEL Energien von 17,5 GeV und damit kürzeren Wellenlängen des Laserlichts erreicht werden können [3].

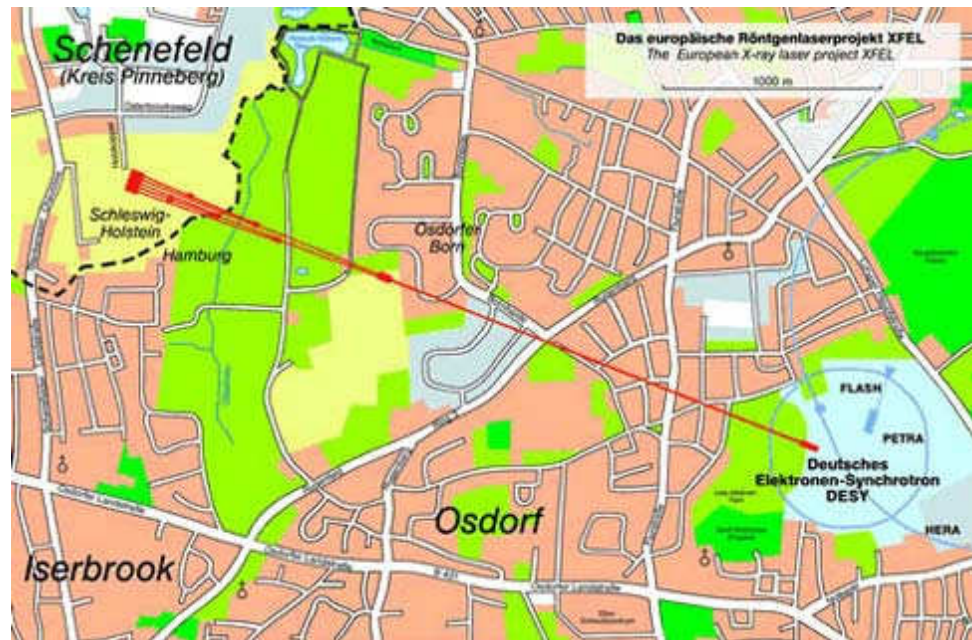


Bild 5: Geplanter Verlauf des European XFEL im Hamburger Raum [3]

1.2.2.4 ILC (International Linear Collider)

Dieser 35 km lange Linearbeschleuniger, wie in **Bild 6** schematisch gezeigt, befindet sich derzeit noch in Planung und wird Elektronen und dessen Antiteilchen, die Positronen, mit Energien von etwa 0,5 bis 1 TeV aufeinander treffen lassen [3]. Der zukünftige Standort des Beschleunigers ist noch nicht bekannt. DESY beteiligt sich maßgeblich an diesem Beschleuniger im Bereich der Technologieentwicklung. Als das zuständige Gremium 2004 festlegte, welche Beschleunigertechnologie beim ILC eingesetzt werden soll, fiel die Entscheidung zugunsten der beim DESY entwickelten, supraleitenden Hochfrequenztechnologie. Mit dieser Technologie ist es möglich, in Beschleunigern Energien bis in den TeV-Bereich zu erzeugen, einem Gebiet, in dem Physiker entscheidende neue Entdeckungen und Phänomene erwarten.

„Supraleitung“ (Superconducting) bedeutet dabei, dass das Metall seinen elektrischen Widerstand verliert bzw. den elektrischen Strom ohne Energieverlust leitet. Der Vorteil liegt insbesondere darin, dass die Teilchen in diesem Beschleuniger nahezu verlustfrei auf höchste Energien gebracht werden können, d.h. bei relativ geringem Energieaufwand verglichen mit konventionellen Beschleunigertechnologien [4]. Im ILC wird dieser Effekt erreicht, indem das für die Beschleunigungsstrecke verwendete Metall Niob auf 2 K abgekühlt wird. In enger Zusammenarbeit mit Industriefirmen hat die TESLA (TeV Energy Superconducting

Laser) Technology Collaboration grundlegende Arbeit geleistet und supraleitende Niob-Beschleunigungsstrecken, so genannte Hohlraumresonatoren, in der erforderlichen hohen Qualität entwickelt. Das hat zu bedeutenden Fortschritten in der Hochfrequenz-Supraleitungstechnologie geführt. Um die Beschleunigungsstrecke supraleitend zu machen, wird sie mit Hilfe von flüssigem Helium auf ganzer Länge auf minus 271 Grad Celsius abgekühlt [3].

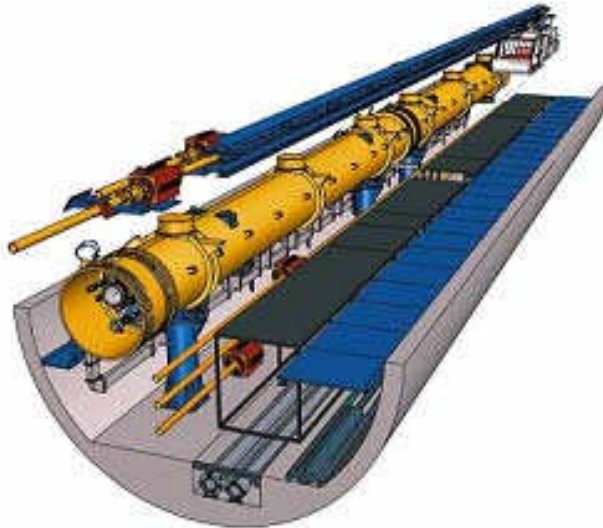


Bild 6: Geplanter Aufbau des ILC-Tunnels [3]

1.3 Projektbeschreibung und Problembetrachtung

1.3.1 Hintergrund

Wie in Kapitel 1.1 bereits geschrieben, entwickelt, baut und nutzt DESY Teilchenbeschleuniger und Detektoren für die Forschung. Die dabei von den Beschleunigern erzeugte Strahlung wird am DESY von nationalen und internationalen Forschern für ihre Experimente genutzt.

Um einwandfreie Ergebnisse erzielen zu können, werden hohe Anforderungen an die Qualität des Strahls, wie z.B. der Fokussierung und Positionsgenauigkeit, gestellt. Voraussetzungen für die Gewährleistung einer guten Strahlqualität sind dabei permanente und unumgängliche Messungen am Strahl. Die Profil- und vor allem die Positionsmessungen des Strahls werden unter anderem mit Hilfe von sogenannten „Wirescannern“ durchgeführt. Diese Wirescanner bzw. Detektoren fahren dabei

einen dünnen Draht, welcher an einer Gabel befestigt ist, direkt in den Elektronenstrahl hinein.

Da der Elektronenstrahl im Draht folglich eine elektrische Spannung induziert, wäre es theoretisch möglich, dieses Signal direkt auszulesen.

1.3.2 Probleme

Die Hauptprobleme in der Auswertung des induzierten Spannungssignals liegen dabei in folgenden Punkten:

- a) die Dauer eines Spannungsimpulses liegt im Bereich von wenigen Pikosekunden,
- b) die Amplitude der Spannung ist relativ klein (im Bereich von 10mV),
- c) bedingt durch die Funktionsweise des Beschleunigers wird ein „Rauschen“ an den Ausgängen eines installierten Wirescanners erwartet.

Da es bei den Dimensionen in a) und b), aber auch durch Punkt c), zu erheblichen Problemen bezüglich einer aussagenden Messung kommen kann, muss diesen Punkten eine hohe Aufmerksamkeit geschenkt werden.

Das Ziel dieser Bachelorarbeit ist daher, grundlegende Betrachtungen zu machen und Studien durchzuführen, die untersuchen, ob und wie in Zukunft mit Hilfe einer geeigneten Datenübertragung, sowie Auswerteelektronik, Rückschlüsse auf die wichtigsten Parameter des Strahls, wie Position und Profil, möglich sind.

1.3.3 Aktueller Stand der Technik

Die genaue Position des Strahls wird aktuell mit einer indirekten Messmethode bestimmt, die darüber hinaus auch relativ kompliziert ist. Auch bei dieser Methode wird der Draht an der Gabel des Wirescanners direkt in den Elektronenstrahl hineingefahren.

Dies hat eine Streuung der Strahlpartikel zur Folge, welche dann in einem Szintillator, wie in Bild 7, detektiert werden. Ein Szintillator ist ein mit speziellen Chemikalien gedoptes Plexiglas, das beim Durchgang von energiereichen, geladenen Teilchen angeregt wird und die Anregungsenergie in Form von Licht (Photonen) wieder abgibt [16].

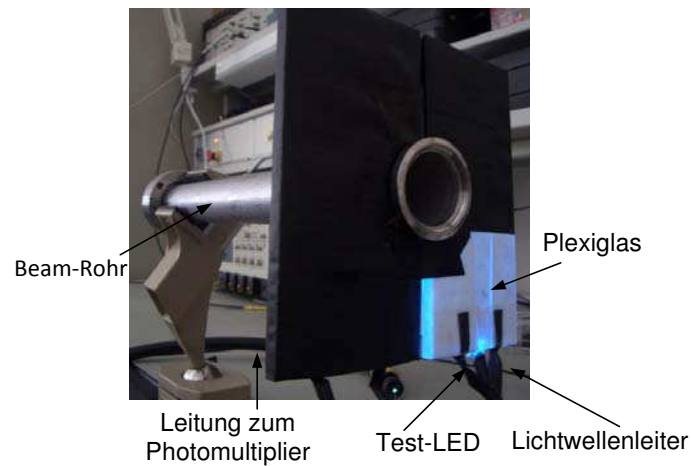


Bild 7: Szintillator im Test

Anschließend werden diese Photonen von einem sogenannten Photomultiplier (zu deutsch: Sekundärelektronenvervielfacher oder SEV) aufgenommen. Die Aufgabe eines Photomultipliers ist es, schwache Lichtsignale zu detektieren und in ein elektrisches Signal umzuwandeln bzw. dieses zu verstärken [16]. **Bild 8** zeigt den schematischen Aufbau eines Photomultipliers.

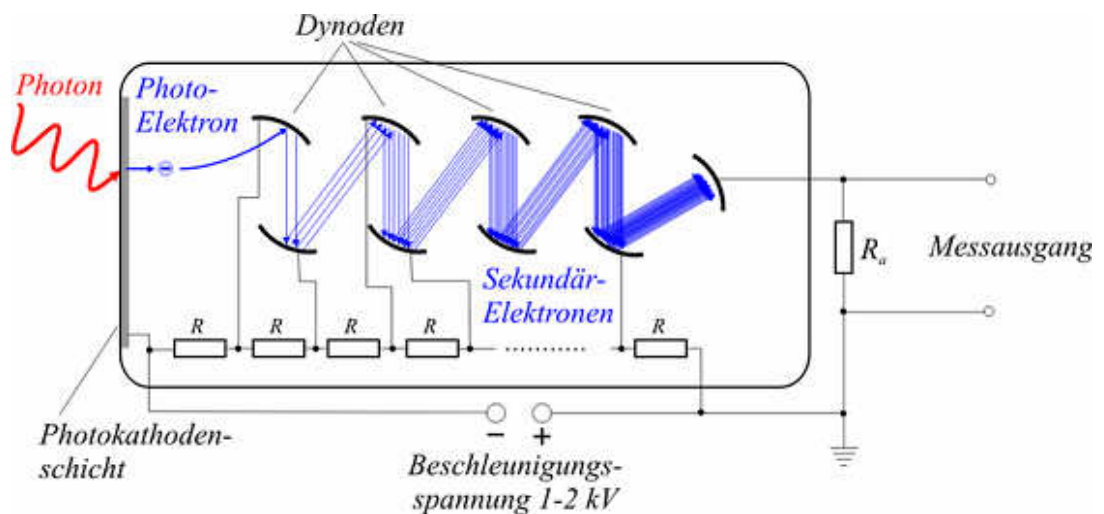


Bild 8: Schematischer Aufbau eines Photomultipliers [7]

Die gesamte Weglänge von der Gabel des Wirescanners über den Szintillator bis hin zum Photomultiplier beträgt ca. 6 m. Ein großer Nachteil dieser Messmethode ist daher, dass die örtlichen Distanzen der Geräte sehr groß sind, was im Umkehrschluss bedeutet, dass man viel Platz braucht und somit keine kompakte Bauweise möglich ist.

Da im Endergebnis diese indirekte Messmethode sehr aufwändig ist und darüber hinaus auch den Elektronenstrahl zerstört, um „nur“ die genaue Position des Strahls zu messen, wäre es wünschenswert, sich in Zukunft von diesem Verfahren zu distanzieren.

Abhilfe könnte hier eine direkte Messung der induzierten Spannung schaffen. Bei dieser Messmethode wird der Draht zwar auch in den Strahl hinein bzw. in die Nähe gefahren, aber es wird versucht, die induzierte Spannung direkt am Draht abzugreifen bzw. zu messen. Wie man in **Bild 9** erkennen kann, wird die gemessene induzierte Spannung umso höher, je näher man sich mit dem Draht im Zentrum des Strahls befindet. Dieses Verfahren hat den großen Vorteil, dass eine kompakte Bauweise möglich ist und gleichzeitig erhebliche Kosten gespart werden könnten. Im Ergebnis könnte man schneller messen, kompakter bauen und eventuelle Fehlerquellen, wie z.B. am Szintillator oder am Photomultiplier, würden entfallen.

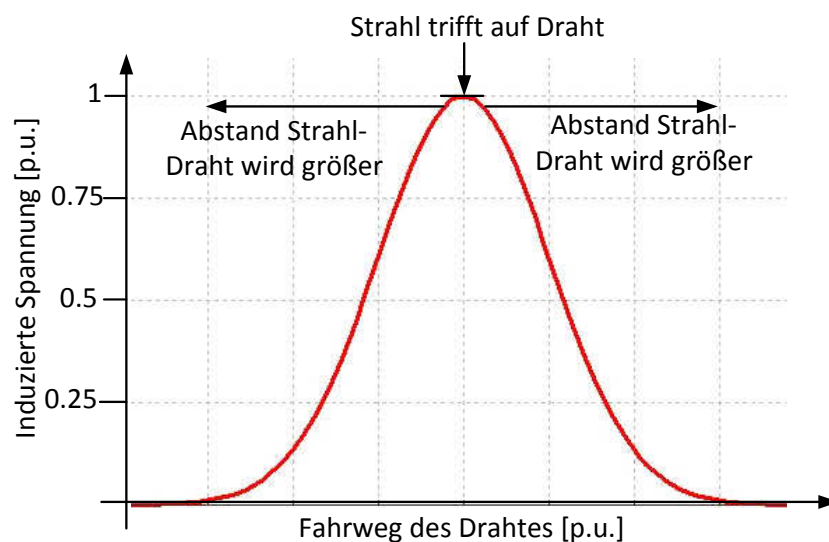


Bild 9: Darstellung der Spannung in Abhängigkeit vom Fahrweg des Drahtes

1.4 Aufbau der Arbeit

Die Bachelorarbeit ist wie folgt aufgebaut:

- Kapitel 2 beschäftigt sich im Detail mit dem physikalischen Hintergrund von Teilchenbeschleunigern, sowie deren Aufbau und Verwendungszweck. Darüber hinaus wird auch auf die von einem Teilchenbeschleuniger erzeugte Synchrotronstrahlung näher eingegangen.

-
- Kapitel 3 erläutert den Hintergrund und die Probleme der direkten Drahtauslese eines Wirescanners, sowie die daraus folgende Motivation zum Durchführen dieser Arbeit. Es werden der Aufbau und die Funktionsweise eines Wirescanners genauer beschrieben, da dieser für Messungen der genauen Position des Teilchenstrahls in Beschleunigern unerlässlich ist. Im letzten Teil dieses Kapitels werden Lösungsvorschläge und der aktuelle Schaltungsaufbau im Detail vorgestellt.
 - Kapitel 4 beinhaltet eine Beschreibung des Teststandes, welcher speziell für die Versuchsmessungen aufgebaut wurde. In diesem Abschnitt wird auch eine Auswahl der verwendeten Signal- und Messgeräte getroffen, nachdem sie zuvor auf ihre Funktionseigenschaften hin untersucht wurden.
 - Kapitel 5 zeigt Untersuchungen, die mit Hilfe des Teststandes durchgeführt wurden. Es wird der Einfluss von Kabeltyp und -länge auf die Signalübertragung untersucht, wobei die Ergebnisse mit Hilfe von Berechnungen überprüft werden. Am Ende des Kapitels werden verschiedene Messungen an der Gabel und mit dem Logarithmusverstärker vorgestellt.
 - Kapitel 6 gibt Verbesserungsvorschläge und zeigt im Speziellen verschiedene Lösungsansätze auf, die für einen erfolgreichen Abschluß des Projektes unerlässlich sind.
 - Kapitel 7 fasst die Ergebnisse zusammen und zeigt noch einmal Lösungsvorschläge

2 Hintergrundwissen

2.1 Erläuterung Teilchenbeschleuniger

2.1.1 Physikalischer Hintergrund [17]

Wird ein Teilchen e mit der Elementarladung $1,60217648 \times 10^{-19}$ C durch eine elektrische Spannung von 1 Volt im Vakuum beschleunigt, so hat es eine Energie von 1 Elektronen-Volt (eV) bzw. $1,60217648 \times 10^{-19}$ J (Joule).

Wird durch ein elektrisches Feld E auf ein Teilchen der Ladung q und Masse m eine Kraft F mit

$$F = E \cdot q \quad (1)$$

ausgeübt, so erfährt es eine Beschleunigung a mit

$$a = \frac{F}{m} = \frac{E \cdot q}{m} \quad (2)$$

Wie man in (2) sehen kann, lässt sich ein Teilchen demnach durch ein elektrisches Feld E und einer Spannung U beschleunigen. Dieses Prinzip wird bei Teilchenbeschleunigern angewendet. Die geladenen Teilchen durchlaufen dabei in der Beschleunigungsstrecke eine Potentialdifferenz U und erhöhen so ihre Energie ΔE_{kin} um

$$\Delta E_{kin} = q \cdot U \quad (3)$$

In den Laboratorien werden Geschwindigkeiten der Teilchen nahe der Lichtgeschwindigkeit c erreicht, weshalb man nicht mehr klassisch rechnen kann, sondern nur noch relativistisch, da sich die Geschwindigkeit nicht mehr proportional zur angewandten Beschleunigung verhält. Man misst deshalb nicht mehr die Geschwindigkeit, sondern die Energie in eV (Elektronenvolt).

Für die Geschwindigkeit v nach der Beschleunigung gilt:

$$v = c \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{qU}{m_0 c^2}\right)^2}} \quad (4)$$

wobei m_0 die Ruhemasse des beschleunigten Teilchens ist.

2.1.2 Herleitung der Formel zur Geschwindigkeit eines Elektrons

Nach dem Durchlaufen der Beschleunigungsspannung U erhöht sich die Energie eines Teilchens mit der Ladung q wie in (3) abgebildet.

Darüber hinaus gilt aber auch weiterhin die Äquivalenz von Masse und Energie:

$$\Delta E = \Delta m \cdot c^2 \quad (5)$$

Für die Beschleunigung eines Elektrons ergibt sich somit:

$$\Delta m = \frac{qU}{c^2} \quad (6)$$

Für die Gesamtmasse m des beschleunigten Teilchens gilt nun:

$$m = m_0 + \Delta m \quad (7)$$

Nach Einsetzen von (6) in (7) erhalten wir:

$$m = m_0 + \frac{q \cdot U}{c^2} \quad (8)$$

Nach Umstellen von (8) ergibt sich dann (9):

$$\frac{m}{m_0} = 1 + \frac{q \cdot U}{m_0 \cdot c^2} \quad (9)$$

Neben der oberen Beziehung zwischen der Masse und einer angelegten Beschleunigungsspannung, ergibt sich laut Relativitätstheorie auch eine Beziehung zwischen Masse und Geschwindigkeit wie in (10) gezeigt wird, wobei in dieser Formel m die Masse der bewegten Ruhemasse m_0 ist. Laut dieser Beziehung erhöht sich die relativistische Masse eines bewegten Teilchens, je mehr man sich der Lichtgeschwindigkeit annähert. Dieser Effekt wird allerdings erst ab etwa 80% der Lichtgeschwindigkeit relevant.

$$m = m_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \quad (10)$$

Setzt man nun (9) und (10) gleich, so erhält man

$$\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} = 1 + \frac{qU}{m_0 c^2} \quad (11)$$

woraus man durch umformen erhält:

$$v = c \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{q \cdot U}{m_0 \cdot c^2}\right)^2}} \quad (12)$$

Ausgehend von (12) zeigt das Diagramm in **Bild 10** ein Beispiel für die Abhängigkeit der Geschwindigkeit eines Elektrons von der angelegten elektrischen Spannung.

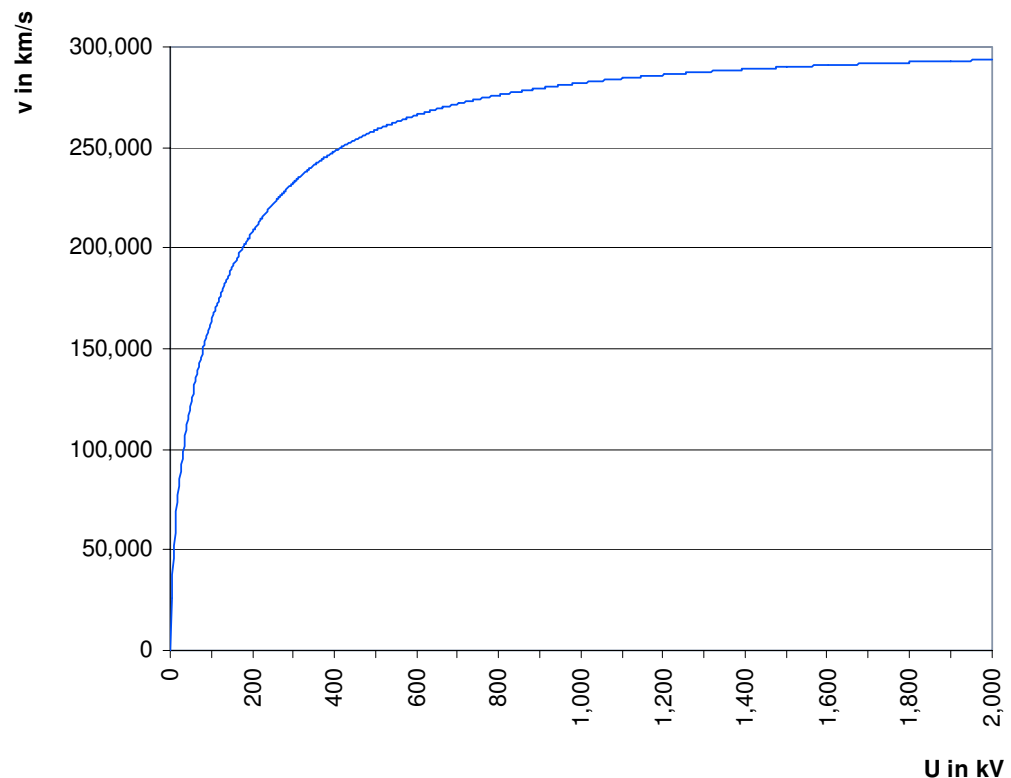


Bild 10: Geschwindigkeit eines Elektrons in Abhängigkeit der Spannung
($q=1,602 \times 10^{-19} \text{C}$, $m_0=9,1093 \times 10^{-31} \text{kg}$)

Aus der obigen Formel (12) lässt sich schlussfolgern, dass die Geschwindigkeit eines Teilchens nur von der Spannung und den physikalischen Eigenschaften des Teilchens abhängig ist. Die Höhe der Spannung ist jedoch stark begrenzt, da durch eine Spannung im Megavolt-Bereich Überschläge in den Beschleunigerstrecken auftreten können. Dem schafft man Abhilfe indem die Teilchen z.B. mehrfach derselben Spannung unterhalb des MV-Bereiches ausgesetzt werden, um so ihre Geschwindigkeit zu erhöhen.

2.1.3 Allgemeiner Aufbau und Arten von Teilchenbeschleunigern

Teilchenbeschleuniger bestehen im Wesentlichen aus folgenden Hauptkomponenten:

- Teilchenquelle
- Vakuumröhre
- Fokussierungs- und Ablenkmagnete
- Beschleunigungsstrecke
- Target

Die ersten gebauten Teilchenbeschleuniger besaßen eine gerade Beschleunigungsstrecke. Sie werden daher Linearbeschleuniger oder LINAC (Linear Accelerator) genannt. Der einfachste LINAC ist der „van de Graaff“-Generator. Er ist ein elektrostatischer Beschleuniger, bei dem Teilchen durch eine Gleichspannung beschleunigt werden. Die mit dem „van de Graaff“-Generator erzeugbaren Energien von maximal 30 bis 40 MeV reichen jedoch für die Elementarteilchenforschung nicht aus.

Daher verwendet man einen Driftröhrenbeschleuniger, wie in **Bild 11** gezeigt, oder einen Wanderwellenbeschleuniger [8]. Im Gegensatz zum „van de Graaff“-Generator werden die Teilchen hier durch eine Wechselspannung beschleunigt. Diese Art von Beschleuniger wird daher auch Hochfrequenzbeschleuniger genannt.

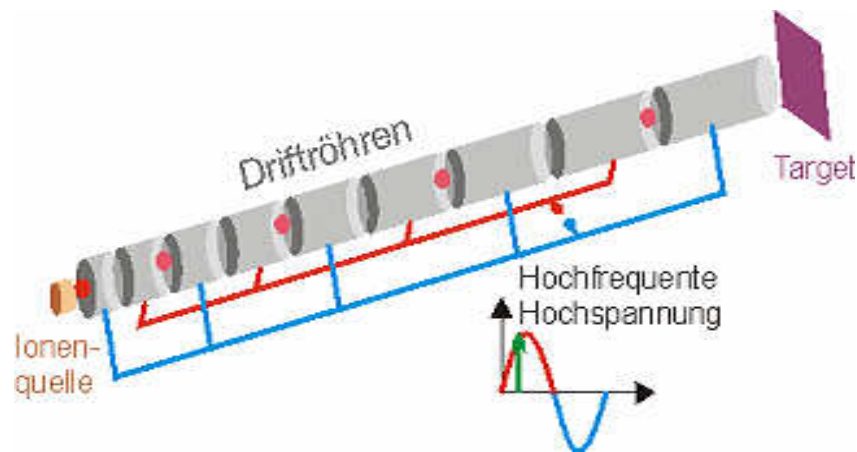


Bild 11: Schema eines Driftröhrenbeschleunigers [8]

Auf der Suche nach Möglichkeiten immer größere Teilchenenergien zu erreichen, aber gleichzeitig die Kosten dafür niedrig zu halten, wurden die Ringbeschleuniger entwickelt. Bei den Ringbeschleunigern in **Bild 12** werden die geladenen Teilchen durch Magnetfelder, genauer gesagt durch Ablenkmagnete die eine Beschleunigung der Teilchen zur Kreismitte hin erzwingen, auf eine kreisförmige Bahn gelenkt. So können sie die eingebauten Beschleunigungsstrecken mehrfach durchlaufen und erreichen so höhere Energien.

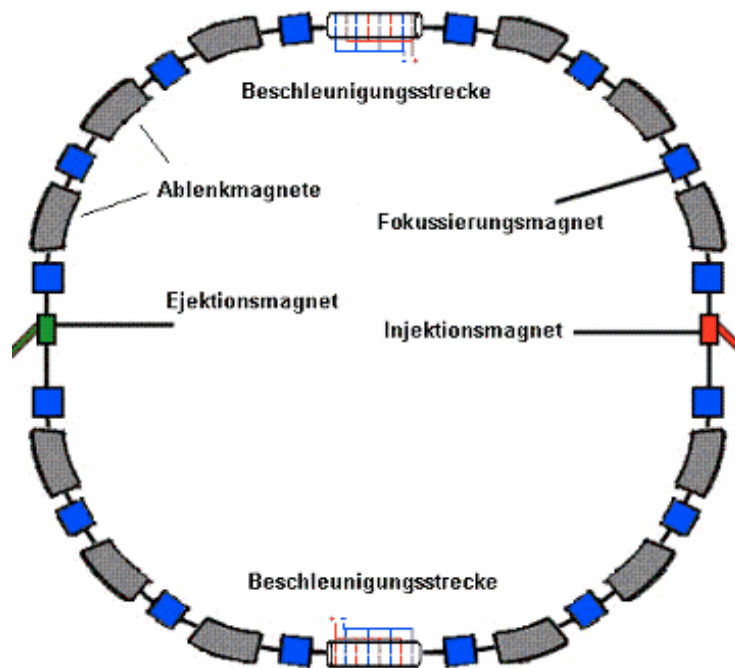


Bild 12: Schematischer Aufbau eines Ringbeschleunigers [9]

Nach mehrfachem Durchlaufen erreichen die Teilchen dann annähernd Lichtgeschwindigkeit (ca. 300.000 km/s). Eine Besonderheit hierbei ist, dass die Teilchen bei dieser Bewegungsänderung beginnen eine besondere Strahlung auszusenden, welche immer abgegeben wird, wenn ein Teilchen tangential abgelenkt wird. Diese Strahlung nennt sich Synchrotronstrahlung und wird im nächsten Kapitel genauer erläutert.

2.2 Erläuterung Synchrotronstrahlung

Definition :

„Synchrotronstrahlung ist die von geladenen Teilchen tangential zu einer radial beschleunigten Bewegung emittierte elektromagnetische Strahlung.“ [5]

2.2.1 Erzeugung von Synchrotronstrahlung

Alle elektrisch geladenen Teilchen senden Strahlung aus, wenn sie gebremst oder beschleunigt werden oder wenn sich ihre Flugrichtung ändert. Folgendes **Bild 13** zeigt die Entstehung von Synchrotronstrahlung, wenn Teilchen auf annähernd Lichtgeschwindigkeit beschleunigt werden. Auf der Erde sind Teilchenbeschleuniger die typische Quelle der Synchrotronstrahlung, denn nur dort können Ladungsträger

auf derart hohe Geschwindigkeiten gebracht werden. Die erzeugte Strahlungsleistung hängt dann davon ab, wie sehr das Elektron auf eine Kreisbahn gezwungen wird, oder im Umkehrschluss wie eng die Kurven sind.

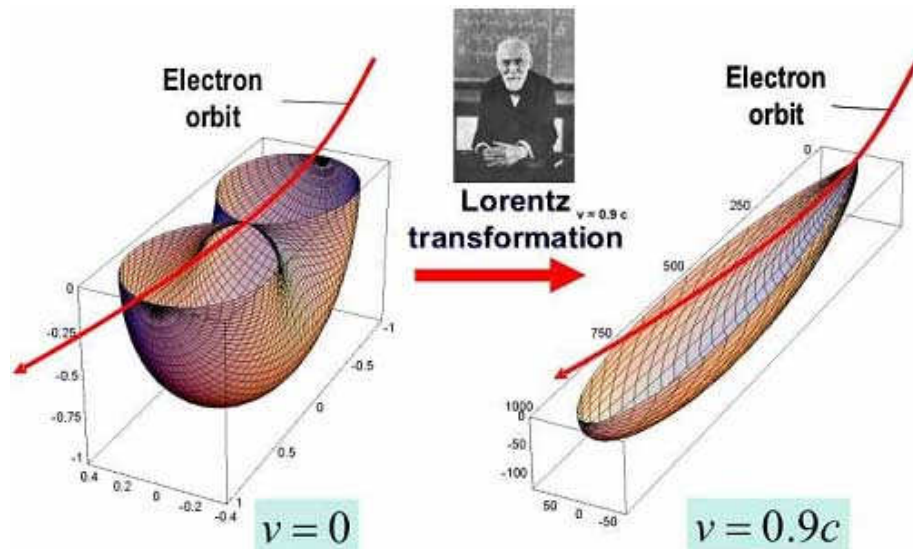


Bild 13: Entstehung von Synchrotronstrahlung [10]

Das Elektron sendet die elektromagnetischen Wellen aber nicht gleichmäßig in alle Raumrichtungen aus. Der bei weitem größte Teil der Strahlung wird in Flugrichtung abgegeben und nur ein sehr geringer Prozentanteil nach hinten, oben oder unten. Dies ist ein Effekt, der mit der klassischen Physik allein nicht erklärt werden kann, sondern nur zusammen mit Einsteins spezieller Relativitätstheorie.

Bild 14 verdeutlicht die Entstehung von Synchrotronstrahlung noch einmal. Es zeigt, dass ein Teilchen, welches sich in Ruhelage befindet seine Form nicht verändert, bei ca. 40% der Lichtgeschwindigkeit (ca. 120.000 km/s) bereits eine starke Ellipsenform annimmt und bei annähernd Lichtgeschwindigkeit diese Ellipsenform immer flacher, d.h. wie ein Strahl, wird. Ebenfalls kann man erkennen, dass bei immer größerer Geschwindigkeitszunahme die meiste Strahlung nach vorn abgegeben wird und dadurch immer weniger nach hinten.

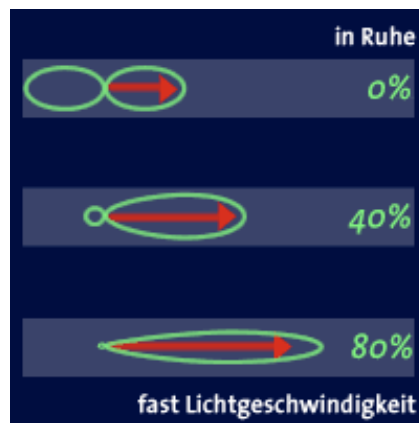
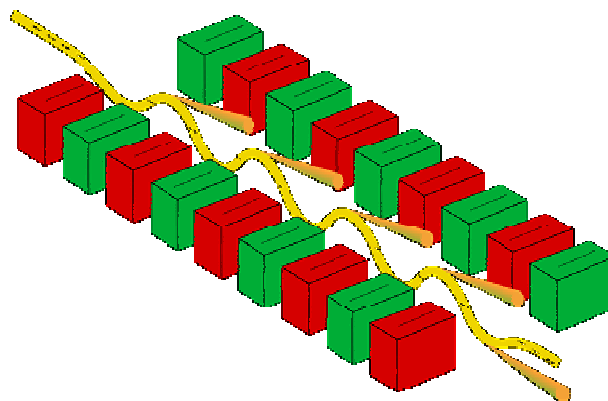


Bild 14: Teilchenverformung im Ruhezustand und bei fast Lichtgeschwindigkeit [3]

Zunächst gab es keine speziellen Anlagen zur gezielten Erzeugung dieses Lichts. Da es aber im Laufe der Zeit für viele Zwecke, wie z.B. in der Materialforschung oder in der Medizin, von immer größerem Nutzen wurde, widmetete man dieser Strahlung besonderes Interesse. Wissenschaftler, die mit Synchrotronstrahlung experimentieren wollten, richteten daher ihre Versuchsanlagen an den vorhandenen Ringbeschleunigern ein. Doch da die Leistung herkömmlicher Ablenkmagnete in den Beschleunigern den Wissenschaftlern für neuere Experimente auf Dauer nicht mehr ausreichte, wurden Parcours von Magneten eingebaut, die sogenannten Wiggler und Undulatoren in Bild 15, um so die Strahlungsintensität zu verstärken. Der Teilchenstrahl wird darin auf einen Schlingerkurs gebracht. Aufgrund dieser vielen Richtungswechsel strahlen sie bis zu tausendmal stärker, als in den Kurven des konventionellen Beschleunigers.



Gelb: Elektronenstrahl mit abgehender Strahlenkeule
 Rot/Grün: Ablenkmagnete mit jeweils entgegengesetzter Polarität

Bild 15: Funktionsprinzip eines Undulators [3]

2.2.2 Eigenschaften und Anwendungsgebiete von Synchrotronstrahlung

2.2.2.1 Eigenschaften

Keine Strahlung, die über einen breiten Frequenzbereich reicht (z.B. die Sonne), ist heller als die Synchrotronstrahlung, welche in **Bild 16** abgebildet ist. Zwar kann Laserlicht noch intensiver sein, jedoch handelt es sich dabei nur um eine einzelne feste Wellenlänge.

Besonders im großen Bereich des elektromagnetischen Spektrums vom Vakuum-Ultraviolett bis zur harten Röntgenstrahlung, in dem es bisher (noch) keine Laser gibt, ist die Synchrotronstrahlung praktisch konkurrenzlos. Die Intensität kann mehr als eine Milliarde Mal größer sein, als die der bisher stärksten traditionellen Röntgenstrahler.



Bild 16: Sichtbarer Anteil der Synchrotronstrahlung [3]

Ihre besonderen Eigenschaften machen die Synchrotronstrahlung zu einem vielseitigen Werkzeug, welche wie folgt zusammengefasst werden können:

- exakte Berechenbarkeit des abgegebenen Spektrums,
- hohe Strahlungsintensität im Vergleich zu anderen Strahlungsquellen,
- sehr hohe Brillanz,

2.2.2.2 Anwendungsgebiete

Die hohe Brillanz der Synchrotronstrahlung wird vor allem bei Untersuchungen mit hoher räumlicher und/oder spektraler Auflösung benötigt. Da die Eigenschaften des

Synchrotron-"Licht" mit hoher Genauigkeit berechenbar sind, ist eine Kalibrierung von Detektoren bzw. Strahlungsquellen möglich. Attraktiv ist auch die Tatsache, dass die Elektronen, die in einem Speicherring umlaufen, Pakete bilden. Diese Elektronenpakete haben die Form und Ausdehnung feiner Nähnadeln, die mit fast Lichtgeschwindigkeit durch das Vakuumrohr fliegen. Die Synchrotronstrahlung hat eine durch die Elektronenpakete geprägte Zeitstruktur. Es werden kurze, intensive Lichtblitze erzeugt. Daraus ergibt sich die Möglichkeit, Vorgänge im atomaren Bereich zeitlich zu verfolgen. In vielen Bereichen wie z.B. Oberflächenphysik, Materialwissenschaften, Chemie, Medizin, Molekularbiologie und noch vielen mehr wird die Synchrotronstrahlung angewendet.

3 Direkte Drahtauslese

3.1 Einleitung

Wie in Kapitel 1.3.3 gezeigt wird, hat die aktuell verwendete Messmethode einige Nachteile, wie z.B. der große Platzbedarf und die Zerstörung des Elektronenstrahls bei der Positionsbestimmung.

Das Besondere der „Direkten Drahtauslese“ liegt nun darin, dass man im Prinzip die vom Elektronenstrahl induzierte Spannung im Draht messen und zur Profilanalyse des Strahls verwenden könnte. Dabei ist die Eingangsspannung die induzierte elektrische Spannung im Draht und die Ausgangsspannung entspricht dem, mittels einer Ausselelektronik aufgearbeiteten, Spannungssignal. Die „Direkte Drahtauslese“ kann also im Großen und Ganzen als eine Art Black Box wie in **Bild 17** gesehen werden, wobei sie drei Haupt-Komponenten enthält: die Signalmessung, die Signalaufbereitung und die Signaldehnung mit Hilfe einer „Hold-and-Stretch“-Schaltung.

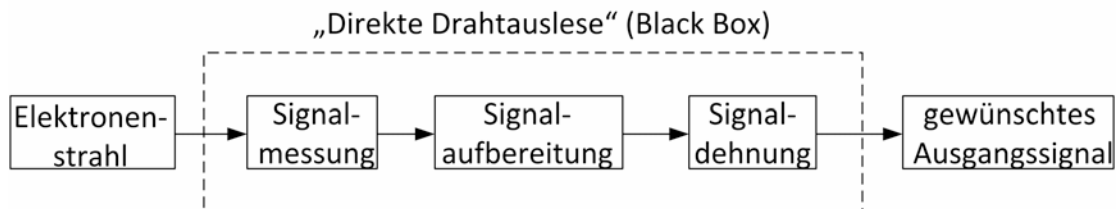


Bild 17: Schematisches Prinzip der „Direkten Drahtauslese“

Im nächsten Abschnitt wird im Detail der Aufbau des Wirescanners behandelt, welcher speziell entwickelt wurde, um Messungen zur Strahldiagnostik durchzuführen. Anschließend wird auf die am Wirescanner installierte Keramikgabel mit dessen Funktionsweise und auf das aktuelle Ausleseverfahren, mit den damit verbundenen Problemen, eingegangen. Eine entwickelte Schaltung zur Auslese des zu messenden Signals wird im darauffolgenden Abschnitt vorgestellt und beschrieben.

3.2 Erläuterung Wiescanner am Elektronenstrahl

3.2.1 Allgemeiner Hintergrund

Um die Position und vor allem das Profil des Elektronenstrahls im Teilchenbeschleuniger zu bestimmen, werden neben anderen Detektoren so genannte Wiescanner verwendet. Diese sind seit etwa 15 Jahren in den Beschleunigeranlagen bei DESY im Einsatz.

Das Grundprinzip des Wiescanners besteht aktuell in der Erfassung von gestreuten Elektronen und Sekundärteilchen, welche entstehen, wenn der Draht durch den Elektronenstrahl fährt. Ausgehend von **Bild 9** kann man sagen, dass je höher die im Draht induzierte, elektrische Spannung ist, desto näher befindet man sich am Zentrum des Strahls.

Die Strahldiagnose spielt bei FLASH, speziell im Undulatorenteil, eine wichtige Rolle. Wie in **Bild 18** gezeigt, wurden die Wiescanner dort vor, zwischen und hinter den Undulatoren eingebaut. In **Bild 19** ist ein typischer Wiescanner, wie er z.B. bei PITZ oder FLASH eingebaut ist, abgebildet.

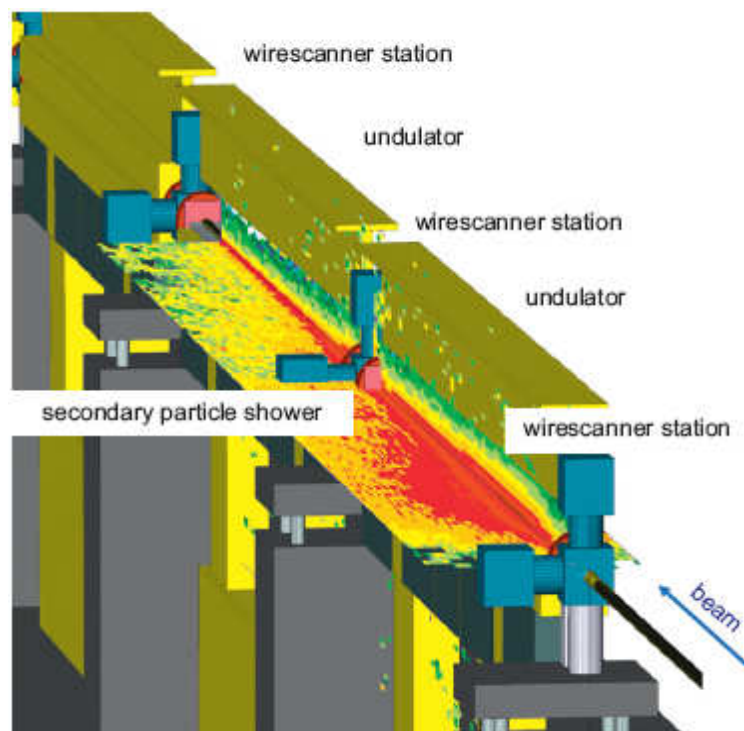


Bild 18: Wiescanner zwischen den Undulatoren [3]



Bild 19: Wirescanner (Abmaße: L x B x H = 320mm x 160mm x 205mm)

3.2.2 Keramikgabel und Wolframdrähte

Bild 20 zeigt die aktuell benutzte Keramikgabel eines Wirescanners, welche während des Betriebes in den Strahl gefahren wird. Man sieht, dass zwischen den beiden Gabelbeinen drei dünne Wolframdrähte gespannt sind, welche einen Durchmesser von 10 bis 30 μm und einen Abstand von 10 mm zueinander haben. Diese Wolframdrähte werden mittels Schraubverbindung (kupferne Klemmsteine im **Bild 20**), welche mit der Keramikgabel mechanisch verbunden sind, befestigt und straff gehalten.

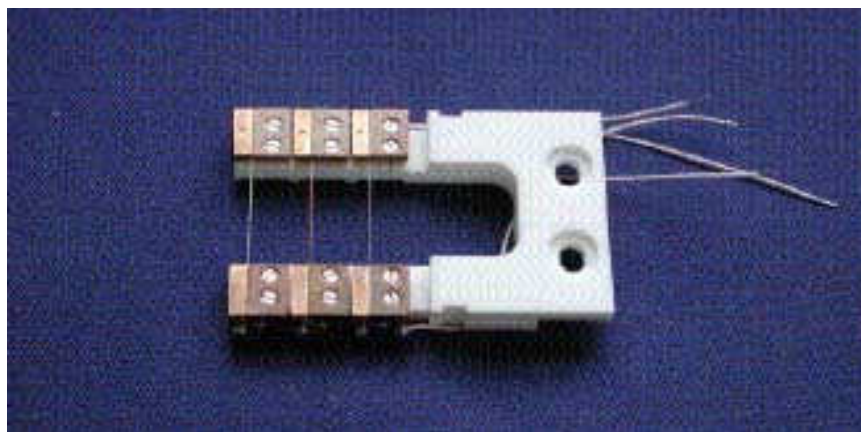


Bild 20: Keramikgabel des Wirescanners mit montierten Wolframdrähten

3.2.3 Funktionsweise eines Wirescanners

Bild 21 zeigt schematisch die Funktionsweise des vorher beschriebenen Wirescanners. Bei einem direkten Auftreffen des Elektronenstrahls auf den Draht ergibt sich eine Streuung der Elektronen, welche dann von einem Szintillator detektiert und in ein optisches Signal umgewandelt werden. Anschließend wird dieses optische Signal mit einem Photomultiplier verstärkt. Mit Hilfe dieser indirekten Verfahrensweise ist es gegenwärtig möglich Profil und Position des Elektronenstrahls zu ermitteln.

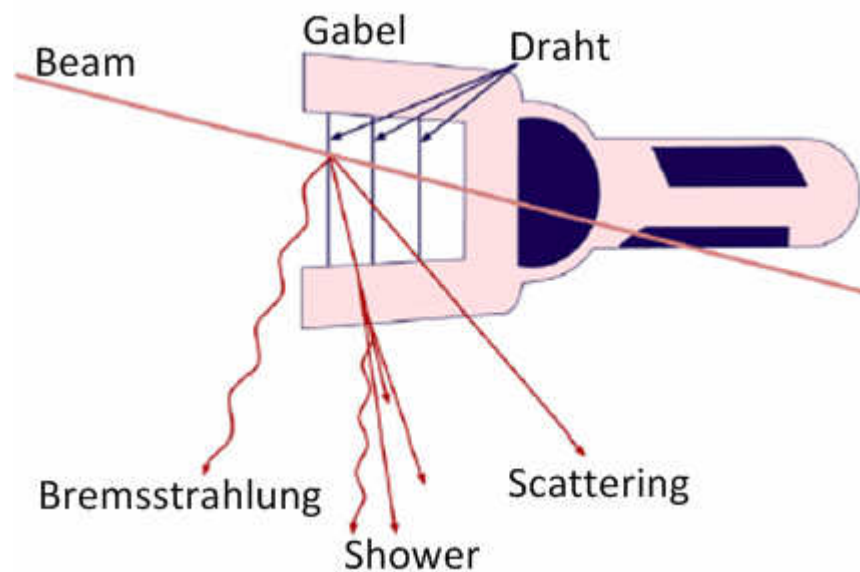


Bild 21: Keramikgabel im Elektronenstrahl [3]

Die Keramikgabel mit ihren Wolframdrähten, welche von einem Schrittmotor angetrieben wird, der im Endresultat eine Höchstgeschwindigkeit von mehr als 1 m/s ermöglicht, bewegt sich dabei in gleichmäßigen Schritten quer zum Strahlweg. Um die rotatorische Bewegung der Motorwelle in eine geradlinige Vor- und Rückwärtsbewegung der Gabel umzuwandeln, behelf man sich einer sogenannten Nutkurvenscheibe welche in **Bild 22** zu sehen ist. Der Elektromotor in diesem System besitzt eine Leistung von 119 W und ermöglicht Vollschritte von $1,8^\circ$ bzw. 200 Schritte pro Umdrehung. Über eine zusätzliche Option der Steuerung, genannt Micro-Stepping, kann dieser Winkel zudem noch verringert werden, wobei in Kombination mit der Nutkurvenscheibe eine Auflösung des Strahlweges von $1\ \mu\text{m}$ erreicht werden kann.



Bild 22: Nutkurvenscheibe zur Umwandlung der rotatorischen in eine geradlinige Bewegung

3.3 Mögliche Auslesemethode des Messsignals

3.3.1 Allgemeiner Hintergrund und Probleme

Befindet sich der Elektronenstrahl in der Nähe des Wolframdrahtes, welcher an der Keramikgabel des Wirescanners montiert ist, wird dort eine elektrische Spannung induziert. Dieses Signal tritt jedoch nicht allein auf, sondern kann noch von vielen Rauschsignalen überlagert sein. Diese Rauschsignale können z.B. das Resultat von Dunkelströmen sein. Dunkelströme können z.B. durch Wärme oder unerwünschte Wechselwirkungen von Teilchen mit dem Strahlrohr entstehen. Zudem entstehen auch durch die Streuung der Elektronen beim Aufprall auf den Draht Rauschsignale.

Ein Ziel ist daher, das eigentliche, gewünschte Signal von den Rauschsignalen zu unterscheiden. Problematisch ist hierbei auch, dass die Amplitude der induzierten Spannung im Bereich von ein paar wenigen mV liegt und auch dessen Peak-Zeit sehr kurz ist (d.h. im Bereich von 10 bis 20 ps). Nach der Formel $f=1/t$ würden für die Auswerteelektronik Geräte benötigt werden, welche bis zu einer Frequenz von 100 GHz einwandfrei arbeiten. Leider sind bei dem gegenwärtigen Stand der Technik hochfrequente Geräte dieser Art sehr schwer bzw. gar nicht zu bekommen.

Aus diesem Grund wird eine spezielle Messschaltung notwendig sein, um einerseits diese kurzen Impulse zu verlängern und andererseits ihre Amplitude auch so zu vergrößern, dass man Messsignale extern besser auswerten kann. Das Diagramm, welches in **Bild 23** dargestellt ist, zeigt dies schematisch als Simulation eines Rechteckspannungsimpulses in Abhängigkeit von der Zeit. Der tatsächliche Eingangsimpuls $u_{\text{ein}}(t)$ und das gewünschte verlängerte bzw. vergrößerte Ausgangssignal $u_{\text{aus}}(t)$ sind im Diagramm gekennzeichnet. Es ist erkennbar, dass das Ausgangssignal im Verhältnis zum Eingangssignal zeitlich wesentlich verlängert ist und auch die Amplitude der Spannung am Ausgang um ein Vielfaches höher ist als am Eingang.

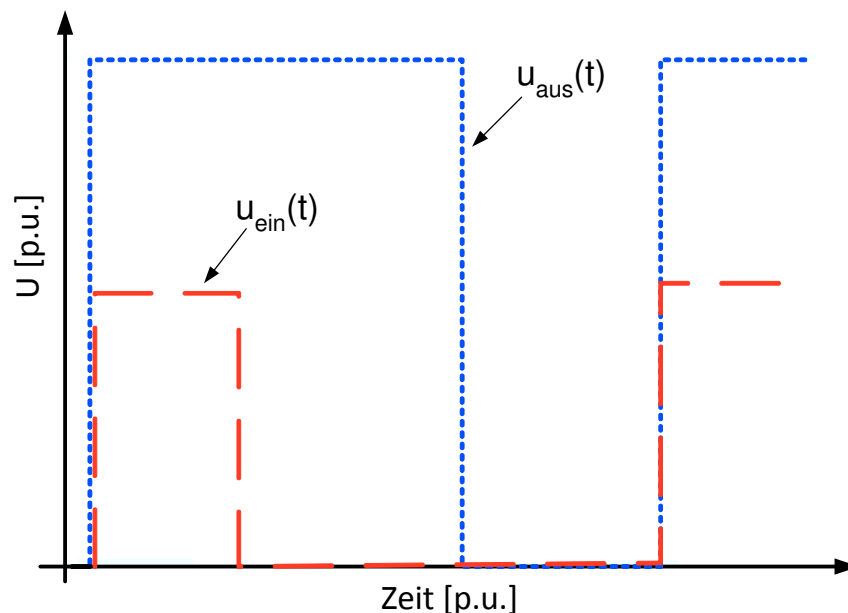


Bild 23: Darstellung des Ein- und Ausgangssignals einer benötigten Messschaltung

3.3.2 Möglicher Schaltungsaufbau

Vorraussetzung für das Erzielen guter Messergebnisse ist eine zweistufige Zusammensetzung der Schaltung. Die erste Stufe stellt die Signalaufbereitung, bestehend aus einem Logarithmusverstärker (**Bild 25**) und einem Feedbackverstärker (**Bild 26**), und die zweite Stufe stellt die Signalstreckung, welche aus der Hold-and-Stretch-Schaltung besteht, dar.

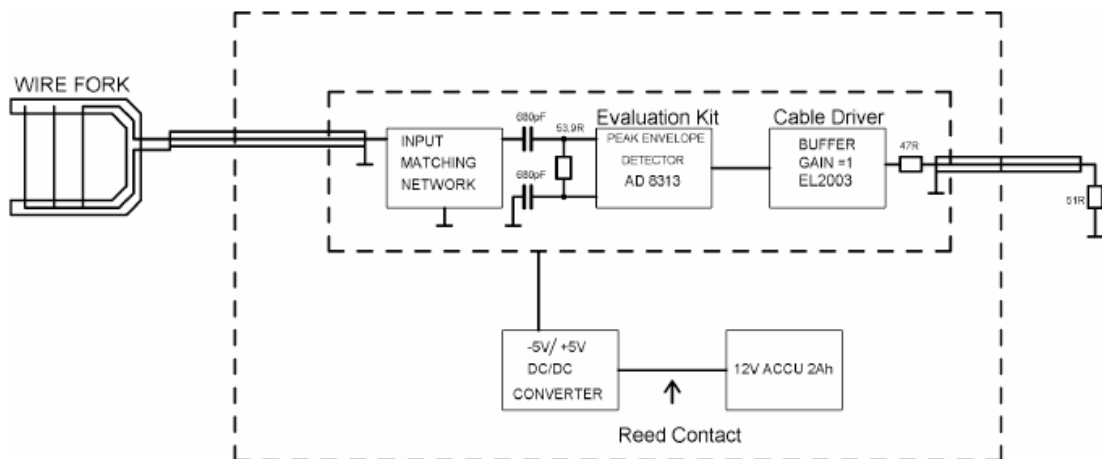
Bild 24 zeigt die erste Stufe einer möglichen Schaltung, dessen Eigenschaften viele Vorteile für das Erreichen von guten Messergebnissen bieten. In einer IDEALEN

Umgebung (d.h. nur ein Impulssignal und kein Rauschen) würde anstelle des Logarithmusverstärkers ein Linearverstärker ausreichen. In einer REALEN Umgebung gibt es stattdessen neben dem eigentlichen Impuls noch viele Rauschsignale die diesen Impuls überlagern und dessen Amplituden um einiges höher sein können als die des gewünschten Signals.

Um das Verhältnis von gewünschten Signalen zu Rauschsignalen zu vergrößern wird hier ein Logarithmusverstärker eingesetzt. Der Logarithmusverstärker dient sozusagen der Vergrößerung der Differenz von gewünschtem Signal zu Rauschsignal. Da das Frequenzband des Logarithmusverstärkers aber stark von der Last an dessen Ausgang abhängt, wird ein Feedback-Amplifier (d.h. ein simpler Operationsverstärker mit einer Verstärkung von eins) dahinter geschaltet, um diese Abhängigkeit zu unterdrücken und somit das maximal mögliche Frequenzband zu nutzen.

Es muss betont werden, dass es Fälle gibt, in denen dieser Feedback-Verstärker nicht benötigt wird, und zwar dann, wenn z.B. die anschließende Messauswertung direkt mit dem Logarithmusverstärker verbunden ist und somit die Impedanz zwischen beiden angepasst werden kann und auch später konstant bleibt.

Eine fertige Schaltung, die alle Komponenten aus **Bild 24** enthält, ist in **Bild 27** gezeigt. Tests dieser Schaltung werden später in Kapitel 4 gezeigt.



Wire Fork: Keramikgabel des Wirescanners mit montierten Wolframdrähten
 Evaluation Kit: Logarithmusverstärker AD 8318 von der Firma Analog Devices
 Cable Driver: Feedback-Amplifier (OPV mit Verstärkungsfaktor von 1)

Bild 24: Schaltbild einer möglichen externen Auswertung [3]

0.1 GHz to 2.5 GHz 70 dB Logarithmic Detector/Controller

AD8313

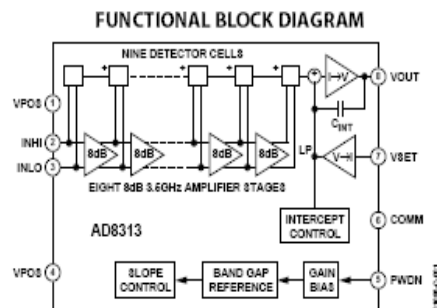


Figure 1.

Bild 25: Logarithmusverstärker AD8313
2,5 GHz [11]

EL5166 (6 LD SOT-23)

TOP VIEW

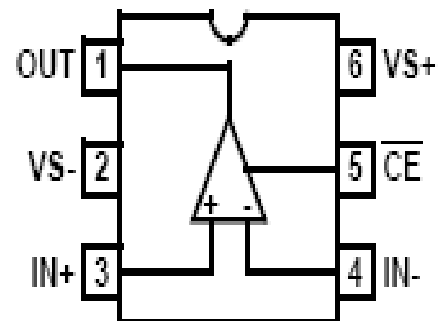


Bild 26: Feedback-Verstärker EL5166
1,4 GHz [11]

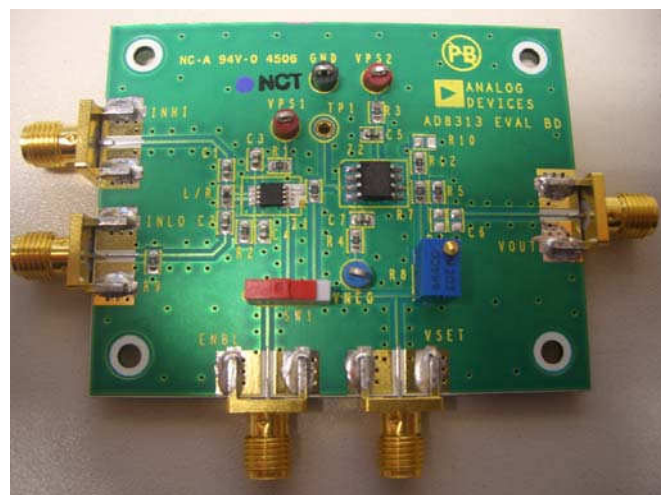


Bild 27: Evaluation-Board mit Logarithmusverstärker und Feedback-Verstärker

Als weitere Signalbearbeitung ist im Anschluss an die obige Schaltung geplant, das Signal in eine sogenannte "Hold-and-Stretch"- Schaltung zu leiten. Mit Hilfe solch einer Schaltung wäre es möglich, das gewonnene Signal vom ps- in den ms-Bereich zu verlängern, was die Auswahl von Geräten für die Signalauswertung (z.B. Oszilloskop oder A/D-Wandler) stark vereinfachen würde. Da dieser Teil der Aufgabe aber schwierig zu realisieren ist, wurde er im Rahmen dieser Arbeit noch nicht endgültig gelöst.

3.4 Zusammenfassung

Dieses Kapitel unterteilt sich in 2 Hauptpunkte. Im ersten Punkt wird der Wirescanner mit montierter Gabel im Detail erläutert. Da diese Wirescanner aktuell benutzt werden, um indirekt die Position und das Profil des Elektronenstrahls zu ermitteln, wird genauer auf dessen Aufbau und Funktionsweise eingegangen. Positiv ist, dass eine Auflösung bzw. Schrittweite von 1 μm Fahrweg des Drahtes erreicht werden kann, was ausreicht, um den Elektronenstrahl exakt abzutasten. Nachteilig bzw. ein aktueller Schwachpunkt ist, dass der Elektronenstrahl nur genau vermessen werden kann wenn der Draht genau auf den Strahl trifft. Dies führt zu einer Streuung der Elektronen, was bei der aktuellen indirekten Messmethode mittels Szintillator und Photomultiplier zwar wünschenswert ist, negativ betrachtet aber den Teilchenstrahl zerstört. Deshalb wird aktuell der Strahl nur etwa einmal pro Woche vermessen und justiert, um zu häufige Ausfälle an den Experimentierplätzen zu vermeiden.

Bei direkter Drahtauslese hingegen könnte man sich vorsichtig dem Strahl annähern ohne ihn zu zerstören. Während der Zeit dieser Annäherung bzw. des „Scannens“ ist es theoretisch möglich das durch Elektronen hervorgerufene, elektrische Signal zu messen. Dieser Effekt hat den entscheidenden Vorteil, dass die beiden Komponenten Szintillator und Photomultiplier komplett wegfallen könnten, wodurch sich Platz-, Wartungs- und Kostenersparnisse ergeben würden.

Im zweiten Punkt wird die mögliche Messschaltung vorgestellt. Es ist eine 2-stufige Schaltung die folgende Funktion erfüllen soll. In der ersten Stufe befindet sich die Signalaufbereitung, welche aus einem Logarithmusverstärker (**Bild 25**) und einem Feedbackverstärker (**Bild 26**) besteht und in der zweiten Stufe befindet sich die Signalstreckung, bestehend aus der Hold-and-Stretch-Schaltung. In der Signalaufbereitung wird das gewonnene Signal verstärkt und von den Rauschsignalen getrennt, was ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) ermöglicht. In der Signalstreckung wird das Signal dann zeitlich gedehnt, um es mit den vorhandenen Oszilloskopen besser auswerten zu können.

4 Vorstellung des Teststandes

4.1 Einleitung

In diesem Kapitel wird der Aufbau des Teststandes gezeigt, welcher entwickelt wurde, um Messungen, wie sie später am realen Wirescanner durchgeführt werden sollen, so gut wie möglich nachzubilden. Mit Hilfe dieses Teststandes werden später verschiedene Experimente durchgeführt, die einerseits zu einem besseren Gesamtverständnis führen sollen, zum anderen aber auch Aussagen über geeignete Kabelauswahl, die Installation des Messkabels im Wirescanner und der Signalaufbereitung möglich machen sollen.

Ziel ist es dabei, wichtige Erkenntnisse über die Betriebsparameter der Kabel zu erhalten, wie z.B. dessen Dämpfung, Grenzfrequenz und Schirmung, aber auch über die Signalübertragung direkt an der Gabel. Diese Erkenntnisse sind für die spätere Installation am realen System von großer Bedeutung.

Bild 28 zeigt den schematischen Gesamtaufbau dieses Teststandes. Für die Signalerzeugung am Teststand werden Signalgeneratoren verwendet, welche im nächsten Abschnitt genauer erläutert werden. Das Signal wird dann an die Gabel des Wirescanners weitergegeben und mit Kabeln bzw. Kabeldurchführungen durch den Wirescanner bis zu dessen Anschlussklemmen geleitet. Von dort aus gelangt das Signal in die Signalaufbereitung und anschließend in ein Oszilloskop, welches den zeitlichen Verlauf der Spannung bildlich darstellt. Der Aufbau des Teststandes im Labor ist in **Bild 29** abgebildet.

Der große Vorteil dieses Teststandes ist, dass im Grunde jede Komponente einzeln getestet werden kann, um so Schwachstellen in der Signalübertragung besser lokalisieren zu können und notfalls auch zu optimieren.

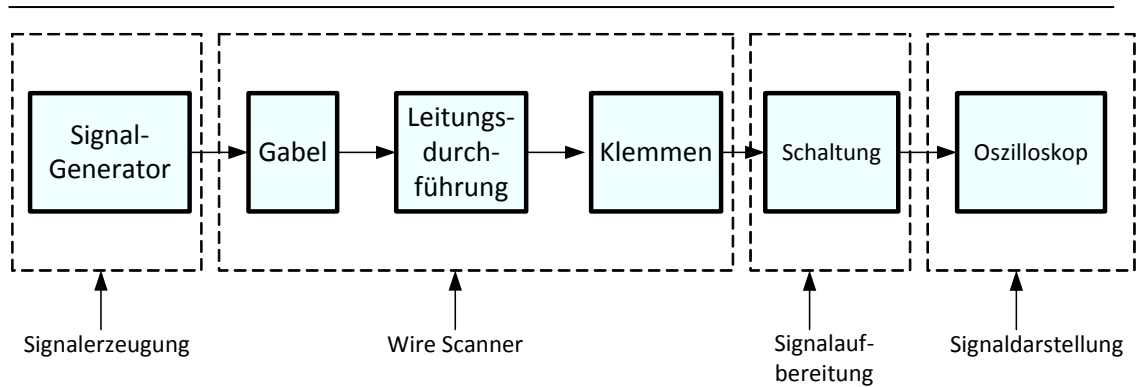


Bild 28: Schematischer Aufbau des Teststandes

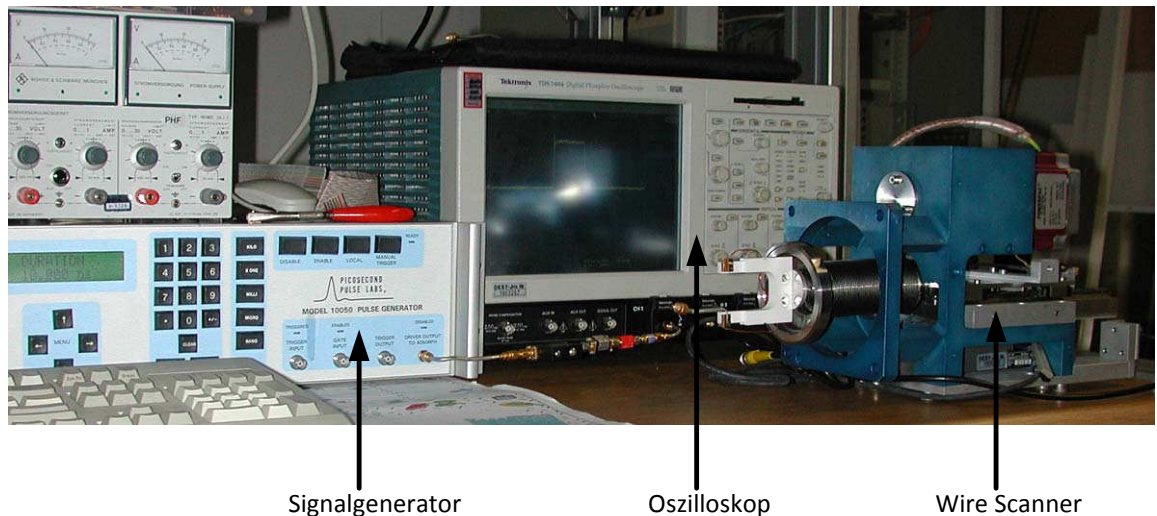


Bild 29: Experimenteller Aufbau des Teststandes

4.2 Signalerzeugung

4.2.1 Pulsgenerator

Definition: „Pulsgeneratoren werden für die Charakterisierung elektronischer Schaltungen verwendet. Mit ihnen können transiente Einzelpulse, Pulsketten und Pulsmuster generiert werden, die für die Bewertung, die Simulation und den Test von analogen und digitalen Schaltungen benötigt werden.“ [33]

Der in diesem Projekt verwendete Pulsgenerator (Model 10050 Pulse Generator) von der Firma Picosecond Pulse Labs ist in **Bild 30** dargestellt und kann Rechteckimpulse mit einer Spannungsamplitude von 10 V und einer Pulsdauer von 100 ps bis 10 ns erzeugen. Die erreichte Anstiegszeit des Gerätes liegt bei 45 ps und die Abfallzeit um die 110 ps. Wie in **Bild 31** und **Bild 32** aus dem Datenblatt des Pulsgenerators [22] dargestellt, wurden diese Werte zwischen 10% und 90% der

Spannungsamplitude gemessen. Diese Anstiegs- bzw. Abfallzeiten gestatten es, die im Draht auftretenden Spannungsimpulse relativ gut nachzubilden. Zwar haben die realen, tatsächlichen Pulse etwas andere Eigenschaften (d.h. kürzere Pulsdauer, schnellere Anstiegs- und Abfallzeiten), aber für erste ausführliche Messung und spätere Vorabentscheidung ist dieses Gerät hervorragend geeignet.



Bild 30: Pulsgenerator Model 10050 der Firma Picosecond Pulse Labs [12]

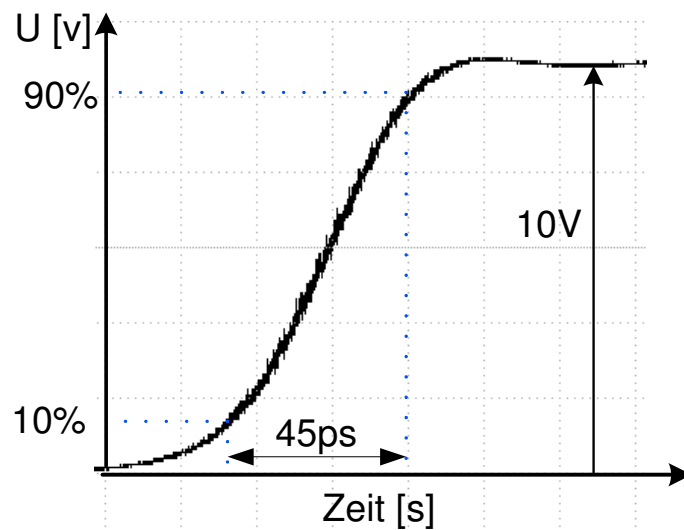


Bild 31: Typische Anstiegszeit des Rechteckimpulses

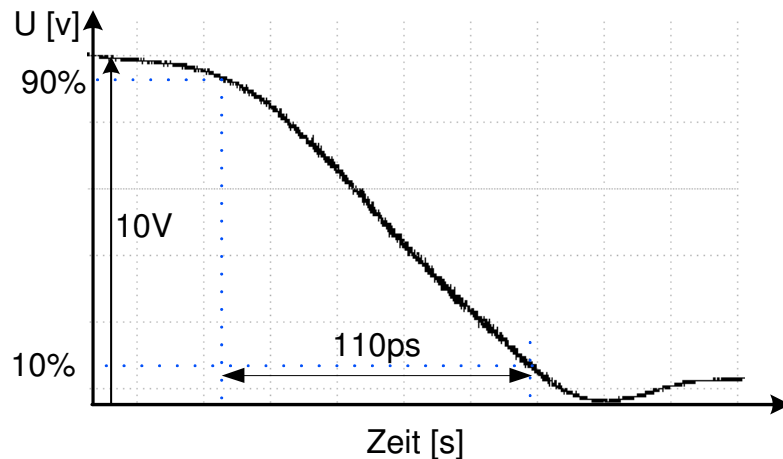


Bild 32: Typische Abfallzeit des Rechteckimpulses

4.2.2 Sinusgenerator

Definition: „Als Sinusgenerator bezeichnet man eine Oszillatorschaltung, die ein kontinuierliches elektrisches Signal erzeugt, dessen zeitlicher Verlauf der Sinusfunktion folgt.“ [34]

Der Sinusgenerator, welcher in diesem Projekt verwendet wird, ist der Rhode & Schwarz SML 02 und ist in **Bild 33** dargestellt. Dieses Gerät erreicht eine Bandbreite von 9 kHz bis 2,2 GHz mit einer Spannungsamplitude von 1,9 V und ist gut für die Untersuchung der Dämpfung von Komponenten geeignet.



Bild 33: Sinusgenerator (Rhode & Schwarz SML 02)

4.3 Signalmessung mit Hilfe eines Oszilloskops

Definition: „Ein Oszilloskop ist ein elektronisches Messgerät für die optische Darstellung voneinander unabhängiger Spannungen und deren zeitlichen Verlauf.“ [13]

Im Grunde unterscheidet man zwei Arten von Oszilloskopen: analoge und digitale. Bei analogen Oszilloskopen wird das Eingangssignal und dessen Zeitbasis analog gewonnen und danach elektrisch so verstärkt, dass damit eine Kathodenstrahlröhre angesteuert werden kann. Der schematische Aufbau einer solchen Kathodenstrahlröhre ist in **Bild 34** dargestellt. In einem zweidimensionalen Koordinatensystem wird ein Verlaufsgraph auf einem Bildschirm dargestellt, wobei die (horizontale) X-Achse die Zeitachse ist und die anzuzeigenden Spannungen auf der (vertikalen) Y-Achse abgebildet werden.

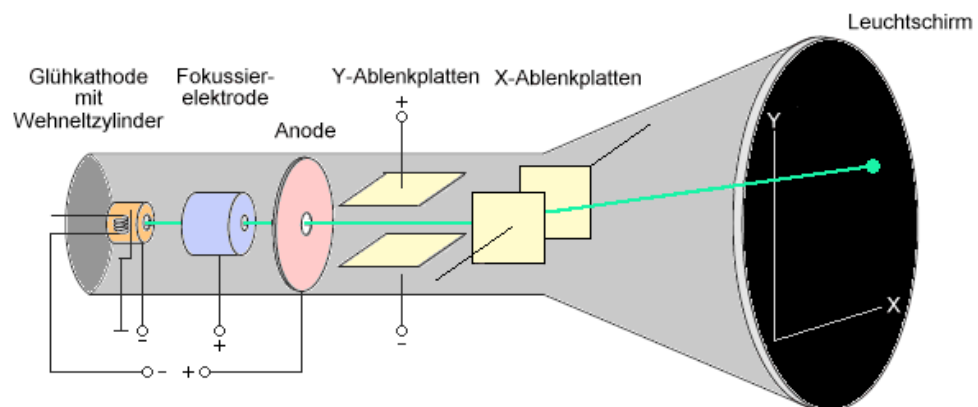


Bild 34: Aufbau einer Kathodenstrahlröhre [13]

Analoge Oszilloskope spielen heutzutage nur noch eine untergeordnete Rolle im praktischen Einsatz. Technischen Gründe, praktische Nachteile (z.B. die Größe der Kathodenstrahlröhre) und wirtschaftliche Faktoren (z.B. preisgünstige Verfügbarkeit von digitalen Oszilloskopen) sorgen dafür, dass analoge Oszilloskope mehr und mehr unrentabel werden.

Im Gegensatz dazu führen digitale Oszilloskope eine Analog-Digital-Wandlung des Eingangssignals durch. Da diese Daten auch nach einer Messung zur Verfügung stehen und später auf einem Speichermedium oder PC abgelegt werden können, kann es aus diesem Grund auch als Speicheroszilloskop bezeichnet werden.

Da das Eingangssignal mit Hilfe eines Analog-Digital-Converters (ADC) digitalisiert wird, spielt neben der Auflösung in Y-Richtung (Spannung) auch die zeitliche Auflösung eine wichtige Rolle. Diese Auflösung wird durch die analoge Bandbreite des Digitalspeicheroszilloskopes bestimmt, aber auch durch die Abtastrate, also der

Anzahl der Abtastungen pro Sekunde, mit der das Signal detektiert wird. Die Einheit der Abtastrate wird meist in „Kilosamples pro Sekunde“ (kS/s), „Megasamples pro Sekunde“ (MS/s) oder „Gigasamples pro Sekunde“ (GS/s) angegeben.

Das Prinzip der Abtastung eines analogen Signals wird in **Bild 35** genauer illustriert. Wie man sieht, wird das analoge Signal umso genauer nachgebildet, je höher die Abtastrate des digitalen Oszilloskopes ist. Dies resultiert dann in einem exakteren Abbild des originalen Signals auf dem Bildschirm.

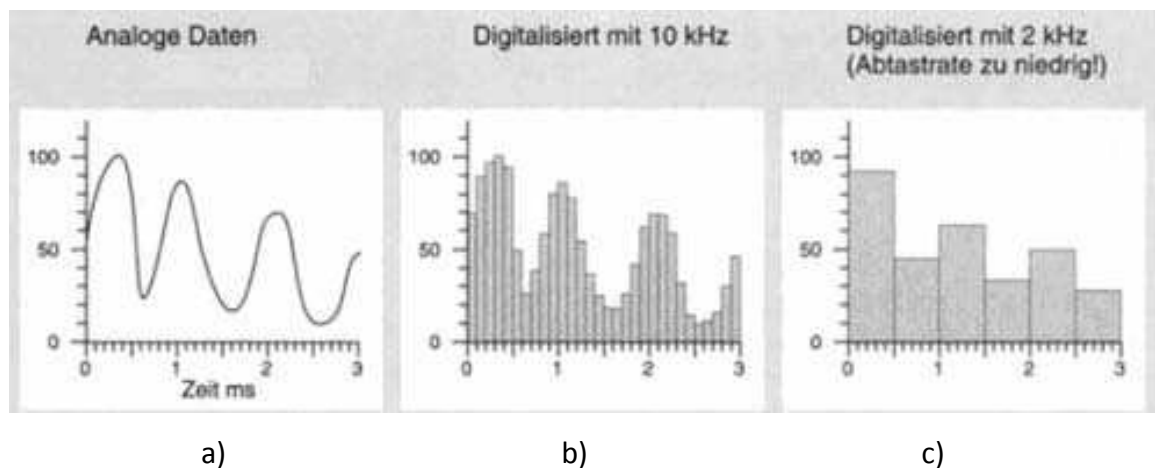


Bild 35: Prinzip der Abtastung und A/D-Wandlung [14]

Bei Digital-Speicheroszilloskopen unterscheidet man noch zwischen „Real-Time“- bzw. Echtzeit-Oszilloskopen, und „Sampling“- bzw. Abtastungs-Oszilloskopen.

Der Hauptunterschied zwischen beiden Typen liegt dabei in der unterschiedlichen Art der Abtastung von Signalen.

Während Real-Time-Oszilloskope analoge Signale 1:1 umsetzen, benötigen Sampling-Oszilloskope mehrere Durchläufe, um ein Signal abzutasten. Die Messpunkte werden dabei, ausgehend von einem konstanten Trigger-Signal, in jedem Durchlauf zeitlich versetzt aufgenommen, um so eine höhere Auflösung als mit einem einzigen Durchlauf möglich wäre, zu erreichen.

Der größte Vorteil eines Real-Time-Oszilloskopes liegt darin, dass einzelne Messwerte bzw. die einzelnen Punkte direkt abtastet werden und wie z.B. in **Bild 35.b** gezeigt, auf dem Bildschirm ausgegeben werden können. Das bedeutet, dass Real-Time-Oszilloskope einzelne Signale direkt messen. Ein großer Nachteil von Real-

Time-Oszilloskopen ist jedoch, dass die Abtastrate proportional zur maximalen Frequenz des zu messenden Signals sein muss.

Beim reinen Sampling-Oszilloskop ist dies dagegen nicht der Fall. Da das Signal in mehreren Durchläufen zeitlich versetzt abgetastet wird, genügt hier eine geringere Abtastrate, um selbst höchste Frequenzanteile sauber abbilden zu können. Bedingt durch diese Funktionsweise ergibt sich aber der große Nachteil, dass das zu messende Signal periodisch sein muss und die Messung einzelner bzw. einmalig auftretender Signale nicht möglich ist.

Da die Abtastrate eines Oszilloskopes auch einen großen Einfluss auf das Design und somit den Gesamtpreis hat, ergibt sich für Real-Time-Oszilloskope der Nachteil, dass, bei gleicher Bandbreite und Samplingrate, der Preis gegenüber einem reinen Sampling-Oszilloskop erheblich höher liegt.

Im Verlauf dieser Arbeit wurden zwei verschiedene Digitaloszilloskope verwendet, die sich aufgrund ihrer Bandbreite, aber auch in ihrer Funktionsweise, unterscheiden (d.h. eins ist ein „Real Time“-Oszilloskop, das andere ein „Sampling“-Oszilloskop). Diese beiden digitalen Speicheroszilloskope werden im Folgenden kurz vorgestellt und anschließend miteinander verglichen. Nach dieser Gegenüberstellung wird anhand von Kriterien eine endgültige Auswahl getroffen.

4.3.1 Tektronix TDS 7404 Digital Phosphor Oscilloscope (DPO)

Das erste Oszilloskop ist das Tektronix TDS 7404 Digital Phosphor Oscilloscope, **Bild 36**. Dieses Gerät ist ein Real-Time-Oszilloskop und hat eine Bandbreite von 4 GHz und eine Abtastrate von 20GS/s.



Bild 36: Tektronix TDS 7404 Digital Phosphor Oscilloscope [15]

4.3.2 Tektronix 11801B Digital Sampling Oscilloscope (DSO)

Das „11801B Digital Sampling Oscilloscope“ von Tektronix wird in **Bild 37** gezeigt und ist das zweite Oszilloskop, das getestet wird. Da es ein Sampling-Oszilloskop ist, liegt die Abtastrate auch nur bei 200 kS/s. Die Bandbreite ist bei diesem Typ abhängig von den jeweiligen Sampling-Head Einschüben und ermöglicht derzeit eine Bandbreite von 20 GHz (Sampling-Head Tektronix SD-26). Dies entspricht nach der Formel $f=1/t$ einer Periodendauer von 50 ps.

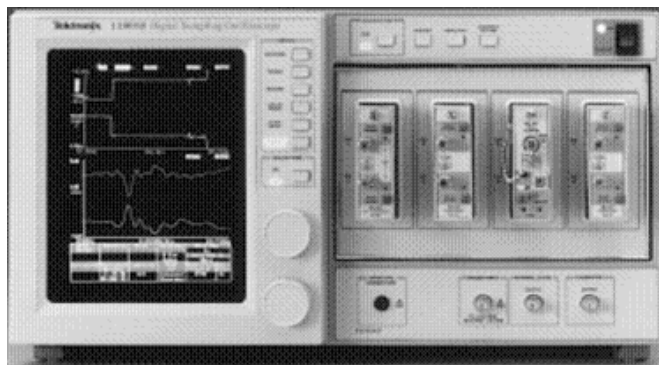


Bild 37: Tektronix 11801B Digital Sampling Oscilloscope [15]

4.3.3 Vergleich und Auswahl

Die Messschaltung, mit dem beide Oszilloskope getestet wurden, ist in **Bild 38** zu sehen. Zwecks identischer Voraussetzungen wurde dabei bei allen Messungen auf folgende Gemeinsamkeiten geachtet:

- der Eingangs-Spannungsimpuls ist konstant mit $U=10\text{ V}$ und $t=100\text{ ps}$,
- kürzeste Verbindungen zwischen Signalgenerator und Oszilloskop,
- Verwendung von geschirmtem RF-Kabel (hier Semi-Rigid-Kabel [21]) zur Reduzierung von äußeren Störungen durch HF-Signale.

Die schwarze Box in der Mitte des Bildes ist ein Puls-Kopf, welcher zur Erzeugung der schnellen Pulse dient und zum Pulsgenerator gehört bzw. Bestandteil dessen ist. Da die maximale Eingangsspannung der beiden Oszilloskope nur 3 V beträgt, aber der abgegebene Spannungsimpuls des Pulsgenerators eine Amplitude von 10 V besitzt, werden Dämpfungsglieder verwendet, um die Eingänge der Oszilloskope zu schützen. Der benötigte Dämpfungsfaktor A [dB] lässt sich dabei wie folgt berechnen:

$$A = 20 \log \left(\frac{U_{\text{ein}}}{U_{\text{aus}}} \right) \text{dB}$$

$$A = 20 \log \left(\frac{10\text{V}}{2.5\text{V}} \right) \text{dB} \quad (13)$$

$$\underline{\underline{A = 12.04 \text{dB}}}$$

Da ein fertiges Dämpfungsglied mit exakt 12,04 dB nicht existiert, wurden zwei Dämpfungsglieder mit jeweils 6 dB in Reihe geschaltet. Dies führt zu einer Herabsetzung der Spannung von 10 V auf 2,5 V.

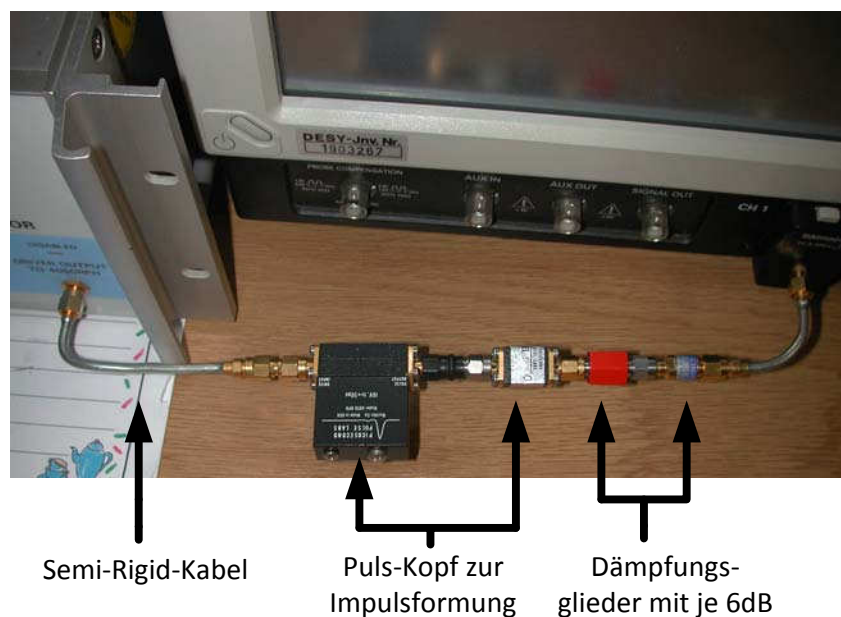


Bild 38: Messaufbau zum Vergleich der Oszilloskope

Bild 39 zeigt das resultierende Signal der Schaltung von **Bild 38**, wenn das Gerät Tektronix TDS 7404 zur Messung verwendet wird. Es ist zu erkennen, dass die Spannungsamplitude stark reduziert ist und ausgehend von 2,5 V nur noch etwa 1,5 V beträgt. Ebenfalls beträgt die Pulsweite hier nun etwa 150 ps, was wie eine Dämpfung des Signals aussieht, ähnlich dem Verhalten einer Induktivität. Dies wird mit hoher Wahrscheinlichkeit an der begrenzten Auflösung oder der geringen Bandbreite des Oszilloskopes liegen. Darüber hinaus ist zu erkennen, dass, ausgehend von **Bild 31** und **Bild 32**, die Anstiegs- und Abfallzeit des Impulses gestiegen ist.

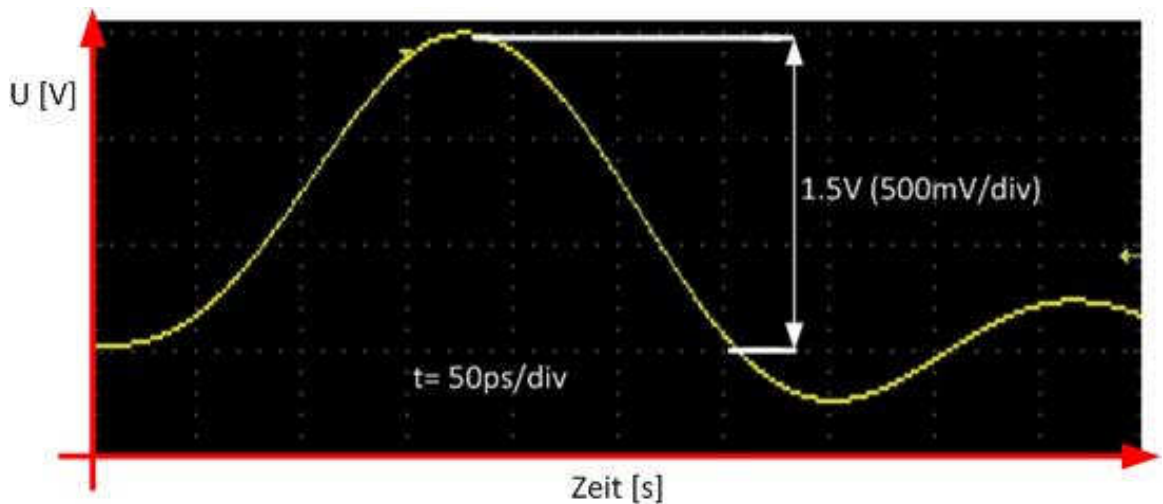


Bild 39: Diagramm des Signals des Tektronix TDS 7404 bei 100 ps

In **Bild 40** wurde dieselbe Messung wie in **Bild 38** vorgenommen, wobei zur Signaldarstellung hier jedoch das Gerät Tektronix 11801B (Sampling-Oscilloscope) verwendet wurde. Es lässt sich erkennen, dass die Spannungsamplitude geringfügig von 2,5 V auf 2,3 V gesunken ist, was einer sehr geringen Dämpfung entspricht, welche vermutlich auf die gewählte Messstrecke vom Signal-Generator zum Oszilloskop zurückzuführen ist. Auch die geringeren Anstiegs- und Abfallzeiten sind deutlich zu erkennen. Im Vergleich zu **Bild 31** und **Bild 32** stimmen die gemessenen Anstiegs- und Abfallzeiten sehr gut mit den theoretischen Werten aus dem Datenblatt des Pulsgenerators [22] überein.

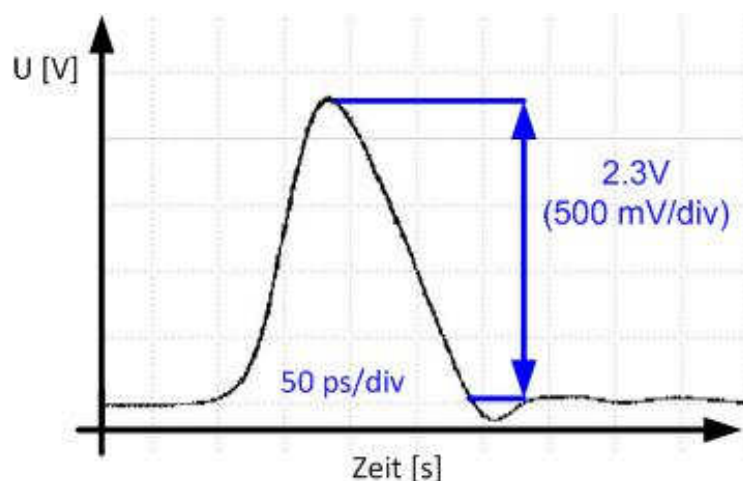


Bild 40: Diagramm des Signals des Tektronix 11801B bei 100 ps

Ausgehend von den obigen Messergebnissen kann zusammengefasst werden, dass die gemessene Spannungsamplitude des Tektronix 11801B nahe dem des Eingangsimpulses liegt und unter identischen Messbedingungen um etwa 0,8 V höher ist als bei dem Tektronix TDS 7404. Auch die nur sehr geringe Veränderung der Anstiegs- und Abfallzeiten des Eingangsimpulses spricht dafür, dieses Gerät zu bevorzugen. Es wird daher festgelegt, dass in zukünftigen Messungen, bei denen periodische Impulse verwendet werden, nur noch das Tektronix 11801B verwendet wird.

5 Untersuchungen am Teststand

5.1 Einleitung

Im Hochfrequenzbereich, d.h. bei Frequenzen im Bereich einiger GHz und höher, spielen für eine einwandfreie Signalübertragung viele Faktoren eine sehr wichtige Rolle. Die wichtigsten Faktoren am Teststand sind dabei folgende:

- Schirmung und Längen der verwendeten Kabel da diese den Dämpfungsfaktor beeinflussen,
- Kontaktübergänge an Klemmen, wie z.B. Lötstellen und Schraubverbindungen,
- der Frequenzbereich der verwendeten elektronischen Bauteile.

Um eine Auswahl des Kabels zu treffen, welche am besten für einen späteren Einsatz am Wirescanner geeignet ist, werden im nächsten Abschnitt Untersuchungen an ausgewählten Kabeltypen durchgeführt. Der Messaufbau ist in **Bild 38** gezeigt, wobei die getesteten Kabel dort zwischen den Dämpfungsgliedern und dem Oszilloskop eingebracht wurden.

Im Anschluss daran wird in Abschnitt 5.3 die Verbindung an der Gabel inklusive dessen Klemmsteinen untersucht, während Abschnitt 5.4 ausführliche Messungen am Logarithmusverstärker aufzeigt.

5.2 Untersuchungen verschiedener Kabeltypen und –längen

5.2.1 Auswahl geeigneter Kabeltypen

5.2.1.1 Auswahlkriterien

Ausführliche Internetrecherchen [36] ergaben, dass für die Signalübertragung speziell im Hochfrequenzbereich zweipolige Kabel mit konzentrischem Aufbau, sogenannte Koaxialkabel, am besten geeignet sind. Der Vorteil eines konzentrischen Aufbaus besteht darin, dass das elektrische Feld, welches sich beim Anlegen einer elektrischen Spannung aufbaut, nur zwischen Außen- und Innenleiter entsteht. Dies bedeutet, dass außerhalb des Kabels theoretisch kein magnetisches Feld auftritt und somit auch keine elektromagnetischen Verluste. Koaxialkabel werden aus diesem

Grund für die Übertragung von hochfrequenten, breitbandigen Signalen, welche im Frequenzbereich von einigen kHz bis GHz liegen, verwendet. Das können hochfrequente Radarsignale, Rundfunksignale, aber auch einfache Messsignale in einem Prüflabor sein.

Wie in **Bild 41** an einem Beispiel gezeigt wird, bestehen Koaxialkabel aus einem Innenleiter, der in konstantem Abstand von einem hohlzylindrischen Außenleiter umgeben ist. Der Zwischenraum besteht aus einem Dielektrikum.

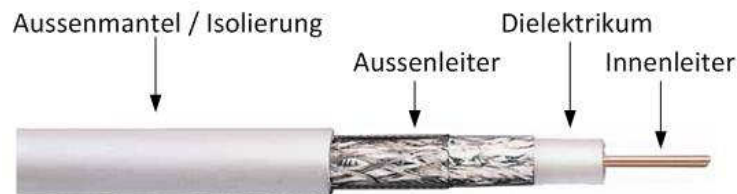
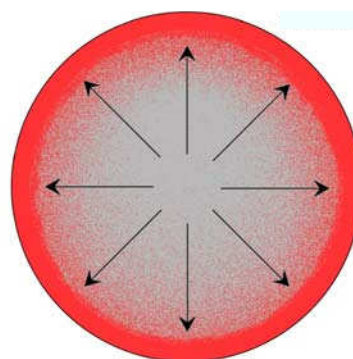


Bild 41: Aufbau eines Koaxialkabels [29]

Neben dem Aufbau des Kabels spielt im Hochfrequenzbereich zudem noch der sogenannte Skin-Effekt eine wichtige Rolle. Bei einem hochfrequenten Stromfluss entstehen nämlich innerhalb eines Leiters magnetische Felder, die durch Selbstinduktion eine Gegenspannung erzeugen. Die Größe dieser Gegenspannung nimmt von der Leitemitte zur Leiteroberfläche hin ab und ist an der Leiteroberfläche praktisch nicht mehr vorhanden. Wie in **Bild 42** dargestellt, hat dies zur Folge, dass sich die Elektronen in der Leitemitte praktisch nicht mehr bewegen und die Stromdichte nach außen hin immer weiter zunimmt, was wie eine Verringerung des wirksamen Leiterquerschnitts wirkt. Das Verdrängen des Stromes aus der Leitemitte bis hin zur Oberfläche wird aus diesem Grund Skin-Effekt genannt.



■ Höchste Stromdichte

Bild 42: Darstellung des Skin-Effekts im Leiterquerschnitt [30]

Ein weiteres Auswahlkriterium ist der Wellenwiderstand des Kabels. Da der Pulsgenerator eine Quellimpedanz von 50Ω besitzt und der Eingangswiderstand des Digitalspeicheroszilloskopes ebenfalls 50Ω beträgt, müssen aufgrund der Impedanzanpassung ausschließlich Kabeltypen mit einem Wellenwiderstand von 50Ω verwendet werden. Die Nachteile einer Fehlanpassung wären:

- Leistungsverlust durch reflektierte Leistung
- Verluste bei der Signalübertragung
- Verzerrungen des Frequenzganges einer Kabelverbindung

5.2.1.2 Ausgewählte Kabel

Nach ausgiebiger Suche wurden anhand der oben genannten Kriterien drei unterschiedliche Koaxialkabel ausgewählt, welche für den Teststand in Frage kommen könnten. Die drei Kabeltypen sind:

a) **RG 174** (mit Lemo 00 Twin-Steckern)

Der Koaxialkabeltyp RG-174 wird in **Bild 43** gezeigt und ist ein besonders dünnes 50Ω -Micro-Koaxialkabel, mit einem Gesamtdurchmesser von 2,67 mm und einem Litzen-Innenleiter, der aus $7 \times 0,16 \text{ mm}^2$ Kupferlitzen besteht. Die Schirmung besteht aus einem Geflecht von kupferplattiertem Stahldraht. Das Dielektrikum besteht aus Polyethylen ($\epsilon_r = 2,4$) und der Außenmantel aus Polyvinylchlorid [26].

Laut Datenblatt [26] reicht das Frequenzverhalten bis in den GHz-Bereich. Dementsprechend ist sein Einsatzgebiet auf Platinen oder in Testequipment, aber auch innerhalb von HF-Anlagen und HF-Geräten, üblich.



Bild 43: Koaxialkabel RG-174 mit LEMO 00 Twin-Steckern [23]

b) RG 58 C/U (mit SMA-Steckern)

Das RG 58 C/U Kabel wird in **Bild 44** gezeigt und hat wie das RG-174 einen Wellenwiderstand von 50Ω . Auch dieser Kabeltyp wird zur verlust- und störungsarmen Übertragung von Daten und Signalen im Hochfrequenzbereich verwendet. Es hat einen Gesamtdurchmesser von 4,95 mm und einen Innenleiter-Durchmesser von 0,9 mm. Der Innenleiter besteht aus feindrähtigem, verzinntem Kupfer und der Aussenleiter aus einem verzinnnten Kupfergeflecht. Das Dielektrikum besteht aus Polyethylen ($\epsilon_r=2,4$) und der Außenmantel aus PVC [27].



Bild 44: Koaxialkabel RG 58 C/U [24]

c) RG 402 Semi Rigid (mit SMA-Steckern)

Das RG 402 Semi Rigid Kabel, wie in **Bild 45** gezeigt, ist eine Spezialform eines Koaxialkabels und wird ebenfalls im Hochfrequenzbereich verwendet. Der deutsche Begriff „Halbstarres Kabel“ wird im technischen Sprachgebrauch aber eher selten verwendet [28]. Der Aussenleiter, mit einem Durchmesser von 3,58 mm, ist ein biegbares Rohr das häufig aus Kupfer oder Aluminium besteht. Das Spezielle an diesem Kabel ist, dass es nicht von einer äußeren Isolierung umgeben ist, sondern direkt vom Aussenleiter abgeschlossen wird. Das Dielektrikum besteht aus Teflon (PTFE= Polytetrafluorethylen, $\epsilon_r=2$). Der Innenleiter hat einen Durchmesser von 0,92 mm und besteht aus einer kompakten Ader aus Kupfer welche mit Silber beschichtet wurde. Dies wurde gemacht, um den spezifischen Widerstand der Aderoberfläche zu verringern, welcher infolge des Skin-Effekts den mit Abstand größten Teil des Stromes leitet. Dabei wird vor allem der Umstand ausgenutzt, dass Silber eine höhere elektrische Leitfähigkeit als Kupfer besitzt.



Bild 45: Koaxialkabel RG 402 Semi Rigid [25]

Diese drei gewählten Kabeltypen werden im Folgenden anhand von Messungen auf ihre Übertragungseigenschaften untersucht. Im Anschluss daran wird eine endgültige Auswahl des in Zukunft verwendeten Kabeltyps vorgenommen.

5.2.2 Untersuchungen am Teststand mit Sinusgenerator

5.2.2.1 Einleitung

Wie oben bereits beschrieben, sollte man den bei höheren Frequenzen auftretenden Skin-Effekt nicht vernachlässigen.

In den nächsten Abschnitten werden daher einerseits Berechnungen, aber auch Messungen zu den auftretenden Leitungsverlusten unter Berücksichtigung des Skin-Effektes durchgeführt.

Ein weiteres Problem ist, dass die maximalen Kabellängen der Messkabel für den späteren Messaufbau im Moment noch unbekannt sind und daher nun Abschätzungen getroffen werden müssen. Ausgehend von bereits vorhandenen Messplätzen (d.h. für Szintillator und Photomultiplier) kann aber eine maximale Kabellänge von ca. 6 m angenommen werden, welche auch bei den folgenden Betrachtungen als Annahme angesetzt wird.

5.2.2.2 Analytische Betrachtungen

1.) Bestimmung der Skintiefe (Eindringtiefe)

Um die nachfolgenden Berechnungen und die Sicht auf möglicherweise auftretende Probleme stark zu vereinfachen, wird im Folgenden angenommen, dass das zu berechnende Koaxialkabel nur aus einem massiven Innenleiter besteht. Berechnungen für mehradrige Kabel wären weitaus komplexer und nicht mehr per Hand nachzuvollziehen bzw. zu kontrollieren.

Die allgemeine Formel zur Berechnung der Skintiefe eines Koaxialkabels mit einem massiven Innenleiter lautet [32]:

$$\delta(f, \mu_r, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \sigma}} \quad (14)$$

wobei f die Frequenz ist, μ_r steht für die relative Permeabilitätszahl des Materials, μ_0 ist die Permeabilitätskonstante des Vakuums und σ ist die elektrische Leitfähigkeit des Materials.

Da in diesem Projekt ausschließlich Kupferkabel verwendet werden, wo μ_r und σ konstant sind, vereinfacht sich (14) zu:

$$\delta(f) = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_{r, \text{Kupfer}} \cdot \mu_0 \cdot \sigma_{\text{Kupfer}}}} \quad (15)$$

Die jeweiligen Werte für Kupfer sind dabei:

- $\mu_{r, \text{Kupfer}} = 0,9999936$,
- $\mu_0 = 1,256637 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/Am}$,
- $\sigma_{\text{Kupfer}} = 58 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ (bei 20°C),
- $\rho_{\text{Kupfer}} = 16,78 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$

Nach Einsetzen von (16) in (15) ergibt sich für Kupferkabel folgende allgemeingültige Formel:

$$\delta(f) = 66,0857 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} \quad [m] \quad (17)$$

Die Frequenz, bei der Skin-Effekt einsetzt, lässt sich bestimmen, indem man die Beziehung $\delta(f) = r_1$ in (15) einsetzt:

$$f_{\text{Einsetz}}(r_1) = \frac{1}{(r_1)^2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r, \text{Kupfer}} \cdot \sigma_{\text{Kupfer}}} \quad (18)$$

2.) Bestimmung des wirksamen Leiterquerschnitts und –widerstandes

Bild 46 stellt den Innenleiter bzw. die Seele eines Koaxialkabels im Querschnitt beim Auftreten des Skinneffektes dar. Der schraffierte Aussenring zeigt hierbei die resultierende wirksame Fläche in der ein Stromfluss durch den Stromverdrängungseffekt zustande kommt, wobei δ die Eindringtiefe des Stromes bzw. die Skintiefe darstellt.

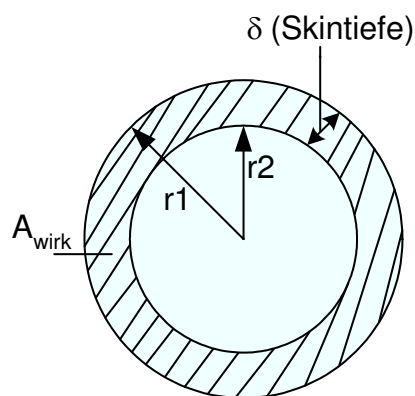


Bild 46: Wirksamer Leiterquerschnitt bei Wirken des Skinneffektes

Mit Hilfe der allgemeinen Formel für die Kreisfläche $A = \pi \cdot r^2$ lässt sich jeweils der wirksame Leiterquerschnitt berechnen. Die wirksame Fläche, genannt A_{wirk} (siehe schraffierter Aussenring in Bild 46), berechnet sich dann wie folgt:

$$A_{\text{wirk}} = A_{\text{Gesamtradius}, r_1} - A_{\text{Innenradius}, r_2} \quad (19)$$

$$A_{\text{wirk}} = (\pi \cdot r_1^2) - (\pi \cdot r_2^2) \quad (20)$$

Mit $r_2 = r_1 - \delta$ ergibt sich:

$$A_{\text{wirk}} = (\pi \cdot r_1^2) - (\pi \cdot (r_1 - \delta)^2) \quad (21)$$

Der nun auftretende Leiterwiderstand, welcher infolge der Verringerung des wirksamen Leiterquerschnitts auftritt, kann nun nach folgender Formel bestimmt werden:

$$R_{\text{wirk}(f)} = \frac{I_{\text{Kabel}} \cdot \rho_{\text{Kupfer}}}{A_{\text{wirk}}} \quad (22)$$

3.) Ersatzschaltbild bzw. schematische Schaltung der Widerstände

In **Bild 47** ist ein Ersatzschaltbild der gesamten Übertragungsstrecke dargestellt. Der Widerstand R_1 beträgt 50Ω und ist hierbei der Innenwiderstand der Spannungsquelle. Der Kondensator in diesem System stellt den kapazitiven Anteil dar, welcher immer auftritt wenn zwei stromdurchflossene Kabel sehr nah beieinander liegen. Die Spule stellt den induktiven Anteil des Kabels dar. Der Widerstand R_2 ist der Eingangswiderstand vom Oszilloskop und beträgt bedingt durch die Systemanpassung ebenfalls 50Ω .

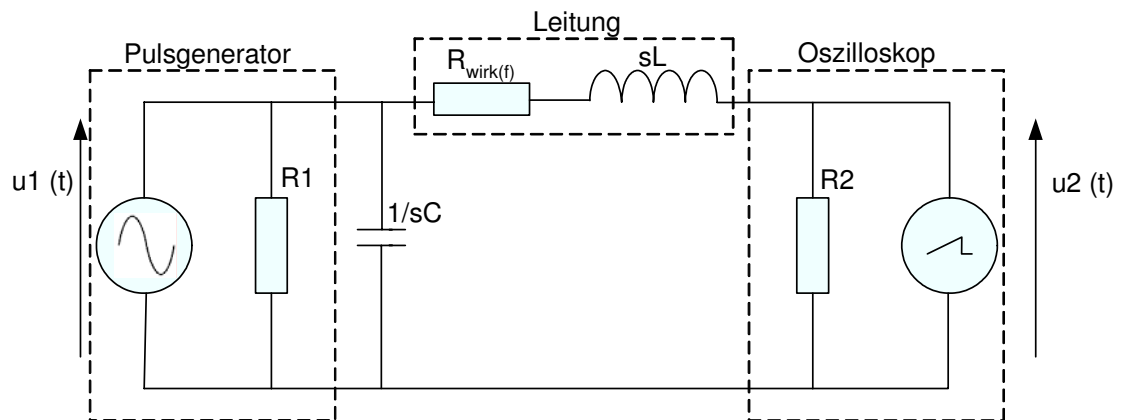
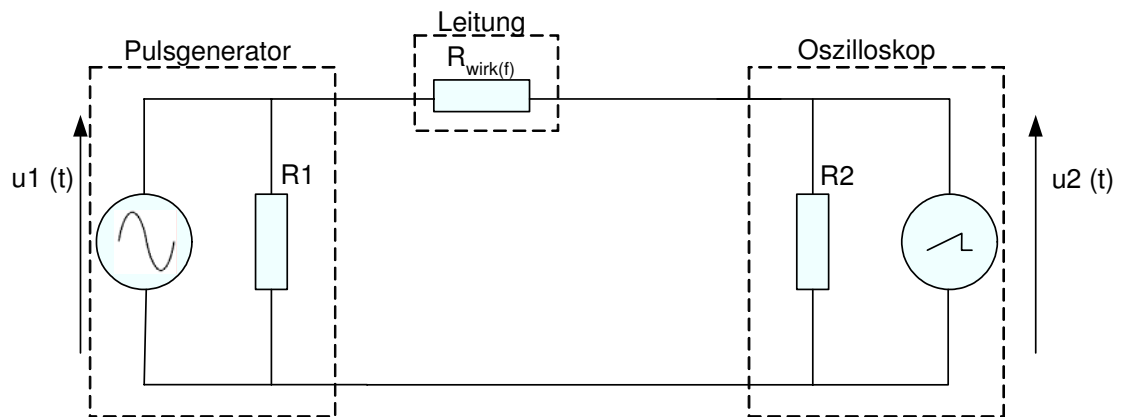


Bild 47: Ersatzschaltbild der Leitungswiderstände ($t=0$)

Im gegenwärtigen Fall geht man nur vom eingeschwungenen Zustand aus, wobei $t \rightarrow \infty$ und deshalb der Laplaceoperator $s=0$ wird. Folglich sind die transienten Komponenten vernachlässigbar und man kann das Schaltbild vereinfacht darstellen, wie in **Bild 48** gezeigt.

Bild 48: Ersatzschaltbild der Leitungswiderstände ($t \rightarrow \infty$)

4.) Berechnung von $u_2(t)$ mit Hilfe eines Spannungsteilers nach obiger Schaltung

In den folgenden Gleichungen wurde eine Übertragungsfunktion aufgestellt, um zu zeigen, wie die Ausgangsspannung von den Eingangskomponenten abhängt. Zunächst wurde eine Verhältnisgleichung aufgestellt und anschließend nach $u_2(t)$ umgestellt:

$$\frac{u_2(t)}{u_1(t)} = \frac{R_2}{R_2 + R_{\text{wirk}(f)}} \rightarrow u_2(t) = \frac{R_2}{R_2 + R_{\text{wirk}(f)}} \cdot u_1(t) \quad (23)$$

5.) Berechnete Werte für ein Beispielkabel

Der steigende Spannungsabfall, in Abhängigkeit von der Pulsweite und dem damit auftretenden Skineneffekt, soll hier an einem Beispiel im Detail gezeigt werden.

Die folgenden Berechnungen wurden dabei für ein 6 m langes Koaxialkabel vom Typ RG 402 Semi Rigid (Innenleiterradius= 0,46 mm) durchgeführt, wobei die übertragende Spannungsamplitude 100% entspricht. Es wurden 6 Beispiel-Pulsweiten, d.h. 10 ns, 1 ns, 200 ps, 100 ps, 10 ps und 5 ps zur Berechnung ausgewählt. In der folgenden Tabelle sind die berechneten Ergebnisse, welche mit Hilfe der Gleichungen (14) – (23) bestimmt wurden, dargestellt. Die resultierende Spannung $U_2(f)$ wird in Prozent von der Eingangsspannung angegeben.

Tabelle 1: Berechnungen zum Spannungsabfall für Kabel RG 402 unter Berücksichtigung des Skineffekts

Pulsweite	Skintiefe δ	Fläche A_{wirk}	Widerstand R_{wirk}	$U_2(f)$ [%]
$t_1 = 10 \text{ ns} \triangleq f_1 = 100 \text{ MHz}$	0,0066 mm	$0,01893 \text{ mm}^2$	5,3185 Ω	90,385 %
$t_2 = 1 \text{ ns} \triangleq f_2 = 1 \text{ GHz}$	0,00208 mm	$0,005998 \text{ mm}^2$	16,785 Ω	74,866 %
$t_3 = 200 \text{ ps} \triangleq f_3 = 5 \text{ GHz}$	0,000934 mm	$0,002696 \text{ mm}^2$	37,344 Ω	57,244 %
$t_4 = 100 \text{ ps} \triangleq f_4 = 10 \text{ GHz}$	0,00066 mm	$0,0019 \text{ mm}^2$	52,989 Ω	48,844 %
$t_5 = 10 \text{ ps} \triangleq f_5 = 100 \text{ GHz}$	0,000208 mm	$0,000601 \text{ mm}^2$	167,52 Ω	22,985 %
$t_6 = 5 \text{ ps} \triangleq f_6 = 200 \text{ GHz}$	0,0001477 mm	$0,000427 \text{ mm}^2$	235,78 Ω	17,495 %

Man sieht, dass sich mit Verringerung der Pulsweite der wirksame, stromdurchflossene Leiterquerschnitt verkleinert. Ergebnis ist der steigende Leitungswiderstand mit dem daraus resultierenden, vergrößerten Spannungsabfall.

Eine zusätzliche Information zeigt folgendes Rechenbeispiel. Nach Einsetzen des Leiterradius in Gl. (18) ergibt sich folgende Frequenz für den Beginn bzw. das Einsetzen des Skin-Effektes bei diesem Kabeltyp:

$$f_{\text{Einsetz}} = \frac{1}{(0,92 \text{ mm})^2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r, \text{Kupfer}} \cdot \sigma_{\text{Kupfer}}} = 5,159 \text{ kHz} \quad (24)$$

Es kann also gesagt werden, dass sich bis zu dieser Frequenz der wirksame Leiterquerschnitt nicht verringert, d.h. der Skin-Effekt ist noch nicht wirksam.

Ausgehend von den oberen Ergebnissen, kann man zusammenfassend folgende, resultierende Wirkungskette erstellen (a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow d):

- a) mit steigender Frequenz des Signals verringert sich, infolge des auftretenden Skin-Effektes, die Eindringtiefe δ des Stromes
- b) je geringer die Eindringtiefe δ des Stromes, desto geringer der wirksame Leiterquerschnitt A_{wirk}

- c) mit einer Verringerung des wirksamen Leiterquerschnitts A_{wirk} , erhöht sich der Leitungswiderstand R_{wirk}
- d) je höher der Leitungswiderstand R_{wirk} , desto geringer die Spannung am Ausgang $u_2(t)$ bzw. desto höher ist der Spannungsabfall

5.2.2.3 Messungen

Ausgehend von den Ergebnissen im letzten Abschnitt, werden in diesem die drei ausgewählten Koaxialkabel aus 5.2.1.2 vermessen und mit den theoretischen Betrachtungen verglichen. Folgende Annahmen bzw. Festlegungen wurden dabei für die Messungen getroffen:

- wie in 5.2.2.1 gezeigt, beträgt die Länge der zu testenden Kabel $l = 6 \text{ m}$,
- die Ausgangsspannung des Sinusgenerators beträgt $U = 2,7 \text{ V}$ und es wurden *keine* Dämpfungsglieder installiert,
- wie in 5.2.1.1 erläutert, wird das System anhand des Wellenwiderstandes der Koaxialkabel angepasst.

Ausgehend von den theoretischen Betrachtungen in Kapitel 5.2.2.2 zeigt Bild 49 den theoretischen und gemessenen Spannungsverlauf für ein Beispielkabel, d.h. des RG 402 Semi-Rigid-Kabels, in Abhängigkeit von der Frequenz. Die theoretischen Werte wurden dabei mit Hilfe der Gleichungen (14) – (23) bestimmt.

Im Idealfall sollte bei einer Frequenzerhöhung die Spannungsamplitude am Eingang und am Ausgang des Kabels identisch sein, welches durch die türkisfarbene Linie im Diagramm gekennzeichnet ist. Man kann erkennen, dass die gemessenen und analytischen Werte sehr gut miteinander übereinstimmen. Eine sichtbare, jedoch sehr geringe Abweichung beider Kurven lässt sich durch Ungenauigkeiten in der Messkette erklären. Der Hauptteil der Ungenauigkeiten kann in diesem Fall auf Ablesefehler beim Oszilloskop zurückgeführt werden, da die Werte auf dem Oszilloskop teilweise sehr stark schwankten.

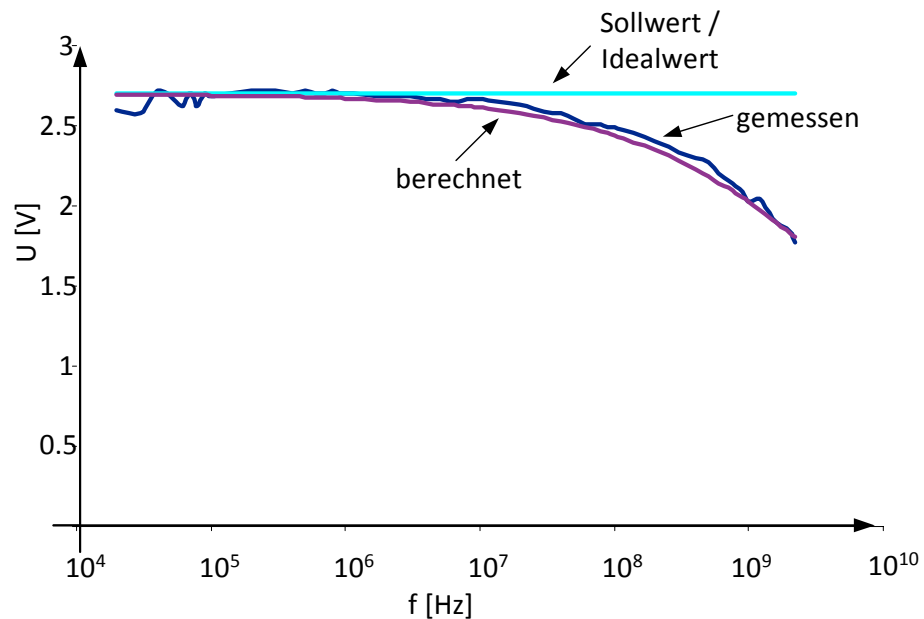


Bild 49: Verlauf der theoretischen und gemessenen Spannung $U_2 = f(f)$ für Koaxialkabel RG 402

Das Diagramm, was in **Bild 50** dargestellt ist, zeigt den Verlauf der resultierenden Spannung $u_2(t)$ der drei ausgewählten Kabel in Abhängigkeit von der Frequenz als logarithmische Darstellung. Der ideale Sollwert ist wieder durch die türkisfarbene Linie gekennzeichnet.

Die grüne Kurve entspricht dem RG 174 und man sieht ein gleichbleibendes Verhalten bis zu einer Frequenz von etwa 10 MHz. Darüber hinaus ist ein deutliches Absinken des Spannungssignals zu erkennen, d.h. ab diesem Wert beginnt eine Dämpfung der Spannung. Da die übertragene Spannung im oberen Frequenzbereich d.h. bei etwa 2 GHz nur noch etwa 20% des Eingangssignals entspricht, ist dieser Kabeltyp für dieses Projekt ungeeignet und wird daher keine weitere Verwendung finden.

Das RG 58C/U und das RG 402 zeigen bis etwa 500 MHz in ihrem Übertragungsverhalten ein sehr ähnliches Verhalten. Jedoch sieht man ab dieser Frequenz wie beide Kurven bei einer weiteren Zunahme der Frequenz immer stärker von einander abweichen. Wie im Diagramm ersichtlich, zeigt das RG 58C/U hierbei die schlechteren Ergebnisse. Ein Ergebnis daraus ist, dass man im unteren Frequenzbereich, d.h. bis ca. 500 MHz, beide Kabel verwenden kann. In höheren Bereichen sollte jedoch nur das RG 402 in Betracht gezogen werden.

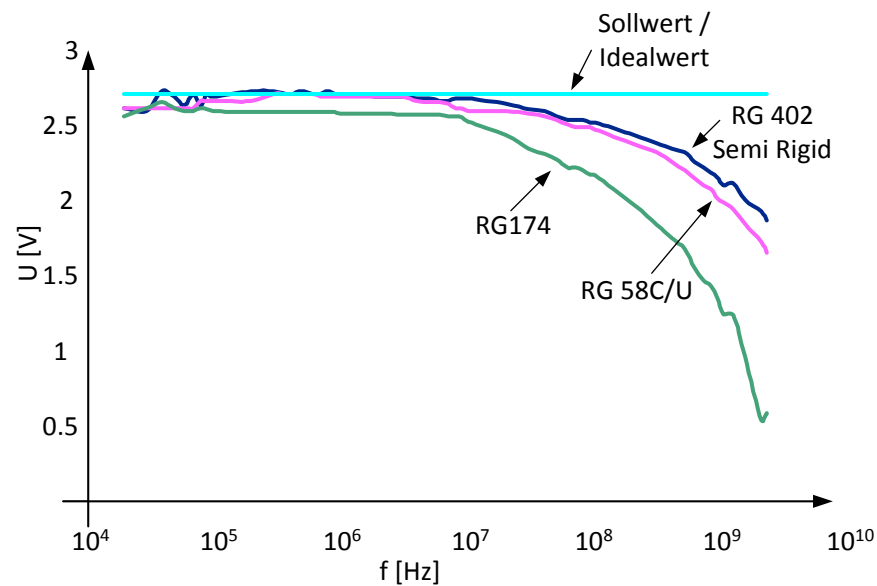


Bild 50: Verlauf der Spannung mit Sinusgenerator (gemessen)

5.2.3 Untersuchungen am Teststand mit Pulsgenerator

5.2.3.1 Messungen zur Pulsdauer

Um die Frequenzabhängigkeit der Impulsübertragung der verschiedenen Kabel zu untersuchen, werden im Folgenden zwei Fälle betrachtet. Im ersten Fall wird am Pulsgenerator ein Rechteckimpuls mit einer Pulsdauer von 1 ns eingestellt und im zweiten Fall ein Rechteckimpuls mit 100 ps. Die Spannungsamplitude am Pulsgenerator beträgt 10 V, wobei mit entsprechenden Attenuatoren (Dämpfungsgliedern), wie in (13) berechnet, eine Ausgangsspannung von 2,5 V eingestellt wurde.

Bild 51 zeigt die Messungen der drei ausgewählten Kabelarten bei einem Rechteckimpuls mit einer Pulsdauer von 1 ns. Es ist sehr gut zu erkennen, dass der Spannungsverlauf, d.h. die Anstiegs- und Abfallzeit, sowie die Spannungsamplitude vom RG 402 und vom RG 58 C/U nahezu identisch sind und es somit nur geringe Unterschiede in diesem Frequenzbereich zwischen beiden Kabeltypen gibt. Lediglich ein kleiner Unterschied zugunsten des RG 402 ist in der Maximal-Amplitude sichtbar. Da diese Abweichung aber bei niedrigen Frequenzen stattfindet, ist davon auszugehen, dass dieses Verhalten durch den erhöhten Leitungswiderstand des RG 58 C/U bei 6 m Kabellänge hervorgerufen wird und somit bei kürzeren Längen geringer ausfallen dürfte.

Bei dem RG 174 fallen dagegen sofort die flacheren Anstiegs- und Abfallzeiten auf, welche auf eine starke Dämpfung des Signals speziell bei hohen Frequenzen schließen lassen und somit die Ergebnisse in Bild 50 bestätigen. Auch die geringere Spannungsamplitude lässt auf ein schlechteres Übertragungsverhalten in diesem Frequenzbereich schließen.

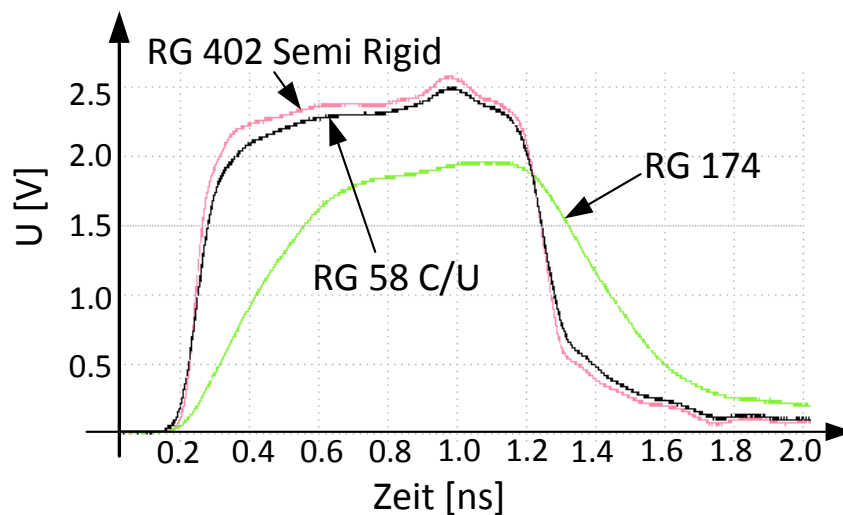


Bild 51: $U=f(t)$ - Diagramm verschiedener Kabel (Rechteckimpuls 1 ns)

Im **Bild 52** wurde eine identische Messung wie in **Bild 51** durchgeführt, d.h. die verwendeten Kabeltypen und -längen blieben konstant. Im Gegensatz zum oben untersuchten Fall, wurde diesmal am Pulsgenerator jedoch ein Rechteckimpuls mit einer Pulsdauer von 100 ps eingestellt, um herauszufinden welcher Kabeltyp speziell in diesen hohen Frequenzbereichen noch geeignet ist, die Eingangssignale sauber zu übertragen.

Es zeichnet sich hier ganz deutlich ab, dass in diesem Frequenzbereich das RG 402 die höchste Spannungsamplitude behält und somit auch den Eingangsimpuls besser wiedergibt. Das RG 58C/U, welches bei einer Pulsdauer von 1 ns nur geringe Unterschiede zum RG 402 zeigte, hat hier jetzt einen stärkeren Einbruch der Spannungsamplitude zu verzeichnen. Wie von der oberen Messung schon zu erwarten, zeigt auch hier das RG 174 die schlechtesten Ergebnisse. Die Amplitude der Ausgangsspannung beträgt nur noch etwa 0,3 V (bei 2,5 V am Eingang). Wie schon in **Bild 51** zu sehen, zeigt sich auch hier wieder eine starke Dämpfung der Anstiegs- und Abfallzeiten.

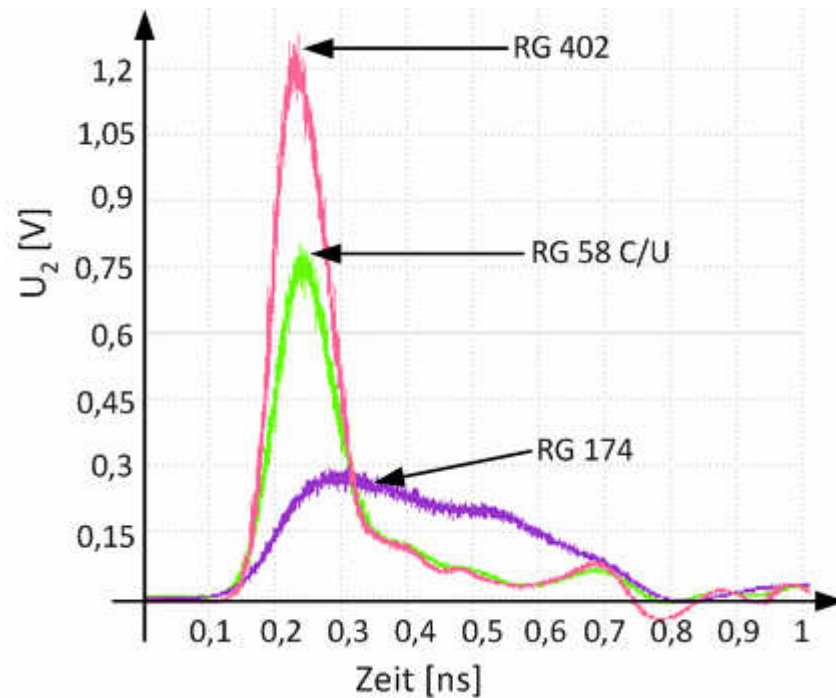


Bild 52: $U = f(t)$ - Diagramm verschiedener Kabel (Rechteckimpuls 100 ps)

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass es bei Pulsdauern bis zu 1 ns keinen großen Unterschied macht, ob man das Koaxialkabel RG 402 oder das RG 58 C/U verwendet, da beide ähnlich gute Ergebnisse liefern. Das RG 174 kann man jedoch zur Weiterverwendung ausschließen, da der starke Spannungsabfall und auch die starke Dämpfung eine saubere Signalübertragung nicht zulassen würde.

Eine weitere Messung bei einer Pulsdauer von 100 ps ergab, dass das RG 402 Semi Rigid Kabel gerade bei 6 m Kabellänge bessere Übertragungseigenschaften besitzt als das RG 58C/U, da der Spannungsabfall geringer ausfällt.

Ausgehend von diesen Ergebnissen wurde festgelegt, dass in weiteren Messungen nur noch das RG 402 Semi Rigid Kabel verwendet wird.

5.2.3.2 Messungen zur Kabellänge

Neben der Auswahl des Kabeltyps spielt allerdings auch noch die verwendete Länge des Messkabels eine wichtige Rolle. Da man jedoch noch nicht exakt festlegen kann bzw. weiß wie lang die Messkabel am späteren Messstand sein werden, sind Messungen die den Einfluss der Kabellänge auf die Signalqualität untersuchen von fundamentaler Bedeutung.

Bild 53 zeigt eine Messung mit dem RG 402 Semi Rigid Kabel, bei denen 4 verschiedene Längen angenommen wurden, d.h. direkter Anschluß $l=0\text{m}$, $l=2\text{m}$, $l=4\text{m}$ und $l=6\text{m}$. Der Pulsgenerator wurde in allen Messungen so eingestellt, dass er einen Rechteckimpuls mit einer Pulsdauer von 100 ps und einer Amplitude von $2,5\text{ V}$ liefert. Es ist zu erkennen, dass bei einer Vergrößerung der Kabellänge die Spannungsamplitude mit etwa $0,35\text{ V}$ pro 2 m nahezu linear sinkt. Bei der kürzesten Verbindung beträgt die Amplitude der Ausgangsspannung noch $2,3\text{ V}$ und bei der längsten Verbindung (6 m) noch etwa $1,25\text{ V}$. Dies ist eine direkte Folge des zunehmenden, frequenzabhängigen Leitungswiderstandes, welcher linear zur Länge des Übertragungskabels steigt. Ein höherer Leitungswiderstand ruft folglich einen höheren Spannungsabfall hervor, woraus resultiert, dass nur noch ein geringerer Teil des eigentlichen Spannungswertes übertragen wird.

Als Ergebnis kann man sagen, dass es optimal wäre, auf kürzeste Kabellängen zu achten, was aber leider nicht in allen Fällen möglich ist.

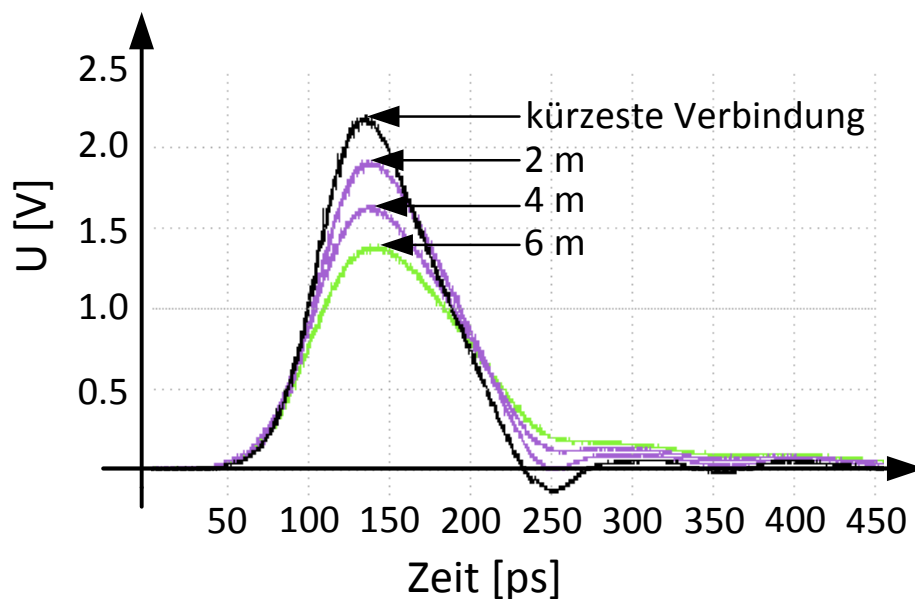


Bild 53: $U=f(t)$ - Diagramm mit RG 402 (Rechteckimpuls 100 ps)

Darüber hinaus kann man in **Bild 53** erkennen, dass es sich bei der Antwort der 6m -Verbindung weder um ein reines Rechtecksignal noch um ein reines Sinussignal handelt. Vielmehr kann diese Kurve als eine Überlagerung mehrerer verschiedener Frequenzen gesehen werden. Die dominante Frequenz dieses Signals ist zwar

unbekannt, aber man weiss, dass es zwischen dem Rechtecksignal und dem Sinussignal liegen muss. Wenn man ausgehend von **Bild 53** annimmt, dass das Sinussignal eine Pulsdauer von 200 ps, und das Rechtecksignal eine Pulsdauer von 100 ps hat, erhält man als Ergebnis, dass die dominante Frequenz zwischen 5 GHz und 10 GHz liegen muss.

In Tabelle 1 kann man nun sehen, dass ausgehend von theoretischen Betrachtungen, die resultierende Spannung im Bereich von 1,4311 V und 1,2211 V liegen muss, und somit sehr gut mit dem gemessenen Wert in Diagramm **Bild 53** überein stimmt.

5.2.4 Zusammenfassung der Kabelbestimmung

Als Ergebnis der Literaturrecherche kann man sagen, dass speziell im GHz-Bereich ausschließlich Koaxialkabel verwendet werden sollten, da bei unzureichender Schirmung das Wirkprinzip ähnlich einer Antenne ist, was sich negativ auf die elektrischen Übertragungseigenschaften auswirkt.

Im Allgemeinen kann man schlussfolgern, dass ein geeignetes Messkabel folgende Eigenschaften haben muss:

1. Da stromführende Kabel aufgrund ihres Leitungswiderstandes, welcher proportional zur Länge ist, immer einen Spannungsabfall hervorrufen, sollte, um den Spannungsabfall über dem Kabel möglichst gering zu halten, stets auf kürzeste Kabellängen geachtet werden.
2. Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Pulse werden sich bei zu hoher Eigendämpfung des verwendeten Kabels stark verlängern. Deshalb sollte das Kabel mit dem geringsten Dämpfungsfaktor eingesetzt werden.
3. Eine starke Verzerrung des eigentlichen Rechtecksignals ist häufig ein Resultat unzureichender Schirmung des Kabels.

Ausführliche Messungen an drei ausgewählten Hochfrequenz-Koaxialkabeln zeigen, dass gerade bei einer Messleitungslänge von 6 m das RG 402 Semi Rigid-Kabel in den Frequenzbereichen >5 GHz eingesetzt werden sollte, da es gegenüber den anderen beiden untersuchten flexiblen Kabeln dort eine geringere Dämpfung zeigt und insgesamt eine bessere Signalabbildung hat. Das RG 58C/U kann zwar auch

in diesem Frequenzbereich benutzt werden, aber es sollte auf kurze Leitungswege (d.h. <1 m) geachtet werden, wo die Kabeldämpfung noch nicht zu stark ausgeprägt ist. Die geringeren Kosten dieses Kabels gegenüber dem RG 402 sprechen bei diesen Anwendungsfällen für die Verwendung des RG 58C/U. Das RG 174 sollte in diesem Projekt nicht verwendet werden, da die Dämpfung im GHz-Bereich einfach zu groß ist und sich auch keine Vorteile gegenüber dem RG 58C/U zeigen.

Außerdem wurde in diesem Kapitel gezeigt, dass die berechneten Werte des RG 402 sehr gut mit den gemessenen Werten übereinstimmen, was zukünftige Betrachtungen vereinfachen wird. Obwohl die verwendeten Signalgeneratoren von der Frequenz her nach oben limitiert sind, kann man durch die Berechnungen z.B. Trends bei noch höheren Frequenzen vorhersagen.

Bei Pulslängen von beispielsweise 0.5 ps, was einem realen Laser-Bunch entsprechen würde, ergäbe sich für diese Pulsdauer nur ein erreichter Spannungsendwert von etwa 17 % vom Ausgangswert für das RG 402. In diesem Frequenzbereich müsste das Übertragungsverhalten des RG 402 Semi Rigid Kabels weiter untersucht werden, da nicht bekannt ist, ob das zu übertragene Signal zu klein zum erfassen ist bzw. das resultierende Signal überhaupt noch brauchbar zum Auswerten ist. Falls dieser Spannungswert zu klein ist, müsste man untersuchen, ob der derzeitige Markt Kabel anbietet, die für die Signalübertragung im hohen GHz-Bereich besser geeignet sind als das, in diesem Projekt untersuchte, RG 402 Semi Rigid Kabel.

5.3 Messung der Signalübertragung im Wirescanner

In diesem Abschnitt soll die gesamte Messstrecke innerhalb des Wirescanners untersucht werden. Dabei liegt der Fokus auf der Verbindung an der Gabel bzw. an den Klemmsteinen, der Edelstahlleitung und der Vakuumdurchführung. Es wird analysiert welche Komponente die Spannung bei der Übertragung dämpft bzw. einen negativen Einfluss auf die Signalübertragung hat. Im folgenden **Bild 54** ist ein Wirescanner im Querschnitt dargestellt, in dem man die gesamte Messstrecke von der Gabel bis hin zur Vakuumdurchführung sehen kann.

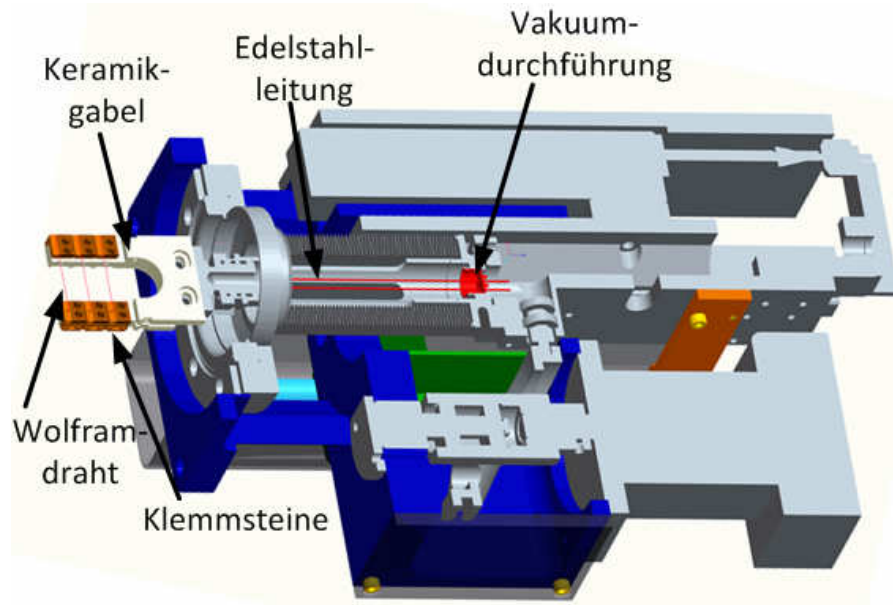


Bild 54: Querschnitt eines Wirescanners

Die Schwerpunkte des Übertragungssystems liegen hier bei den Klemmsteinen, der Edelstahlleitung sowie der Vakuumdurchführung, wobei zwischen den Klemmsteinen und der Edelstahlleitung das RG 402 Semi Rigid Kabel als Verbindungselement montiert wurde. Da zwischen den beiden sich gegenüberliegenden Klemmsteinen im realen Beamrohr im Beschleuniger ein Spannungsabfall auftritt, wurde hier der Innenleiter des Koaxialkabels am oberen Klemmstein und der Aussenleiter bzw. der Schirm am unteren Klemmstein angeschlossen, um so ein elektrisches Potential zu simulieren.

In der folgenden Testmessung wurde mit Hilfe des Sinusgenerators ein Spannungsimpuls mit einer variablen Frequenz und einer Spannungsamplitude von 2,7 V an die Klemmsteine der Gabel angelegt.

Zwei verschiedene Messungen wurden durchgeführt und die Ergebnisse können in **Bild 55** gesehen werden. In der Ersten wurden Messungen für die Dämpfung bei steigender Frequenz von den Klemmsteinen durchgeführt. Im Gegensatz dazu wurde bei der zweiten Messung die Übertragungseigenschaft von den Klemmsteinen bis zur Vakuumdurchführung, wie in **Bild 54** gezeigt, untersucht.

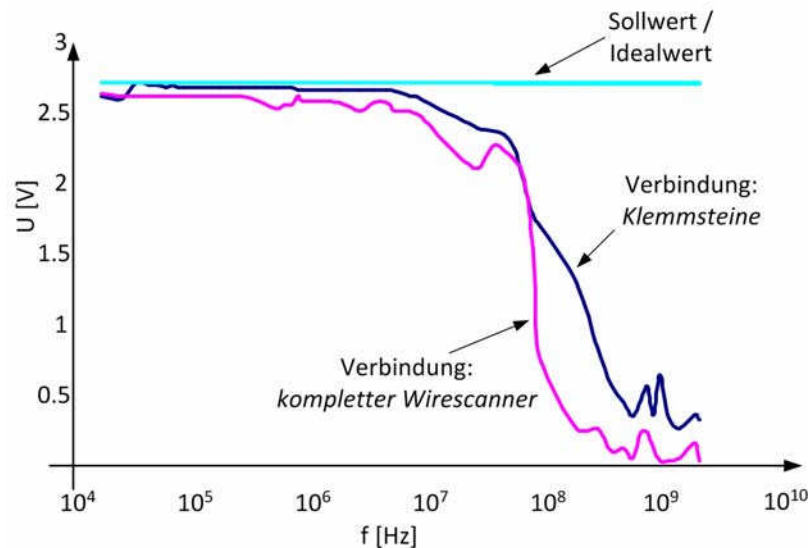


Bild 55: Signalübertragung an der Gabel und der Vakuumdurchführung

Es ist zu erkennen, dass beide Kurven bis etwa 10 MHz nahezu keine Dämpfung zeigen und selbst bis 50 MHz einen nahezu ähnlichen Verlauf haben, was bedeutet, dass die Dämpfung in diesem Bereich überwiegend von den Klemmsteinen ausgeht. Erst darüber hinaus fangen beide Messungen an deutliche Unterschiede zu zeigen.

Bei der Kurve der Klemmsteinverbindung wird erkennbar, dass ab ca. 50 MHz das Signal zwar stark abnimmt bzw. gedämpft wird, der Verlauf jedoch annähernd linear ist, bis es seinen Endwert bei etwa 0,5 V bei 1 GHz erreicht. Beim Verlauf der Kurve der kompletten Wirescannerverbindung wird deutlich, dass das Signal ab ca. 50 MHz abrupt zusammenbricht und ab etwa 200 MHz die Dämpfung so stark ist, dass nahezu keine Signalübertragung stattfindet. Es wird vermutet, dass sich die Edelstahlleitung ab diesen Frequenzen wie eine Antenne verhält und darüber hinaus der Skineneffekt sehr dominant wird.

Eine weitere Messung im Bereich von 10 GHz ist hier nicht mehr notwendig, da die Ergebnisse der gezeigten Messung für eine Aussage völlig ausreichend sind. Zusammenfassend kann daher gesagt werden, dass die aktuelle Konstruktion des Wirescanners für Signalübertragungen im GHz-Bereich vollkommen ungeeignet sind. Ausgehend von den Ergebnissen konnte auch gezeigt werden, dass nicht nur die Klemmsteinverbindung einen starken Einfluss auf die Signaldämpfung hat, sondern die komplette Wirescannerverbindung für solche Frequenzen angepasst werden muss.

5.4 Messungen am Logarithmusverstärker (mit Sinusgenerator)

Wie in Kapitel 3.2.2 gezeigt wurde, können Logarithmusverstärker genutzt werden, um das Verhältnis von Rauschsignalen zu gewünschten Signalen zu vergrößern bzw. um die Spannung des Messsignals zu verstärken und es somit besser vom parasitären Rauschsignal unterscheiden zu können.

Dieses Kapitel macht nun in diesem Zusammenhang Untersuchungen von einem Logarithmusverstärker vom Typ AD8318, welcher in Bild 26 dargestellt ist.

Bei der ersten Messung wird die Frequenz der Sinusschwingung fest eingestellt und beträgt 500 MHz, während die Eingangsspannung beginnend von 2 μ V bis 1 V erhöht wird. Die resultierende Messkurve wird in **Bild 56** gezeigt, welche den Arbeitsbereich des Logarithmusverstärkers, sowie die Ausgangsspannung (in V) in Abhängigkeit von der Eingangsspannung (in dBV), kenntlich zu machen.

Die Eingangsspannungen $U_{ein}[V]$ wurden dabei mit Hilfe folgender Formel in logarithmische Spannungswerte $U_{ein}[dBV]$ umgewandelt:

$$U_{ein}[dBV] = 20 \cdot \log(U_{ein}[V]) \quad (25)$$

Während die rote Linie den theoretisch optimalen Verlauf der Kennlinie des AD8318 kennzeichnet, zeigt die dunkelblaue Linie den tatsächlichen Arbeitsbereich. Wie man erkennen kann, liegt der optimale Arbeitsbereich des AD8318 im Bereich von etwa -70 dBV bis -10 dBV, bzw. hier besitzt die Kurve einen linearen Anstieg. Außerhalb dieser Grenzwerte liegt keine Linearität mehr vor, weshalb vermieden werden sollte, den AD8318 außerhalb seines Arbeitsbereiches zu betreiben.

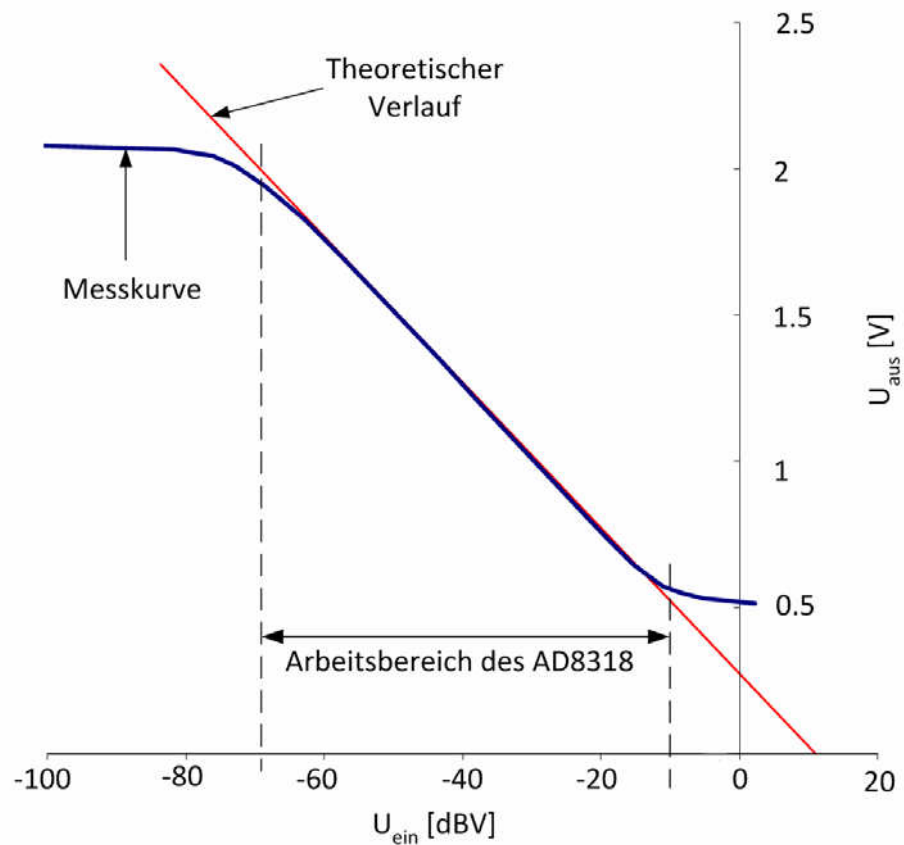


Bild 56: Kennlinie des Log. Amp's AD8318 mit Arbeitsbereich

Eine weitere Messung ist in **Bild 57** dargestellt und zeigt die Arbeitskennlinie des AD8318 in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz. Die Frequenz des Signals wird dabei im Bereich von 500 MHz bis 2,2 GHz variiert.

Daraus lässt sich entnehmen, dass sich der Arbeitsbereich mit steigender Frequenz leicht nach links verschiebt. Dies bedeutet im Endeffekt, dass sich bei einer Erhöhung der Frequenz des Eingangssignals bei konstanter Eingangsspannungsamplitude, die Ausgangsspannung leicht absinkt.

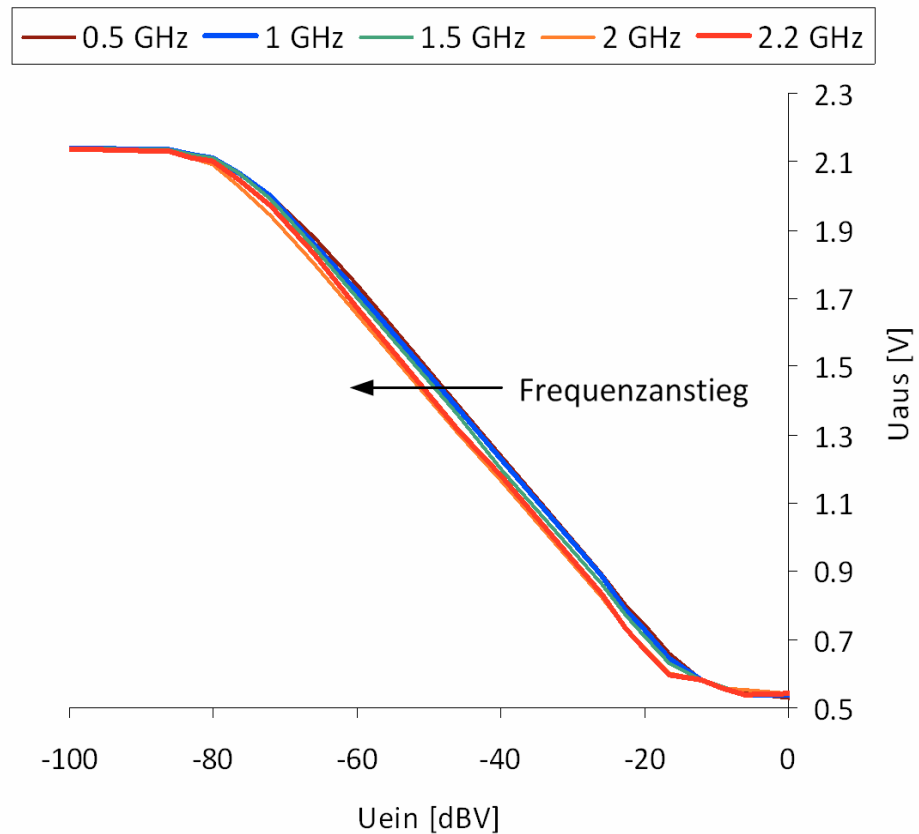


Bild 57: Einfluss verschiedener Frequenzen beim Betrieb des AD8318

Wie in Kapitel 3 erwähnt wird, handelt es sich bei dem tatsächlichen Signal des Beschleunigers nicht nur um eine einzelne Frequenz, sondern um eine Überlagerung von Signalen mehrerer Frequenzen. Aus diesem Grund stellt sich nun die Frage, ob man aus der gewonnenen Ausgangsspannung überhaupt Rückschlüsse auf die vorhandene Frequenz des Signals schließen kann und ob es möglich ist Rückschlüsse auf die verschiedenen Spannungsamplituden zu geben.

Anhand der Kennlinie in **Bild 57** kann man aber deutlich erkennen, dass die Ausgangsspannung nur auf die Amplitude der Eingangsspannung reagiert, aber (fast) nicht auf dessen Frequenz.

Darüber hinaus scheint die Trägheit des Logarithmusverstärkers auch noch problematisch zu sein. Laut Datenblatt ist der Arbeitsbereich zwar von 1 MHz bis maximal 8 GHz angegeben, aber die Reaktionszeit liegt mit 10 ns deutlich darüber. Daraus ergibt sich die Tatsache, dass zeitlich gesehen sehr viele Bunche periodisch hintereinander kommen müssten, damit sie für den Logarithmusverstärker

überhaupt „sichtbar“ sind. Die Messung von einzelnen Bunches ist somit nicht möglich, da sie der Logarithmusverstärker nicht detektieren kann.

Aufgrund all dieser Überlegungen bzw. Probleme wurde der Entschluss gefasst, den möglichen Lösungsweg unter Verwendung eines Logarithmusverstärkers vorerst nicht weiter zu verfolgen.

5.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden mit Hilfe des entworfenen Teststandes alle Komponenten getestet, die für eine direkte Drahtauslese von Bedeutung sind.

Aufgrund einer ausführlichen Literaturrecherche konnte gezeigt werden, dass Koaxialkabel für den Hochfrequenzbereich sehr gut geeignet sind. Verschiedene Messungen haben aber darüber hinaus ergeben, dass es speziell für die vorgegebene Kabellänge von 6 m in diesem Bereich von grundlegender Bedeutung ist, welcher Kabeltyp für die Signalübertragung verwendet wird. In diesem Falle schnitt das RG402 Semi Rigid Kabel in den Punkten Dämpfungsfaktor, Grenzfrequenz und Schirmwirkung am besten ab und wird daher in diesem Projekt weiter verwendet. Die anderen beiden untersuchten Koaxialkabeltypen, d.h. der RG58C/U und der RG174, können für diese Anwendung aufgrund schlechterer Werte nicht verwendet werden. Durchgeführte Berechnungen stimmten dabei sehr gut mit den gemessenen Werten überein und verdeutlichen noch einmal die starke Frequenzabhängigkeit des zu übertragenden Signals bedingt durch den Einfluss des bei Hochfrequenz entstehenden wirkenden Skineffekts.

Anschließend wurde die Pulsübertragung an den momentan verwendeten Klemmverbindungen der Gabel, sowie an der Vakuumdurchführung genauer untersucht. Hier zeigten die Messungen ungenügende Ergebnisse, da die Dämpfung des Signals schon ab Frequenzen größer 50 MHz sehr stark ist, was vermutlich auf die schlechten Übertragungseigenschaften der genannten Komponenten zurückzuführen ist. Eine Neukonstruktion der Klemmverbindung sowie die Verwendung von Hochfrequenzvakuumdurchführungen könnten hier für große Verbesserungen sorgen.

Die letzten Untersuchungen in diesem Kapitel beschäftigen sich mit der Verwendung eines Logarithmusverstärkers zur Signalmodifikation.

Es konnten vor allem zwei Ergebnisse festgestellt werden:

- 1) Der Log.-Verstärker kann die Verhältnisse von großen zu kleinen Amplituden stark vergrößern, wobei das Ausgangssignal immer eine reine Gleichspannungskomponente ist. Da es sich bei dem tatsächlichen Signal des Beschleunigers jedoch um eine Überlagerung mehrerer Signale mit unterschiedlichen Amplituden handelt, ist es mit dieser Schaltung unmöglich die jeweiligen Amplituden der einzelnen Signalkomponenten zu ermitteln.
- 2) Eine zweite Messreihe untersuchte das Verhalten des Log.-Verstärkers bei unterschiedlichen Frequenzen. Es konnte gezeigt werden, dass bei konstanter Eingangsamplitude die Ausgangsamplitude leicht sank bei steigender Frequenz. Analog zu Punkt 1) kann auch hier geschlossen werden, dass man überhaupt keine Rückschlüsse auf die vorhandene Frequenz des Eingangssignals schließen kann, sei es bei einem einzelnen Signal oder bei einer Überlagerung von Signalen mit mehreren Frequenzen.
- 3) Da die Laser-Bunche nur alle $1 \mu\text{s}$ kommen und eine maximale Dauer von etwa 500 fs haben, scheint es sehr unwahrscheinlich dass aufgrund der langen Trägheit bzw. Reaktionszeit des Log.-Verstärkers die Bunche überhaupt detektiert werden können.

Aufgrund der erhaltenen Messergebnisse wurde entschieden, dass die Verwendung eines Logarithmusverstärkers zur Signalauswertung nicht weiter verfolgt werden sollte.

6 Verbesserungsvorschläge und zukünftige Arbeiten

6.1 Einleitung

Wie in Kapitel 5 gezeigt wurde, ist es notwendig, dass a) einige aktuell eingebaute Komponenten des Wirescanners umkonstruiert werden müssen und b) die Signalauswertung überarbeitet werden muss, sodass das ganze System für eine Signalübertragung im GHz-Bereich geeignet ist. Aufgrund der begrenzten Zeit dieser Bachelorarbeit konnten aber nicht alle Punkte bis zum Ende gebracht werden. Aus diesem Grund gibt dieses Kapitel nun einen Überblick über sinnvolle Verbesserungsvorschläge und notwendige zukünftige Arbeiten.

6.2 Verbesserungsvorschläge für den Wirescanner

6.2.1 Gabel des Wirescanners

Um die Verluste, welche bei der Signalmessung und -übertragung infolge fehlender Schirmung verursacht werden, zu verringern, war es notwendig ein neues Gabeldesign zu entwerfen. **Bild 58** zeigt nun eine mögliche Neukonstruktion der Keramikgabel mit dessen elektrischen Anschlüssen. Es wurde sehr darauf geachtet die Schirmung des RG 402 so weit wie möglich mitzuführen, um Signalverluste so gut es geht zu verringern. Darüber hinaus wird das eine Ende des Drahtes direkt mit der Innenseite des Koaxialkabels verbunden, während das andere Ende direkt mit dessen Schirm verbunden wird. Die Übertragung des Signals über Klemmsteine wird somit vermieden und sollte das Frequenzverhalten stark verbessern.

Durch die Zusammenarbeit mit anderen Gruppen, wurde der Messdraht nun über Umlenkrollen in einem Winkel von 30° zueinander angeordnet, um noch bessere Aussagen über die Strahlposition zu erhalten.

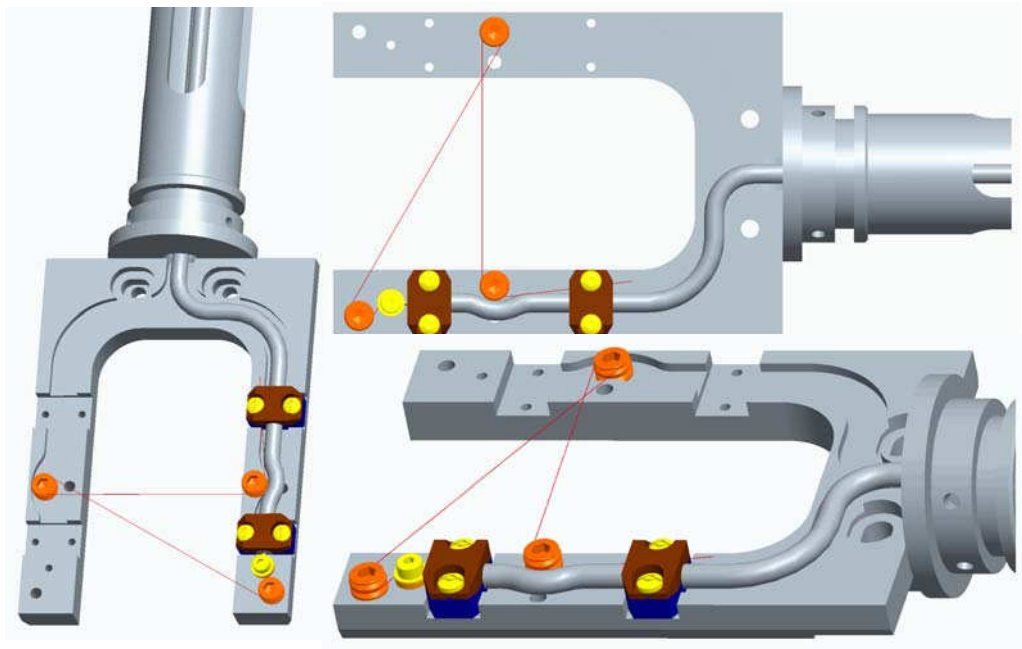


Bild 58: Neukonstruktion der Keramikgabel (als Konstruktionszeichnung)

In **Bild 59** ist die neu konstruierte und gefertigte Keramikgabel zu sehen, in der aktuell noch der Draht fehlt. Die spätere Anordnung des Drahtes ist jedoch in **Bild 58** zu sehen.

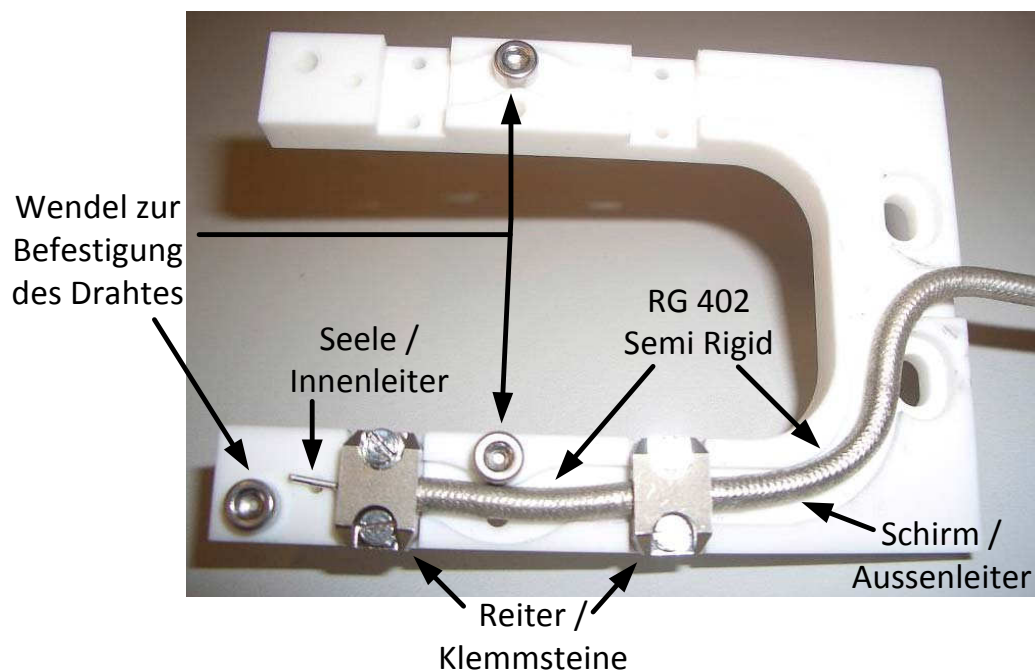


Bild 59: Neukonstruktion der Keramikgabel (reales Foto)

6.2.2 Die Vakuumdurchführung des Wirescanners

Internetrecherchen ergaben, dass aktuell (Stand: 09.2010) nur die Firma allecra [37] mögliche SMA-Vakuumdurchführungen anbietet, welche für das Projekt verwendet werden könnten. Die angegebenen Eigenschaften sind dabei wie folgt:

- Frequenzbereich bis zu 40 GHz, was einer Dauer von 25 ps entspricht
- die Grenze des Vakuumbereichs ist mit unter 10^{-9} mbar angegeben
- die Dämpfung beträgt maximal 0,25 dB/m.

Es sollte beachtet werden, dass der Frequenzbereich zwar für weitere Tests akzeptabel ist, aber noch nicht hoch genug ist für eine Anwendung im Beschleunigerbetrieb. In **Bild 60** ist die Vakuumdurchführung mit SMA-Steckkontakten auf einem 16CF-Flansch der Firma allecra abgebildet.



Bild 60: SMA-Vakuumdurchführung [37]

6.3 Lösungsansätze für eine Auswertelektronik

6.3.1 Einleitung

Aufgrund der schlechten Ergebnisse des Logarithmusverstärkers soll dieser Abschnitt nun mögliche Alternativen zu einer Auswertelektronik aufzeigen, welche auch Rückschlüsse auf die Amplituden und Frequenzen der einzelnen Komponenten geben sollen.

Problematisch ist, dass die zu messenden Impulse nur eine sehr kurze Dauer haben und aus diesem Grund wäre es sehr vorteilhaft, diese Signale zumindest in einem sehr begrenzten Zeitfenster (z.B. $t = 1$ ms) zeitlich zu dehnen bzw. zu strecken

Die gewünschten Ergebnisse einer möglichen Messschaltung sollten dabei folgende Eigenschaften haben:

- das Verhältnis der Eingangs- zur Ausgangsamplitude der jeweiligen Frequenzkomponenten muss konstant oder zumindest nachvollziehbar sein,
- die zeitliche Streckung des Signals sollte so groß sein, dass sie mit aktuellen Messgeräten (z.B. Oszilloskop mit 10 GHz Bandbreite (Real Time)) gut messbar ist.

Nach ausgiebiger Literaturrecherche wurden bisher drei mögliche Schaltungen bzw. Methoden in Erwägung gezogen, die zur Verlängerung eines kurzen Eingangsimpulses geeignet sein könnten. Beide Schaltungen werden in den folgenden Abschnitten kurz betrachtet und im Anschluss bewertet.

6.3.2 Spitzenspannungsdetektor (Stretcher)

Da in der Kernphysik die Zeit der auftretenden Spannungsimpulse meist sehr kurz ist [18], ist es schwierig die Impulshöhe dort direkt zu messen. Daher werden häufig sogenannte Spitzenspannungsdetektoren eingesetzt, die eine Impulsdehnung, auch „Stretchen“ genannt, realisieren. **Bild 61** zeigt ein Beispiel eines mit zwei Spannungsfolgern aufgebauten Spitzenspannungsdetektors.

Das Ergebnis einer P-Spice Simulation dieses Spitzenspannungsdetektors (Stretcher) ist in **Bild 62** zu sehen.

Die Funktionsweise dieses Spitzenspannungsdetektors ist wie folgt:

Wenn die Eingangsspannung $u_{\text{ein}}(t)$ in Richtung positiver Spannungswerte ansteigt, wird auch die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers, U_1 , positiv. Vernachlässigt man nun den Spannungsabfall U_{D1} über der Diode D_1 , indem U_1 als sehr viel größer als diese 0,7 Volt angenommen wird, lädt sich die Spannung über dem Kondensator C_1 auf die Spannung U_1 auf.

Sobald nun U_1 auf kleinere Spannungswerte abfällt, geht die Diode in Sperrbetrieb. Der Kondensator C_1 bleibt dann auf dem höchsten Spannungswert $U_{C1}=U_{1\text{max}}$ aufgeladen. Die Spannung über dem Kondensator U_{C1} kann am Ausgang des zweiten Spannungsfolgers als $u_{\text{aus}}(t)$ gemessen werden.

Der Kondensator wird nur durch die Eingangsströme des OPV, die Diodenleckströme oder durch einen Puls (U_{BE}) an der Basis des Transistors Q_1 entladen/ [18, S.195].

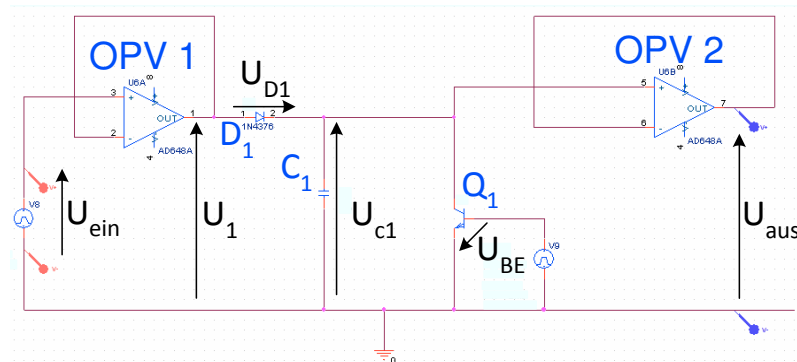


Bild 61: Schaltung eines Spitzenspannungsdetektors (Stretcher)[18]

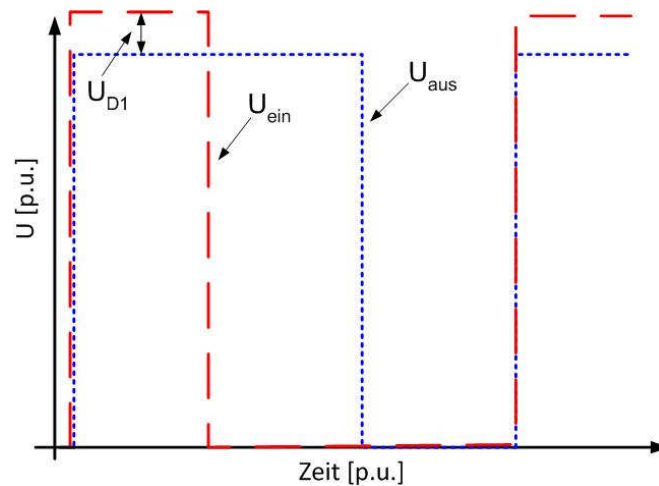


Bild 62: P-Spice-Simulation eines Spitzenspannungsdetektors

6.3.3 Monostabiler Multivibrator

Eine weitere Möglichkeit einen Spannungsimpuls bestimmter Dauer $u_{\text{ein}}(t)$ auf ein Rechtecksignal einer längeren Dauer $u_{\text{aus}}(t)$ auszudehnen besteht darin, einen sogenannten monostabilen Multivibrator zu benutzen.

Die Funktionsweise ist wie folgt:

Ein monostabiler Multivibrator (Kippschaltung) besitzt nur einen stabilen Zustand. Der zweite Zustand ist nur für eine bestimmte Zeit stabil. Nach Ablauf dieser Zeit kippt die Schaltung wieder von alleine in den stabilen Zustand zurück. Ein monostabiler Multivibrator kann mit zwei NOR-Gattern (Nicht-Oder) aufgebaut werden. Mit dem Eingang am ersten NOR-Gatter wird der monostabile Multivibrator

getriggert [20]. Die Schaltung eines monostabilen Multivibrators mit dem Timer 555D [19] ist in **Bild 63** abgebildet und das zugehörige Ergebnis der P-Spice-Simulation dazu ist in **Bild 64** zu sehen.

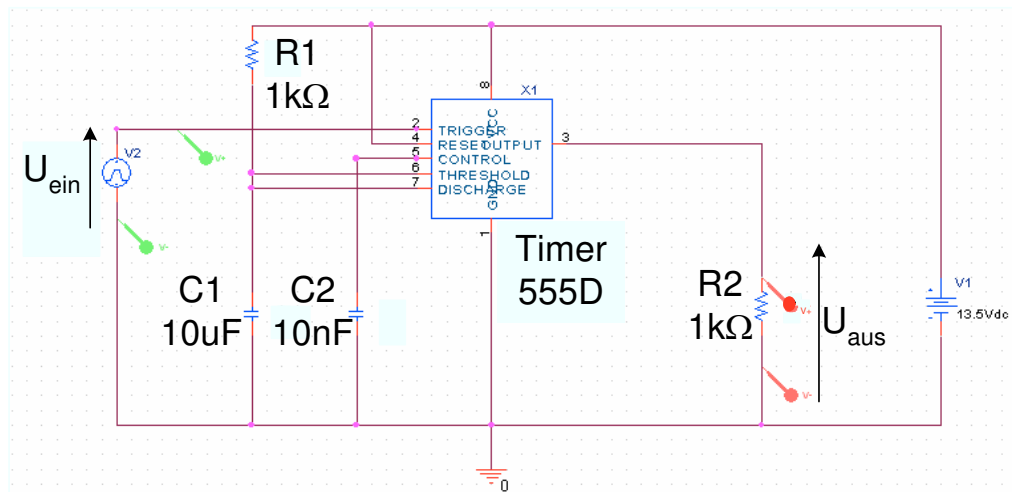


Bild 63: Schaltung eines monostabilen Multivibrators (555D)

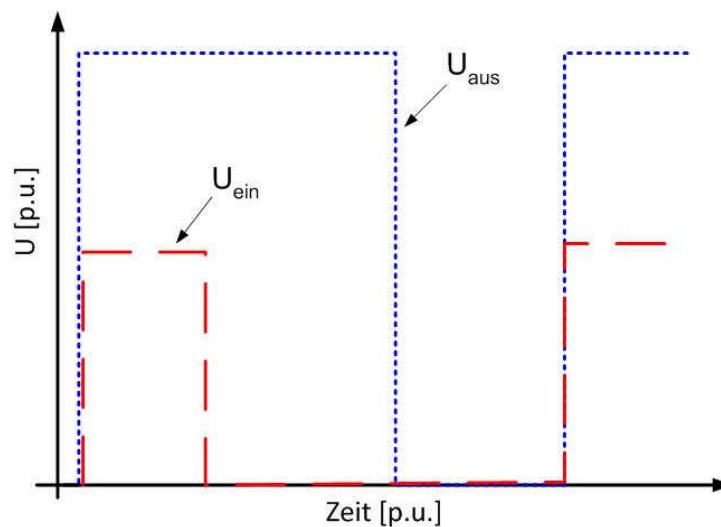


Bild 64: P-Spice-Darstellung eines monostabilen Multivibrators (555D)

6.3.4 Photonic Time Stretch Digitizer

Ein weiteres Verfahren zur zeitlichen Dehnung eines Signals, welches eine Forschungsgruppe in den USA entwickelt hat [35], ist das Photonic Time Stretch System in **Bild 65**. Das Funktionsprinzip ist folgendermaßen: Das Signal, welches digitalisiert werden soll, wird genommen, um die Helligkeit eines Lasers einzustellen. Dies bedeutet, dass die resultierende Helligkeit des Laserstrahls proportional zum

Messsignal ist. Der Laser ist dabei so konstruiert, dass die austretenden Photonen nicht in Luft, sondern direkt in bzw. durch einen Stoff, oder ein Medium gehen, in dem die Lichtgeschwindigkeit geringer ist als in Luft. Wenn das modulierte Lasersignal nun dieses Medium verlässt, findet durch die höhere Lichtgeschwindigkeit in der Luft somit eine Verlangsamung bzw. zeitliche Streckung statt. Dieses jetzt zeitlich gestreckte optische Signal kann dann mit Hilfe eines Photodetektors zurück in ein elektrisches Signal gewandelt und dann ausgewertet werden.

Dieses Verfahren ermöglicht ein langsames Abbild des originalen Hochfrequenzsignals und kann nun mit konventionellen ADC's aufgenommen werden. Der Faktor der zeitlichen Streckung hängt dabei vornehmlich vom verwendeten Medium ab.

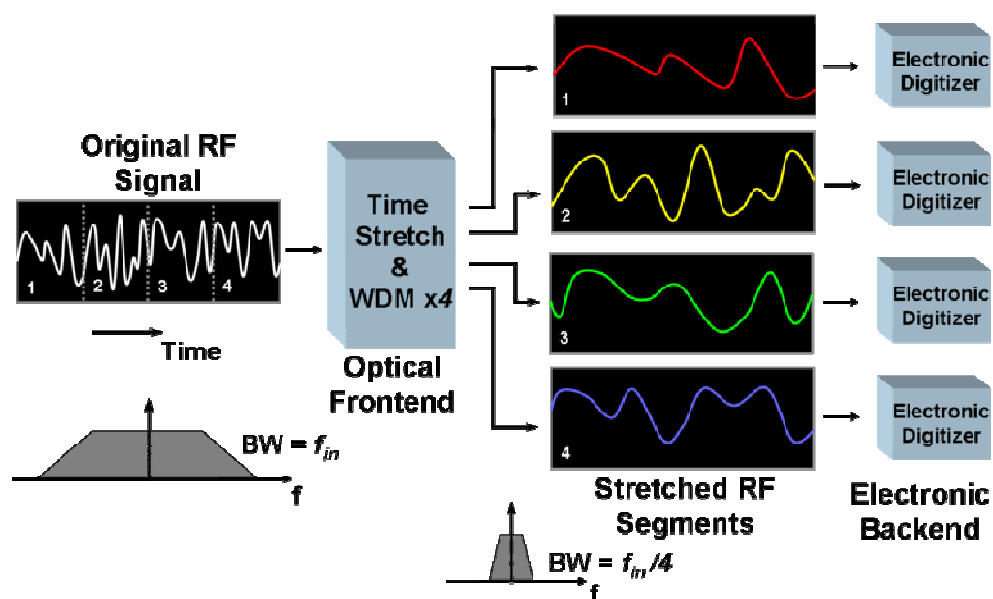


Bild 65: Prinzip des Photonic Time Stretch Verfahrens

Da von diesem System bis jetzt leider nur ein Prototyp in den USA existiert und es nicht möglich war diesen zu beschaffen bzw. in der Kürze der Zeit einen eigenen nachzubauen, muss auf zukünftige industrielle Produkte gewartet werden.

6.3.5 Modifikation des Spitzenspannungsdetektors

Eine andere Herangehensweise zur zeitlichen Dehnung des Signals wird im Folgenden vorgestellt. Hierbei handelt es sich um ein Verfahren, das die Schnelligkeit des Schaltens von Transistoren ausnutzt und somit einem sehr schnellen AD-Wandler entspricht. In **Bild 66** sieht man eine mögliche Schaltung. Kondensatoren sind für die Speicherung des jeweiligen Spannungswertes zuständig und haben eine sehr geringe Kapazität, so dass sie der Änderung des Messsignals folgen können.

Die Funktion ist folgendermaßen: Gibt man einen Spannungsimpuls auf die Schaltung, so laden sich alle Kondensatoren mit dem Momentanwert der Messspannung auf. Die Transistoren werden dann in einem definierten zeitlichen Abstand Δt geöffnet. Da der aktuelle Spannungswert über den Kondensatoren ausgelesen werden kann, kann mit diesem Verfahren das Eingangssignal systematisch abgetastet und reproduziert werden.

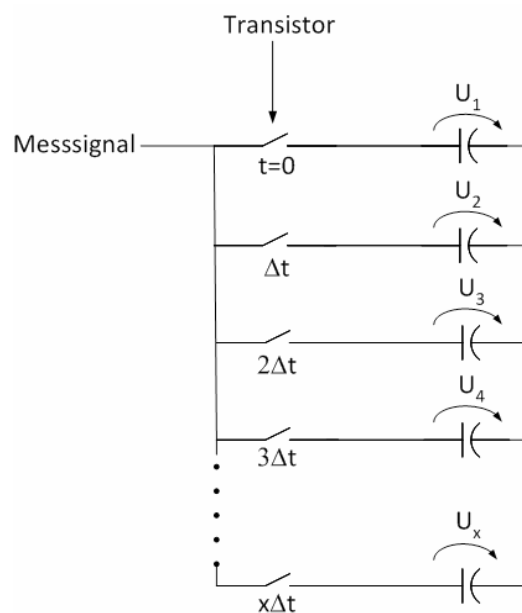


Bild 66: Schaltung zur Modifikation eines Spitzenspannungsdetektors

Die Spannungswerte für ein Beispielsignal, die sich zu dem jeweiligen Zeitpunkt ergeben, sind schematisch in **Bild 67** dargestellt. Die einzelnen Spannungen U_1 bis U_6 stellen dabei die jeweilige Spannung über den einzelnen Kondensatoren dar. Erkennbar in diesem Spannungs-Zeit-Diagramm sind die unterschiedlichen

Spannungssprünge in den einzelnen Zeitstufen, womit sich ein zeitliches Abbild bzw. ein Verlauf des tatsächlichen Eingangssignals darstellen lässt.

Die zeitliche Auflösung solch einer Schaltung hängt zum Großteil von der verwendeten Kapazität ab, der Schaltfrequenz des Transistors und der eingestellten Öffnungszeit Δt . Die Länge der Aufnahme hängt dabei von der Anzahl der verwendeten Kondensatoren ab.

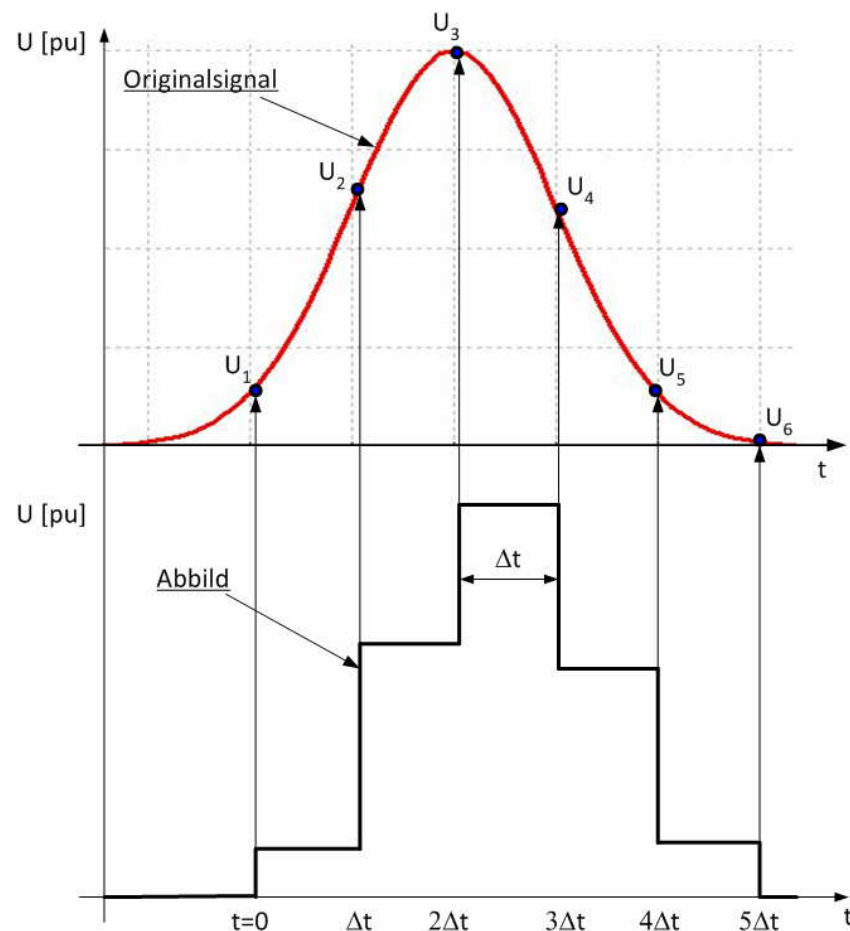


Bild 67: Schematisches Diagramm der Modifikation des Spitzenspannungsdetektors

6.3.6 Schlussfolgerung

Die Vor- und Nachteile aller vier vorgestellten Schaltungen können wie folgt zusammengefasst werden.

Der Vorteil eines Spitzenspannungsdetektors (Stretcher) besteht darin, dass er gut für die Verlängerung von Spannungsimpulsen geeignet ist, solange die Spitzenspannung viel größer als der Spannungsabfall über der Diode, also 0,7 V ist.

Als sehr großer Nachteil für unsere Anwendung erweist sich die Bedingung, dass die Amplitude des Messsignals deutlich größer als die Amplitude des Rauschens sein muss. Da bei späteren Messungen im Beschleuniger aber Rauschsignale auftreten können, die größer als das eigentliche Eingangssignal sind, ist diese Schaltung für unsere Messschaltung nicht geeignet.

Der Vorteil eines monostabilen Multivibrators liegt darin, dass man mit ihm kurze Impulse verlängern kann. Ein großer Nachteil ist aber, dass die Zeit des Ausgangsimpulses mit Hilfe des RC-Gliedes vorbestimmt wird, sie also konstant ist. Für unsere Zwecke wird jedoch eine Schaltung benötigt, bei der die Zeit des Ausgangsimpulses abhängig ist von der Zeit des Eingangsimpulses und nicht vom vorher „eingestellten“ RC-Glied. Aus diesem Grunde ist auch diese Schaltung für unsere Zwecke nicht geeignet.

Beide Schaltungen waren zwar zu Beginn relativ vielversprechend, jedoch haben sie sich nach Durchführung von ausführlichen P-Spice-Simulationen als ungeeignet erwiesen. Aufgrund dessen wird nach weiteren Optionen zur Realisierung gesucht. Die einfachste Lösung wäre die Verwendung von sehr schnellen Analog / Digital-Wandlern, welche die kurzen Impulse digitalisieren könnten, um sie danach auswerten zu können. Das Hauptproblem ist derzeit aber, dass die Geschwindigkeit von aktuellen, industriell verfügbaren A/D-Wandlern einfach noch zu gering ist, um solch kurze Signale abzutasten. Eine Weiterentwicklung hin zu schnelleren A/D-Wandlern wäre daher wünschenswert.

Im Gegensatz dazu stellt das Photonic Time Stretch System eine vielversprechende Möglichkeit zur Pulsverlängerung dar. Im Moment ist der größte Nachteil aber, das bis jetzt leider nur ein Prototyp existiert und somit erst in Zukunft auf eine mögliche Verwendung eingegangen werden kann.

Die letzte vorgestellte Schaltung könnte weiterverfolgt werden, da sie ein guter Ansatz für eine Signalstreckung ist. Dabei muss auf jeden Fall darauf geachtet werden Transistoren mit schnellstmöglicher Schaltzeit und Kondensatoren mit sehr geringer Kapazität zu verwenden. Auf mögliche Schwierigkeiten der Signalauslese oder dem Schaltungsaufbau wird hier nicht weiter eingegangen, da dieser Vorschlag bzw. diese Herangehensweise noch nicht weiter im Detail behandelt wurde.

7 Zusammenfassung

Die vom Teilchenbeschleuniger erzeugte Strahlung wird seit vielen Jahren in der Forschung für Untersuchungen der Struktur der Materie eingesetzt. Da die Geometrie sowie die genaue Position des Teilchenstrahls entlang des Strahlrohrs von hoher Priorität sind, verwendet man dafür diverse Strahldiagnosegeräte wie z.B. Wirescanner.

In dieser Bachelor-Arbeit wurde im Wesentlichen untersucht, ob es möglich ist, diese Wirescanner zur „Direkten Drahtauslese“ zu verwenden und falls das Ergebnis positiv ausfällt, wie dies praktisch durchgeführt werden kann. Aufgrund der Neuartigkeit dieses Themas, stand vorhandenes Grundlagenwissen bezüglich einer „Direkten Drahtauslese“ am Wirescanner nur sehr begrenzt zur Verfügung und aus diesem Grund war es daher zwingend erforderlich, sich einerseits mit der Problematik vertraut zu machen aber auch, verschiedene Lösungsansätze zu finden und zu untersuchen.

Der Hauptschwerpunkt dieser Arbeit lag in der Untersuchung der Auslese des Messsignals, d.h. in der Signaldetektierung und -aufbereitung, der Übertragung und der Signalauswertung. Um die gesamte Übertragungsstrecke von der Signalerzeugung, über den Wirescanner, bis hin zur Signaldarstellung im Detail untersuchen zu können, wurde im Labor ein Teststand aufgebaut der dies ermöglicht. Zur Nachbildung des eigentlichen Signals wurde ein Pulsgenerator verwendet, welcher Pulse im Pikosekundenbereich erzeugen kann. Zusätzlich wurde noch ein Sinusgenerator eingesetzt, um bessere Aussagen zur Dämpfung der Übertragungswege machen zu können. Für die anschließende Darstellung des Messsignals wurde nach einigen Messungen eine Auswahl zugunsten des Digital Sampling Oscilloscope 11801B der Firma Tektronix getroffen.

Ein Schwerpunkt war die Auswahl eines geeigneten Kabels zur Übertragung des Signals, wobei das Hauptaugenmerk auf zwei Kriterien gelegt wurde: eine geringe Dämpfung bei bis zu 6 m Kabellänge und eine gute Schirmwirkung. Hierzu wurden Messungen mit drei verschiedenen Koaxialkabeltypen und mehreren Kabellängen durchgeführt. Das Ergebnis war, dass das RG 402 Semi Rigid Kabel in Verbindung mit

der vorgegebenen Kabellänge von 6 m die besten Ergebnisse lieferte und dieser Kabeltyp somit in allen weiteren Messungen verwendet wurde.

Ein weiterer Schwerpunkt lag in der Entwicklung einer möglichen Auswerteelektronik, da das Messsignal in Beschleunigern von Rauschsignalen überlagert ist. Um das Signal-Rausch-Verhältnis zu vergrößern, wurde in dieser Arbeit untersucht, ob ein Logarithmusverstärker für solche Aufgaben geeignet ist. Ausführliche Messungen ergaben jedoch, dass der Logarithmusverstärker dies zwar kann, aber darüber hinaus nicht in der Lage ist, mehrere verschiedene sich überlagernde Signale (d.h. Amplituden und Frequenzen) getrennt voneinander zu detektieren und zu verstärken. Aus diesem Grund wird dieser Weg nicht weiter verfolgt und es muss nach weiteren Alternativen gesucht werden.

Anschließende Messreihen zur Signalübertragung zeigten zudem noch, dass die gesamte Wegstrecke innerhalb eines Wirescanners mehrere Schwachstellen besitzt, welche eine gute Signalübertragung verhindern: die Klemmsteine der Gabel, die Leitungsdurchführung im Wirescanner, sowie die Vakuumdurchführung. Das Ergebnis war eine sehr starke Dämpfung des Eingangssignals bei Frequenzen größer 30 MHz beim Zusammenspiel aller Komponenten.

Aufgrund der begrenzten Zeit für diese Arbeit wurde darüber hinaus noch nach Optimierungen bzw. Verbesserungen gesucht, die für einen erfolgreichen Abschluß dieses Projekts notwendig sind. Die Gabel mit ihren Klemmsteinen wurde komplett umkonstruiert und es war sogar möglich Firmen zu finden, welche Vakuumdurchführungen für den zweistelligen GHz-Bereich anbieten. Aufgrund der negativen Ergebnisse einer Schaltung mit Logarithmusverstärker wurden vier verschiedene Schaltungen vorgestellt, die in der Lage sein könnten das eigentliche Messsignal zeitlich zu strecken, um es so besser auswerten zu können. Da das Signal vom Beschleuniger nur wenige Pikosekunden lang ist, wäre es sonst sehr schwierig diese mit konventionellen Messgeräten überhaupt zu erfassen, da diese entweder nicht für solche Frequenzbereiche ausgelegt sind oder sehr kostspielig sind. Zwei mögliche Schaltungen kamen dabei in die engere Wahl und diesen sollte in Zukunft mehr Aufmerksamkeit geschenkt werden.

8 Quellenverzeichnis

- [1] http://www.renner-institut.at/download/texte/2006-06-13_Forschungspolitik_Harari.pdf, 09.2010
- [2] <http://www.weltderphysik.de/de/4228.php>, 09.2010
- [3] www.desy.de, 09.2010
- [4] http://zms.desy.de/forschung/beschleuniger/freie_elektronen_laser_flash/index_ger.html, 09.2010
- [5] <http://bibliothek.fzk.de/zb/berichte/FZKA7273.pdf>, 09.2010
- [6] <http://public.web.cern.ch/public/>, 09.2010
- [7] http://www.univie.ac.at/mikroskopie/3_fluoreszenz/clsm/2f_pmt.htm, 09.2010
- [8] http://www.leifiphysik.de/web_ph12/umwelt_technik/02linearbesch/linearbesch.hl.htm, 09.2010
- [9] http://www.xplora.org/downloads/Knoppix/Teilchenphysik/grundl_d_tph/exp_besch/exp_besch_06.html, 09.2010
- [10] <http://www.physik.uni-kiel.de/kfs/Infos/Quellen/Synchrotronstrahlung.php?menu=s>, 09.2010
- [11] <http://www.alldatasheet.com>, 09.2010
- [12] http://www.picosecond.com/product/product.asp?prod_id=50, 09.2010
- [13] <http://www.elektronik-kompodium.de/sites/grd/0307081.htm>, 09.2010
- [14] <http://www.audioedit.50g.com/img/samplingrate.png>, 09.2010

-
- [15] <http://www.testequipmentconnection.com/manufacturers/Tektronix>, 09.2010
- [16] http://www.solstice.de/grundl_d_tph/exp_detek/exp_detek_06.html, 09.2010
- [17] http://www.idn.uni-bremen.de/cvpm/content/elementarteilchenphysik/show.php?modul=26&ident=720&file=62&right=level13a_1_right.html, 09.2010
- [18] K.-H. Rohe, „Elektronik für Physiker“, B. G. Teubner, Stuttgart, 1978
- [19] <http://www.ecelab.com/circuit-astable-555.htm>, 09.2010
- [20] Prof. Dr.-Ing. Ralph Schacht, „Skript: Digitale Schaltungstechnik“, Hochschule Lausitz, 2007
- [21] <http://www.hubersuhner.com/mozilla/products/hs-p-rf/hs-rf-cables/hs-p-rf-cab-gr/hs-p-rf-cab-gr-mw50ghz/hs-p-rf-cab-gr-mw50ghz-form.htm>, 09.2010
- [22] <http://www.picosecond.com/objects/10,050A%20SPEC-4040001.pdf>, 09.2010
- [23] <http://www.buyndt.co.kr/Lemo00twin.jpg>, 09.2010
- [24] http://www.elektroersatzteile-info.de/images/product_images/original_images/CABLE-542.JPG, 09.2010
- [25] <http://news.thomasnet.com/images/large/558/558970.jpg>, 09.2010
- [26] <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/RG-174-Kabel-RG-174-cable.html>, 09.2010
- [27] http://www.faberkabel.de/upload/datenblaetter/Datenblaetter/DE/DBL_RG58.PDF, 09.2010
- [28] <http://www.hubersuhner.com>, 09.2010
- [29] <http://www.satellittech.ch/images/Koaxialkabel%202.jpg>, 09.2010

-
- [30] <http://www.computerbase.de/lexikon/Skineffekt>, 09.2010
- [31] www.wapedia.mobi/de/Äquivalenz_von_Masse_und_Energie, 09.2010
- [32] <http://www.physik.unibas.ch/Praktikum/VPII/PDF/skin-effekt.pdf>, 09.2010
- [33] <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/Impulsgenerator-pulse-generator.html>, 09.2010
- [34] <http://de.wikipedia.org/wiki/Sinus-Oszillator>, 09.2010
- [35] <http://www.ee.ucla.edu/Industry-arr-2009-gupta.pdf>, 09.2010
- [36] <http://www.elspec.de/hf-kabel-technologie/hf-produkte/hf-kabel/coaxial-cable/coaxial-cable.html>, 09.2010
- [37] <http://www.allectra.com/pdf/2010-DE/ALLECTRA-2010-DE.pdf>, 09.2010

9 Abbildungsverzeichnis

Bild 1: Standort Hamburg [3].....	1
Bild 2: Standort Zeuthen [3]	2
Bild 3: FLASH-Labor in Hamburg [3]	4
Bild 4: PIZ-Halle in Zeuthen [3]	5
Bild 5: Geplanter Verlauf des European XFEL im Hamburger Raum [3]	7
Bild 6: Geplanter Aufbau des ILC-Tunnels [3].....	8
Bild 7: Szintillator im Test	10
Bild 8: Schematischer Aufbau eines Photomultipliers [7].....	10
Bild 9: Darstellung der Spannung in Abhängigkeit vom Fahrweg des Drahtes.....	11
Bild 10: Geschwindigkeit eines Elektrons in Abhängigkeit der Spannung	16
Bild 11: Schema eines Driftröhrenbeschleunigers [8].....	17
Bild 12: Schematischer Aufbau eines Ringbeschleunigers [9].....	18
Bild 13: Entstehung von Synchrotronstrahlung [10]	19
Bild 14: Teilchenverformung im Ruhezustand und bei fast Lichtgeschwindigkeit [3]	20
Bild 15: Funktionsprinzip eines Undulators [3]	20
Bild 16: Sichtbarer Anteil der Synchrotronstrahlung [3]	21
Bild 17: Schematisches Prinzip der „Direkten Drahtauslese“	23
Bild 18: Wirescanner zwischen den Undulatoren [3].....	24
Bild 19: Wirescanner (Abmaße: L x B x H = 320mm x 160mm x 205mm).....	25
Bild 20: Keramikgabel des Wirescanners mit montierten Wolframdrähten	25
Bild 21: Keramikgabel im Elektronenstrahl [3].....	26
Bild 22: Nutkurvenscheibe zur Umwandlung der rotatorischen in eine geradlinige Bewegung.....	27
Bild 23: Darstellung des Ein- und Ausgangssignals einer benötigten Messschaltung	28
Bild 24: Schaltbild einer möglichen externen Auswertung [3].....	29
Bild 25: Logarithmusverstärker AD8313 2,5 GHz [11].....	30
Bild 26: Feedback-Verstärker EL5166.....	30
Bild 27: Evaluation-Board mit Logarithmusverstärker und Feedback-Verstärker	30
Bild 28: Schematischer Aufbau des Teststandes.....	33
Bild 29: Experimenteller Aufbau des Teststandes.....	33
Bild 30: Pulsgenerator Model 10050 der Firma Picosecond Pulse Labs [12].....	34
Bild 31: Typische Anstiegszeit des Rechteckimpulses	34
Bild 32: Typische Abfallzeit des Rechteckimpulses	35
Bild 33: Sinusgenerator (Rhode & Schwarz SML 02)	35
Bild 34: Aufbau einer Kathodenstrahlröhre [13].....	36
Bild 35: Prinzip der Abtastung und A/D-Wandlung [14]	37
Bild 36: Tektronix TDS 7404 Digital Phosphor Oscilloscope [15]	38
Bild 37: Tektronix 11801B Digital Sampling Oscilloscope [15].....	39
Bild 38: Messaufbau zum Vergleich der Oszilloskope.....	40
Bild 39: Diagramm des Signals des Tektronix TDS 7404 bei 100 ps	41
Bild 40: Diagramm des Signals des Tektronix 11801B bei 100 ps	41
Bild 41: Aufbau eines Koaxialkabels [29].....	44
Bild 42: Darstellung des Skin-Effekts im Leiterquerschnitt [30].....	44
Bild 43: Koaxialkabel RG-174 mit LEMO 00 Twin-Steckern [23]	45

Bild 44: Koaxialkabel RG 58 C/U [24].....	46
Bild 45: Koaxialkabel RG 402 Semi Rigid [25]	47
Bild 46: Wirksamer Leiterquerschnitt bei Wirken des Skineffektes.....	49
Bild 47: Ersatzschaltbild der Leitungswiderstände ($t=0$).....	50
Bild 48: Ersatzschaltbild der Leitungswiderstände ($t \rightarrow \infty$).....	51
Bild 49: Verlauf der theoretischen und gemessenen Spannung $U_2 = f(f)$ für Koaxialkabel RG 402	54
Bild 50: Verlauf der Spannung mit Sinusgenerator (gemessen)	55
Bild 51: $U=f(t)$ - Diagramm verschiedener Kabel (Rechteckimpuls 1 ns)	56
Bild 52: $U=f(t)$ - Diagramm verschiedener Kabel (Rechteckimpuls 100 ps)	57
Bild 53: $U=f(t)$ - Diagramm mit RG 402 (Rechteckimpuls 100 ps)	58
Bild 54: Querschnitt eines Wirescanners	61
Bild 55: Signalübertragung an der Gabel und der Vakuumdurchführung	62
Bild 56: Kennlinie des Log. Amp`s AD8318 mit Arbeitsbereich.....	64
Bild 57: Einfluss verschiedener Frequenzen beim Betrieb des AD8318	65
Bild 58: Neukonstruktion der Keramikgabel (als Konstruktionszeichnung).....	69
Bild 59: Neukonstruktion der Keramikgabel (reales Foto).....	69
Bild 60: SMA-Vakuumdurchführung [37]	70
Bild 61: Schaltung eines Spitzenspannungsdetektors (Stretcher)[18].....	72
Bild 62: P-Spice-Simulation eines Spitzenspannungsdetektors	72
Bild 63: Schaltung eines monostabilen Multivibrators (555D)	73
Bild 64: P-Spice-Darstellung eines monostabilen Multivibrators (555D).....	73
Bild 65: Prinzip des Photonic Time Stretch Verfahrens.....	74
Bild 66: Schaltung zur Modifikation eines Spitzenspannungsdetektors	75
Bild 67: Schematisches Diagramm der Modifikation des Spitzenspannungs- detektors	76