

Zentralinstitut für Engineering, Elektronik und
Analytik (ZEA) · Systeme der Elektronik (ZEA-2)

In Situ Fehlerdetektion und Selbst- testdiagnose in Empfangssignalen eines Bodenradars

Lasse van Baal

Jül-4446

Zentralinstitut für Engineering, Elektronik und
Analytik (ZEA) · Systeme der Elektronik (ZEA-2)

In Situ Fehlerdetektion und Selbst- testdiagnose in Empfangssignalen eines Bodenradars

Lasse van Baal

Berichte des Forschungszentrums Jülich
Jül-4446 · ISSN 0944-2952
Zentralinstitut für Engineering, Elektronik und
Analytik (ZEA) · Systeme der Elektronik (ZEA-2)

DE-A96 (Bachelor, FH Aachen, 2024)

Vollständig frei verfügbar über das Publikations-
portal des Forschungszentrums Jülich (JuSER)
unter www.fz-juelich.de/zb/openaccess

Forschungszentrum Jülich GmbH · 52425 Jülich
Zentralbibliothek, Verlag
Tel.: 02461 61-5220 · Fax: 02461 61-6103
zb-publikation@fz-juelich.de
www.fz-juelich.de/zb

This is an Open Access publication distributed under the
terms of the **Creative Commons Attribution License 4.0**,
which permits unrestricted use, distribution, and



reproduction in any medium, provided the
original work is properly cited.

Erklärung

Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die im Literaturverzeichnis angegebenen Quellen benutzt habe, alle Ausführungen, die anderen Schriften wörtlich oder sinngemäß entnommen wurden, kenntlich gemacht sind und die Arbeit in gleicher oder ähnlicher Fassung noch nicht Bestandteil einer Studien- oder Prüfungsleistung war.

Ich verpflichte mich, ein Exemplar der Arbeit fünf Jahre aufzubewahren und auf Verlangen dem Prüfungsamt des Fachbereiches Medizintechnik und Technomathematik auszuhändigen.

Ort, Datum

Lasse van Baal

Kurzfassung

Im Rahmen des AgraSim-Projekts wird ein Bodenradar-System entwickelt, das mithilfe der Permittivität ein 3D-Tomogramm des Bodens in einer Pflanzenkammer erstellt. Eine gründliche Fehlerdetektion und Evaluation von Messsystemfehlern ist sowohl vor der Inbetriebnahme als auch während des Betriebs eines Messsystems unerlässlich. Aus diesem Grund und zur optimalen Nutzung der Messzeit sollen die Messungen in Echtzeit auf Systemfehler überprüft werden. Hierfür eignen sich Hochfrequenz-Daten.

Es werden verschiedene statistische und signalverarbeitungstechnische Methoden zur Berechnung von Kennzahlen untersucht, entwickelt und auf ihre Eignung zur Detektion von Störungen getestet. Diese Methoden werden miteinander sowie mit theoretischen Werten verglichen. Zur Überprüfung der Eignung der Störungsdetektion werden die Kennzahlen mit Referenzmessungen abgeglichen.

Die Arbeit beschreibt die Methoden, ihre Anwendung auf reale Daten und die daraus gewonnenen Erkenntnisse zur Erkennung von Störungen des Messsystems.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Zentralinstitut für Engineering, Elektronik und Analytik	1
1.2	AgraSim	2
1.3	Bodenradarsystem	3
1.4	Messungen	5
1.5	Ziele und Motivation	6
2	Aufbau	8
2.1	Messaufbau	8
2.2	Komponenten des Messaufbaus	9
2.3	Vor- und rücklaufende Welle	11
2.4	Dämpfung und Verstärkung	11
2.5	Ricker-Signal	15
2.6	Messdaten	18
2.6.1	Einzelmessungen	18
2.6.2	Gestapelte Messungen	19
2.7	Mögliche Störungen	20
3	Methoden	24
3.1	Spezielle Signalkorrekturen beim aktuellen Messaufbau	24
3.1.1	Fourier-Transformation	24
3.1.2	Ricker-Signal im Frequenzbereich	26
3.1.3	Messdaten im Frequenzbereich	26
3.2	Statistische Kennzahlen	28
3.3	Allgemeine Methoden zur Signalanalyse	28
3.3.1	Bestimmung des Zeitpunktes der vor- und rücklaufenden Welle mithilfe der Kreuzkorrelation	29
3.3.2	Kurvenanpassung	31
3.3.3	Veränderung der Abtastrate	32
3.4	Abgeleitete Kennzahlen	35
3.4.1	BMax-Methode	36
3.4.2	Methode der Kurvenanpassung mithilfe der Korrelation (KKA)	37
3.4.3	Methode der doppelten Kurvenanpassung mithilfe der Korrelation (DKA)	40
3.4.4	Bestimmung der vor- und rücklaufenden Welle mithilfe der Erhöhung der Abtastrate und der Kreuzkorrelation (ARK)	41

3.5	Vergleich der Rechenzeiten der verschiedenen Methoden	43
3.6	Vergleich der Methoden zur Berechnung der verschiedenen Kennzahlen anhand Messungen	44
3.6.1	Vergleich der Methoden im Normalbetrieb	45
3.6.1.1	Vorlaufende Welle	45
3.6.1.2	Rücklaufende Welle	46
3.6.2	Vergleich der Methoden für verschiedene Messkonfigurationen	49
3.6.3	Betrachtung der Kennzahlen ohne Unterscheidung des <i>Ricker-</i> <i>Signals</i>	52
3.6.4	Vergleich der Zeitdifferenz der vor- und rücklaufenden Welle mit Oszilloskopdaten	54
3.6.5	Detektierung von Störsignalen mithilfe der Standardabweichung	56
4	Ergebnisse	57
4.1	Entwicklung eines Algorithmus	57
4.1.1	Verschiedene Störungen mit Veränderung der Kennzahlen . . .	58
4.1.2	Entscheidungsalgorithmus	59
4.1.3	Beschreibung des Algorithmus	59
4.2	Schlussfolgerungen	61
5	Zusammenfassung und Ausblick	63
5.1	Zusammenfassung	63
5.2	Ausblick	63
	Literatur	66

Abbildungsverzeichnis

1.1	AgraSim-Aufbau	3
1.2	Aufbau Bodenradarsystem	4
1.3	Vollständiger Analogpfad eines Baseboards einschließlich der zugehörigen Antennen	6
2.1	Aktueller Messaufbau	9
2.2	Bowtie-Antenne	10
2.3	Bowtie-Antenne mit runden Pads	10
2.4	Erzeugte Ricker Signal Daten für den <i>DAC</i> mit verschiedenen Frequenzen	16
2.5	Quantisierungseffekte des <i>Ricker-Signals</i>	17
2.6	Einzelmessung	19
2.7	Vergleich von Einzelmessungen und gemittelten Messungen	20
2.8	Verschiedene Störungsbilder des <i>BABs</i>	23
3.1	Fourier Transformation Zeit- und Frequenzbereich	25
3.2	Frequenzbereich eines kontinuierlichen <i>Ricker-Signals</i>	26
3.3	Frequenzbereich eines Beispiel-Messdatensatzes	27
3.4	Berechnung der Kreuzkorrelation	30
3.5	Ergebnis der Kreuzkorrelation	31
3.6	Vergleich der Frequenzdomäne der ursprünglichen Messdaten und den Messdaten mit erhöhter Abtastrate	34
3.7	Vergleich der Messdaten mit verschiedenen Auflösungen im Zeitbereich	35
3.8	Ergebnis der vor- und rücklaufenden Welle der <i>BMax</i> -Methode	37
3.9	Ergebnis der <i>KKA</i> -Methode der vorlaufenden Welle	39
3.10	Ergebnis der <i>KKA</i> -Methode der rücklaufenden Welle	39
3.11	Ergebnis der rücklaufenden Welle der <i>DKA</i> -Methode	41
3.12	Ergebnis der vor- und rücklaufenden Welle der <i>ARK</i> -Methode	42
3.13	Verzerrungen der rücklaufenden Welle	47
3.14	Oszilloskopdaten am Sendepfad für Normalbetrieb und verschiedene Störungen	55

Tabellenverzeichnis

2.1	Komponenten mit den zugehörigen Dämpfungswerten des Sendepfads von ADC_4 und Empfangspfads von ADC_5	12
2.2	Komponenten und ihre jeweiligen Dämpfungswerte von der vor- und rücklaufenden Welle von ADC_4	13
3.1	Rechenzeiten der verschiedenen Methoden	43
3.2	Kennzahlen der vorlaufenden Welle im Normalbetrieb	46
3.3	Kennzahlen für die rücklaufende Welle im Normalbetrieb mit Unterscheidung der Ausrichtung der Amplitude	49
3.4	Kennzahlen für die vorlaufende Welle bei einer Störung am Pigtail, siehe Abbildung 2.8 Störung 1.2	50
3.5	Kennzahlen für die rücklaufende Welle bei einer Störung am Pigtail mit Unterscheidung der Ausrichtung der Amplitude, siehe Abbildung 2.8 Störung 1.2	51
3.6	Kennzahlen für die vorlaufende Welle der Messkonfiguration mit einer Störung am SMA-Kabel, siehe Abbildung 2.8 Störung 1.1	51
3.7	Kennzahlen für die rücklaufende Welle bei einer Störung am SMA-Kabel mit Unterscheidung der Ausrichtung der Amplitude, siehe Abbildung 2.8 Störung 1.1	52
3.8	Tabelle der Zeitdifferenzen und Verhältnisse der Amplituden der vor- und rücklaufenden Welle beim Zusammenlegen der Gruppen der negativen und positiven Detektierung von <i>Ricker-Signalen</i>	54
3.9	Zeitdifferenz der vor- und rücklaufenden Welle für eine Beispielmessung am Oszilloskop	55
3.10	Standardabweichungen für verschiedene Messkonfigurationen	56
4.1	Auswirkung von Störungen auf die verschiedenen Kennzahlen	58

1 Einleitung

In diesem Kapitel wird zunächst das Zentralinstitut für Engineering, Elektronik und Analytik vorgestellt. Anschließend folgt eine Erläuterung des AgraSim-Projekts des IBG-3, das in Zusammenarbeit mit dem ZEA-2 und weiteren Instituten durchgeführt wird (Kapitel 1.2). Das Unterkapitel 1.3 bietet einen Überblick über Bodenradarsysteme, gefolgt von einer Beschreibung des Messvorgangs in Unterkapitel 1.4. Abschließend werden im Unterkapitel 1.5 die Ziele und die Motivation des Projekts dargelegt.

1.1 Zentralinstitut für Engineering, Elektronik und Analytik

Das Zentralinstitut für Engineering, Elektronik und Analytik (ZEA) ist Teil der Forschungszentrum Jülich GmbH. Das Institut entwickelt Geräte, Experimente, Prozesse, Analyseverfahren und -einrichtungen, Mess- und Regeltechnik und Detektorsysteme, sowie computergestützte Werkzeuge und bildgebende Verfahren. All diese Methoden und Geräte für die Spitzenforschung sind auf dem Markt so nicht verfügbar. Das Zentralinstitut besteht aus drei Institutsbereichen:

1. Engineering und Technologie (ZEA-1)
2. Systeme der Elektronik (ZEA-2)
3. Analytik (ZEA-3)

Diese Arbeit wurde am Institutsbereich Systeme der Elektronik (ZEA-2) verfasst.

Das ZEA-2 fokussiert sich auf die Entwicklung hochkomplexer elektronischer und informationstechnischer Systeme mit Schwerpunkt auf Quantencomputing, neuromorphem Computing sowie Mess- und Detektorsystemen. Das ZEA-2 kooperiert mit Partnern in Projekten der Agrarwissenschaften und Atmosphärenforschung, wo es fortschrittliche Mess- und Detektorsysteme entwickelt, herstellt und testet, um präzise Datenerfassung und zuverlässige Ergebnisse zu gewährleisten. Eines dieser Projekte, an dem das Institut mit dem Institut für Bio- und Geowissenschaften - Agrosphäre (IBG-3) arbeitet, ist das Projekt AgraSim.

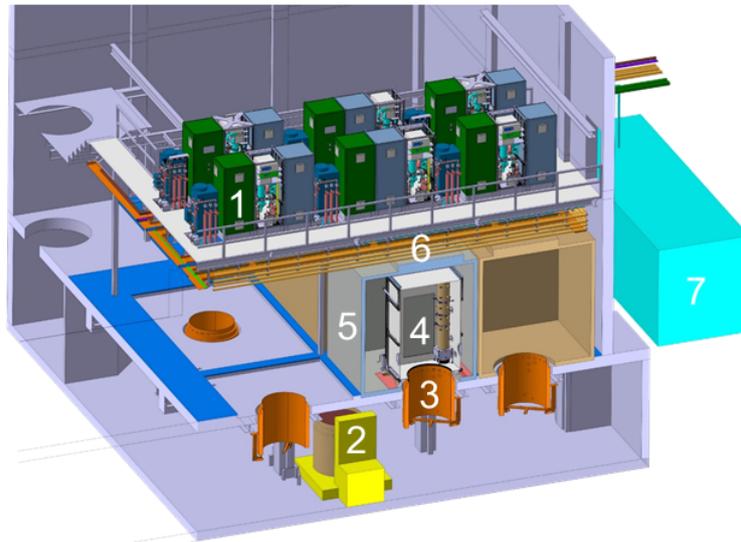
1.2 AgraSim

AgraSim steht für *Agricultural Food Production Simulator* und ist ein Projekt des ZEA-2 in Kooperation mit dem IBG-3, das Teil der Forschungszentrum Jülich GmbH ist. Das Institut erforscht die Bodenzusammensetzung und deren Einfluss auf den landwirtschaftlichen Ertrag sowie deren Auswirkungen auf den Klimawandel und umgekehrt. AgraSim zielt auf die Optimierung der Nährstoff- und Wassernutzungseffizienz landwirtschaftlicher Produktionssysteme ab, basierend auf einer detaillierten Analyse und Simulation der Hauptprozesse im Boden-Pflanze-Atmosphäre-System unter aktuellen und zukünftigen Umweltbedingungen. Das Projekt umfasst eine experimentelle Plattform mit Mesokosmen sowie einen numerischen Simulator auf Basis von Hochleistungsrechnern. Eine Mesokosmose ist eine geschlossene Umgebung, die es ermöglicht, einen kleinen Teil einer natürlichen Umgebung unter kontrollierten Bedingungen zu beobachten. Im Herzen der Mesokosmose befindet sich eine Pflanze in einer Bodenprobe, welche unterhalb der Pflanzenkammer von einem Behälter beherbergt wird. Dieser wird im folgenden Lysimeter genannt. Kontrollierte Bedingungen für die Pflanzen werden durch die verschiedenen Komponenten der Kammer erzeugt. Die Reaktionen von Boden und Pflanze auf diese kontrollierte Umgebung sollen mithilfe eines im Lysimeter integrierten Messsystems erfasst und analysiert werden. AgraSim ist Teil weltweiter Bemühungen, die Auswirkungen von Klimabedingungen auf Ernten zu untersuchen.

Eine Übersicht über den Aufbau des Projekts ist in Abbildung 1.1 zu sehen. Bezeichnet mit Nummer vier ist die Pflanzenkammer, welche sich in der Klimakammer mit der Nummer fünf befindet und das Lysimeter mit der Nummer drei enthält. Da chemische Reaktionen innerhalb der Kammer die Gasmessungen beeinträchtigen könnten, wurde hauptsächlich Glas als Baumaterial gewählt, da es inert ist. Inerte Stoffe reagieren nur im verschwindenden Maße mit potenziellen Reaktionspartnern [1]. Zusätzlich werden die Komponenten der Pflanzenkammer durch eine Klimakammer gekühlt, damit sie oberhalb des Taupunktes liegen und es nicht zu Kondensation kommt, was ebenfalls die Gasmessung beeinflussen würde. Die Luftversorgung und Temperatur innerhalb der Pflanzenkammer wird im Allgemeinen durch zwei Glasrohre kontrolliert. Dazu wird die Luft durch eine saubere und trockene Luftversorgungseinheit zugeführt, die mit der Nummer sieben markiert ist. Auf der Oberseite der Pflanzenkammer befindet sich ein LED-Array, welches ein ähnliches Emissions-Spektrum wie die Sonne simuliert, siehe Nummer sechs. Die Komplexität der Prozesse innerhalb der Kammer verlangen eine geregelte Steuerung, welche durch die Prozesskontrolle realisiert wird und bei der Nummer eins abgebildet ist. Das Transportfahrzeug für diese Lysimeter, das sich unter der Pflanzenkammer im Keller befindet, ist mit der Nummer zwei gekennzeichnet.

Das Lysimeter, das in der Abbildung mit der Nummer drei markiert ist, ist ein 1 Meter breiter und 1,5 Meter hoher Zylinder. Es ist mit einer Waage, einer Kühlvorrichtung und einzelnen punktuellen Feuchtigkeitssensoren ausgestattet. Alle diese Komponenten wurden vom ZEA-1 und seinen Partnern entworfen, hergestellt und in Betrieb

genommen. Zur Analyse des Bodens und der Wurzel wird ein hochauflösendes, mehrkanaliges Bodenradarsystem in das Lysimeter integriert. Dieses System wird derzeit am ZEA-2 entwickelt und wird den Fokus dieser Arbeit bilden.



Legende

- 1 Prozesskontrolle
- 2 Transportfahrzeug für das Lysimeter
- 3 Lysimeter
- 4 Pflanzenkammer
- 5 Klimakammer
- 6 LED-Array mit natürlichem Licht
- 7 Saubere Luftzufuhr

Abbildung 1.1: AgraSim-Aufbau [2, 3]

1.3 Bodenradarsystem

Bodenradarsysteme untersuchen die Ausbreitung elektromagnetischer (EM) Wellen innerhalb des Bodens. Hierbei wird die Geschwindigkeit der EM-Wellen durch Messungen bestimmt. Mit dieser Geschwindigkeit v und der Lichtgeschwindigkeitskonstante c wird die relative dielektrische Permittivität ε_r des durchdrungenen Materials abgeleitet [4]:

$$\varepsilon_r = \left(\frac{c}{v}\right)^2 \quad (1.1)$$

Zusätzlich wird die Leitfähigkeit des Materials gemessen. Durch die Kombination von Permittivität und Leitfähigkeit lassen sich verschiedene Eigenschaften des Bodens ableiten, darunter der Bodenwassergehalt (SWC), die Porosität, die Ionenkonzentration, die Bodentextur sowie der Tongehalt [5].

Bodenradarsysteme unterscheiden sich in verschiedenen Kategorien und Anwendungen. Erstens werden in der Praxis verschiedene Messkonfigurationen verwendet: (engl. “on-ground”), freistehende (engl. “off-ground”) und Bohrlochmessungen [6]. Zweitens werden Bodenradarsysteme hinsichtlich der Versendung von elektromagnetischen Wellen in zwei verschiedene Typen unterteilt: Puls-Bodenradarsysteme (Time Domain) und Bodenradarsysteme mit einer kontinuierlichen Welle (Frequency Domain) [6]. Puls-Bodenradarsysteme verschicken kurze Pulse mit verschiedenen Frequenzen und berechnen mit den gemessenen Reflexionen die verstrichene Zeit, wodurch sich Aussagen über Eigenschaften der Erde treffen lassen [7]. Bodenradarsysteme der Frequenzdomäne verschicken Signale mit verschiedenen Frequenzen und können durch die Analyse der Phasenverschiebung zwischen den ausgesendeten und reflektierten Signalen bei verschiedenen Frequenzen Rückschlüsse auf die Geschwindigkeit der EM-Wellen schließen [8].

Im AgraSim-Projekt wird ein Puls-Bodenradarsystem genutzt. Die Erfassung der Daten durch das Bodenradarsystem ermöglicht die Erstellung eines 3D-Tomogramms der elektrischen Permittivität und Leitfähigkeit des Lysimeters. Das Bodenradar besteht aus 2496 Antennen, wobei jeweils 64 Antennen mit einer von 39 Datenerfassungseinheiten (DAQ) verbunden sind. Die Antennen sind auf einer Kachel in acht Reihen und acht Spalten angeordnet. Diese Kacheln sind im Bodenradarsystem in 13 Spalten und drei Ringen angeordnet, siehe Abbildung 1.2. Diese DAQ wird im Folgenden Baseboard (BAB) genannt und enthält alle nötigen Komponenten, um mit den Antennen Signale durch den Boden zu senden oder Signale zu empfangen [6]. Dafür befindet sich auf dem *BAB* eine CPU zur Steuerung der lokalen Abläufe und der Datenübertragung. Das *BAB* realisiert außerdem acht Analog-Digital-Wandler (ADCs) zum Umwandeln der empfangenen Radarsignale und einen Digital-Analog-Wandler (DAC) zum Erzeugen der Radarsignale. Die acht *ADCs* bilden einen Kompromiss zwischen Platzverbrauch auf der Platine und Schnelligkeit der Umwandlungsrate. Die Umwandlungsrate der *ADCs* und des *DACs* beträgt 4 Gigasample die Sekunde (GS/s). Der *DAC* hat eine Auflösung von 2^{14} Stufen und die *ADCs* eine Auflösung von 2^{12} Stufen. Auf den genauen Messablauf wird im nächsten Kapitel eingegangen.

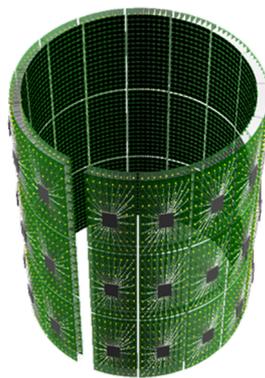


Abbildung 1.2: Aufbau Bodenradarsystem

1.4 Messungen

In Abbildung 1.3 ist der interne Aufbau der Signalketten der verschiedenen Antennen abgebildet. Jede Antenne ist mit einem 1-zu-3-Multiplexer verbunden, der sich in drei verschiedenen Modi befinden kann. Diese sind der Sender-, Empfänger- oder Inaktiv-Modus.

Im Sender-Modus ist die Antenne mit dem sogenannten Senderpfad verbunden. Dieser besteht aus einem *DAC*, der mit einem Verstärker (engl. Amplifier, *AMP*) und zwei hintereinander geschalteten 1-zu-8-Multiplexern verbunden ist, siehe unten in Abbildung 1.3. Es gibt nur einen *DAC* pro Baseboard, der ein Signal über den Senderpfad und durch die Antenne durch ein Medium verschicken kann, alle anderen 1-zu-3-Multiplexer befinden sich zu der Zeit im Empfänger- oder im Inaktiv-Modus.

Im Empfänger-Modus verbindet der 1-zu-3-Multiplexer die jeweilige Antenne mit einem Empfängerpfade. Dieser setzt sich aus einem rauscharmen Verstärker (engl. Low Noise Amplifier, *LNA*), einem 8-zu-1-Multiplexer und einem programmierbaren Verstärker (engl. Programmable Gain Amplifier, *PGA*) zusammen. Ein *LNA* ist ein typischer Baustein, der auf der Empfängerseite direkt nach einer Antenne eingebaut wird. Dieser soll das meist schwache Hochfrequenz-Signal verstärken, ohne Eigenrauschen hinzuzufügen [9]. Der eingebaute *LNA* hat eine Verstärkung von 19 dB. Die Verstärkung und Dämpfung werden in der Elektrotechnik über logarithmische Verhältnisse ausgerechnet und in Dezibel (dB) angegeben. Die Verstärkung wird mit *A* (engl. Amplification) bezeichnet, und wird in der Praxis bei einer Verstärkung mit positivem und einer Dämpfung mit einem negativen Vorzeichen angegeben [10]. Der *PGA* kann auf eine Verstärkung von -6 dB bis 26 dB eingestellt werden kann. Damit ist es möglich für die verschiedenen *ADCs* den optimalen Arbeitsbereich einzustellen, da die jeweiligen Antennen der *ADCs* sich im Abstand zur Senderantenne unterscheiden.

Im Inaktiv-Modus ist die Antenne mit einem 50-Ohm-Widerstand verbunden und verschickt weder Signale noch empfängt sie welche. Der 50-Ohm-Widerstand gewährleistet, dass empfangene Signale im inaktiven Zustand der Antenne absorbiert werden, um Reflexionen zu minimieren und eine unerwünschte Weiterleitung des Signals in das System zu verhindern. Bei einer Messung fungiert eine Antenne als Sender und alle anderen als Empfänger. Die Senderantenne überträgt ein Signal durch ein Medium, während die Empfängerantennen das abgeschwächte Signal nach dem Durchdringen des Mediums oder die Reflexionen des Signals an der Oberfläche des Mediums empfangen.

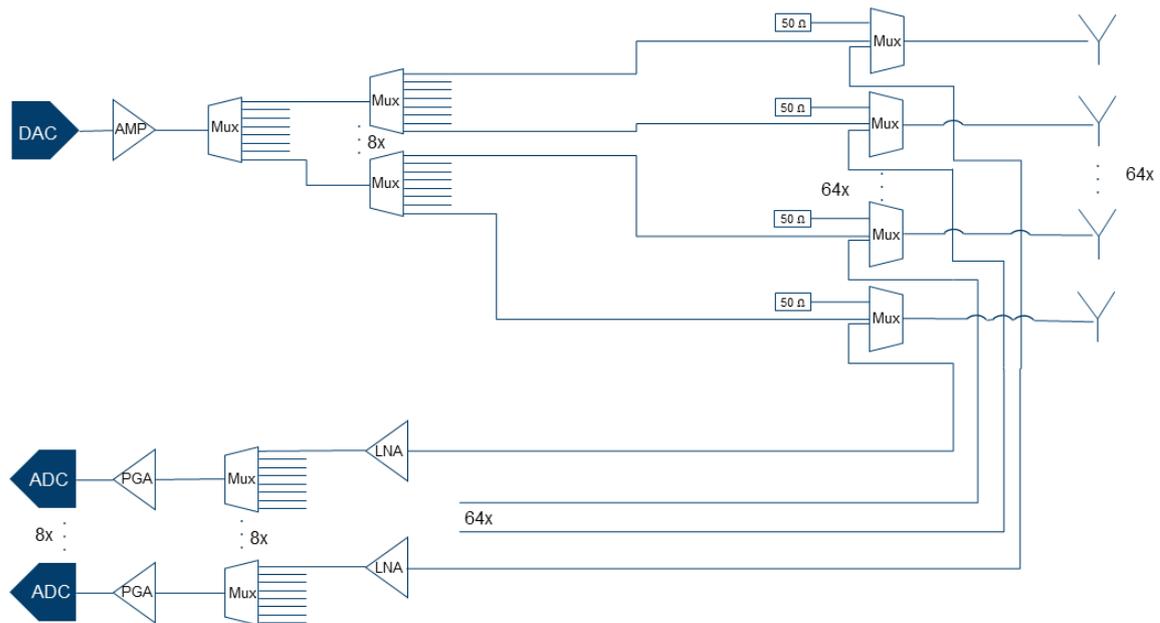


Abbildung 1.3: Vollständiger Analogpfad eines Baseboards einschließlich der zugehörigen Antennen

1.5 Ziele und Motivation

Das Ziel dieser Arbeit ist eine automatische Fehlerdetektion und Selbsttestdiagnose im Bodenradar. Eine gründliche Fehlerdetektion und Evaluation von Messsystemfehlern ist sowohl vor der Inbetriebnahme als auch während des Betriebs eines Messsystems unerlässlich. Im jetzigen Aufbau werden Überprüfungen auf Störungen üblicherweise einzeln und unregelmäßig durchgeführt. Dies führt dazu, dass Störungen erst mit Verzögerung erkannt werden, weshalb eine gezielte Störungsdetektion notwendig ist. Minimale Änderungen im System können zudem neue Störungen verursachen, die nicht automatisch erfasst werden.

Jedes *BAB* verfügt über zwei *1-zu-8-Multiplexer* auf dem Empfangs- und Sendepfad, die insgesamt 64 verschiedene Kanäle bereitstellen, siehe Abbildung 1.3. Im Gesamtsystem von 39 *BABs* entstehen 2496 unterschiedliche Kanäle, die jeweils spezifische Fehler aufweisen können. Durch die Kombination der verschiedenen Messkonfigurationen generiert das System Tomogramme mit einer Datenmenge von etwa 610 MB pro Sekunde, welche aus 159744 Datensätzen bestehen. Angesichts der Vielzahl an Kanälen und der erheblichen Datenmenge ist eine manuelle Überprüfung auf Störungen praktisch nicht umsetzbar.

Es ist essenziell, dass auch Messsystemfehler erkannt werden, welche über längere Zeiträume hinweg entstehen. Diese Art von Fehlern ist wegen ihrer Veränderung über lange Zeiträume hinweg manuell oft sehr schwer zu erkennen, da historische Daten mit betrachtet werden müssen.

Aus den dargelegten Gründen ist es erforderlich, die verschiedenen Störungen zu identifizieren und automatisch in den Messdaten zu detektieren. Daher wird diskutiert, wie sich die unterschiedlichen Störungen anhand bestimmter Merkmale in den Daten abzeichnen. Anschließend werden Methoden erörtert, die auf Grundlage dieser Merkmale Kennzahlen berechnen, um die Störungen in den Daten zu erkennen. Abschließend wird diskutiert, wie Änderungen dieser Kennzahlen zur Detektion von Störungen genutzt werden können und welche Methoden dafür geeignet sind.

2 Aufbau

Im ersten Abschnitt des Kapitels wird der verwendete Messaufbau erläutert. Im folgenden Abschnitt 2.2 wird detaillierter auf die verwendeten Antennen eingegangen. Dabei werden auch die Verbindung der Antenne zum *BAB* sowie die Sendefrequenz der Antennen behandelt.

Anschließend wird in Abschnitt 2.3 auf die vor- und rücklaufende Welle eingegangen, die im Sendepfad-ADC durch eine Kreuzkopplung in der Signalkette erfasst werden kann. Zur besseren Quantisierung der Signale wird in Abschnitt 2.4 die Leistungsdämpfung der verschiedenen Systemkomponenten detaillierter betrachtet. Dies ermöglicht ein besseres Verständnis der Signalpfade, sowie der resultierenden Signalstärken. Auf dieser Basis wird die Leistung für verschiedene Signalpfade berechnet.

Es folgt eine detaillierte Beschreibung des gesendeten Signals im Abschnitt 2.5. Die gemessenen Daten des Empfangspfades *ADC* (*ADC5*) und des Sendepfades *ADC* (*ADC4*) werden in Abschnitt 2.6 behandelt. Abschließend werden verschiedene Störungen in Abschnitt 2.7 identifiziert und beschrieben, basierend auf den in den vorherigen Abschnitten beschriebenen Komponenten der Signalpfade.

2.1 Messaufbau

Der Messaufbau, wie in Abbildung 2.1 dargestellt, zeigt die Konfiguration für die folgenden Messungen mit zwei Antennen. Die 1-zu-8-Multiplexer, die in Abbildung 1.3 dargestellt sind, sind in Abbildung 2.1 so geschaltet, dass sie die spezifischen Signalpfade in Abbildung 2.1 realisieren. Diese 1-zu-8-Multiplexer der Signalpfade werden in der Abbildung jedoch nicht explizit angezeigt.

Der obere Signalpfad befindet sich im Sendemodus. Daher ist die Antenne über den 1-zu-3-Multiplexer mit dem *DAC* und dem *AMP* verbunden. Der Empfangspfad dieses oberen Signalpfades, bestehend aus *LNA*, *PGA* und *ADC4*, ist ebenfalls mit dem Multiplexer verbunden, jedoch nicht direkt zur Antenne geschaltet.

Der untere Signalpfad in Abbildung 2.1 ist im Empfangsmodus. Hier verbindet der 1-zu-3-Multiplexer den Empfangspfad, bestehend aus *LNA*, *PGA* und *ADC5*, direkt mit der Antenne, die somit als Empfängerantenne fungiert.

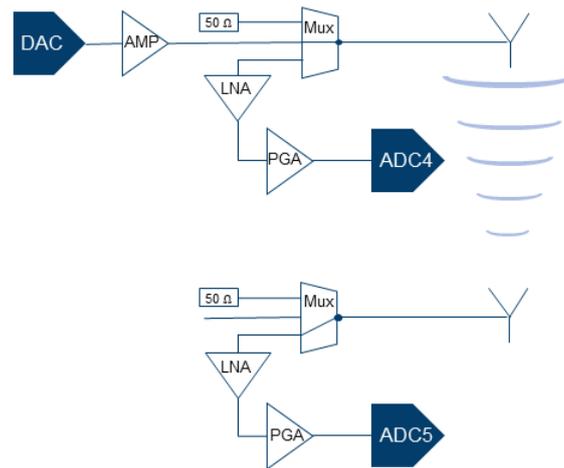


Abbildung 2.1: Aktueller Messaufbau

2.2 Komponenten des Messaufbaus

Die eingesetzte Antenne ist eine Bowtie-Antenne (Schmetterlingsantenne), die ihren Namen aufgrund ihres Schmetterling-ähnlichen Aufbaus hat. Bowtie-Antennen bestehen normalerweise aus zwei symmetrischen, dreieckigen Metallplatten, wie in Abbildung 2.2 gezeigt. Der Vorteil dieser Antennen ist, dass sie ein breites Frequenzspektrum abdecken [11]. Im Aufbau aus Abbildung 2.1 und im finalen Bodenradarsystem wird eine durch das *ZEA-2* selbst entworfene Antenne mit runden Pads verwendet, siehe rechte Seite der Abbildung 2.3. Abgerundete Ecken haben sich für die Anwendung in unserem Messsystem als effizienter als eckige erwiesen, da sie in der Regel einen niedrigeren Rückflussverlust haben [12]. Der Rückflussverlust beschreibt den Anteil eines Signals, der von der Antenne reflektiert und nicht versendet wird [13].

Im finalen Bodenradarsystem wird eine Verbindung sowohl zwischen der Antenne und der Rückseite einer Kachel als auch zwischen der Kachel und dem *BAB* bestehen. Als Standard für Antennenanschlüsse kommen SMA-Kabel zum Einsatz, die sowohl die Antenne mit dem *BAB* als auch die Kachel mit der Antenne verbinden. Das SMA-Kabel von der Antenne zur Kachel misst dabei zwischen 12 cm und 15 cm, während das Kabel zum *BAB* zurzeit auf ca. 50 cm geschätzt wird. Daher ergibt sich eine Gesamtlänge von 62 cm – 65 cm. Im aktuellen Aufbau, wie in Abbildung 2.1 dargestellt, ist ein das ca. 62 cm langem SMA-Kabel mit einem ca. 12 cm – 15 cm langen, dünneren SMA-Kabel verbunden. Dieses dünnere Kabel wird im Folgenden als Pigtail bezeichnet. Abschließend ist das Pigtail direkt an der Rückseite der Antenne an einem Anschluss angebracht was in Abbildung 2.3 zusehen ist. Die zuvor erwähnte Kachel wird in diesem Aufbau nicht verwendet. Damit ergibt sich eine Gesamtlänge von ca. 74 cm – 77 cm. Die Entscheidung für die Verwendung eines längeren Kabels basiert auf der Verfügbarkeit unterschiedlicher Kabelgrößen. Diese Wahl könnte im Rahmen der weiteren Projektplanung zukünftig angepasst werden.

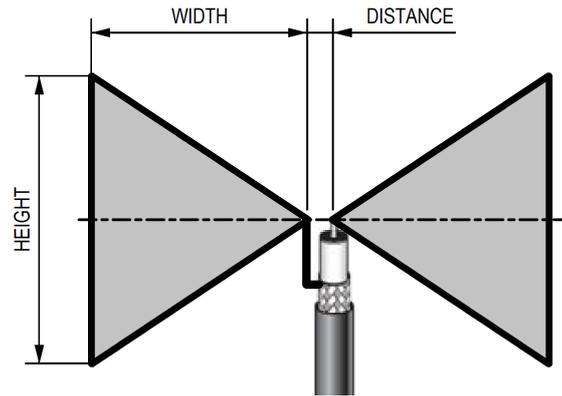


Abbildung 2.2: Bowtie-Antenne [16]

Die Antenne ist aufgrund ihrer Dimensionen auf die Übertragung von Signalen mit einer Mindestfrequenz von 400 MHz limitiert. Zusätzlich besteht eine obere Grenze für die Frequenz der übertragbaren Signale. Gemäß dem Nyquist-Abtasttheorem und unter Berücksichtigung einer Abtastrate der eingesetzten ADCs von 4 GS/s ergibt sich eine maximale Frequenz der Signale, die auf die Hälfte der Abtastrate, d.h. 2 GHz, begrenzt ist [14]. Externe Faktoren können jedoch die obere Grenze der nutzbaren Frequenzen weiter einschränken. Bei der Messung des Bodenwassergehalts ist zu berücksichtigen, dass Wasser hohe Frequenzen bei 1 GHz stark absorbiert [15], was die Detektion dieser Signale auf der Empfängerseite erheblich erschwert. Zudem ist die Dämpfung der *EM-Wellen* durch Wasser frequenzabhängig [15], was zu einer zusätzlichen Verzerrung der gesendeten Signale führt. Diese Verzerrungen erfordern eine aufwändige Nachverarbeitung. Daher ist die Übertragung von Signalen auf den Frequenzbereich auf 400 MHz – 1500 MHz beschränkt.

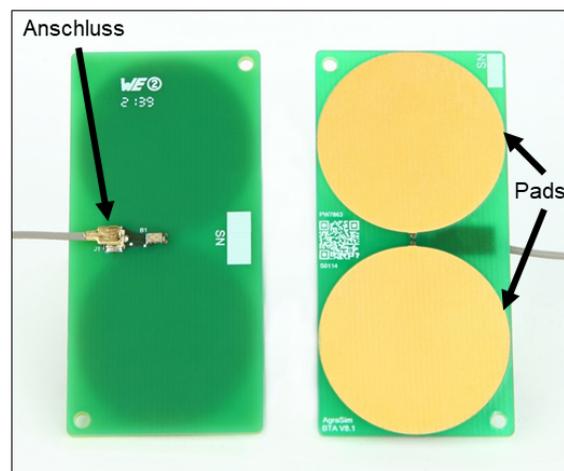


Abbildung 2.3: Bowtie-Antenne mit runden Pads

2.3 Vor- und rücklaufende Welle

Im Entwicklungsprozess des Messsystems hat sich herausgestellt, dass die am ADC_4 gemessenen parasitären Signale wichtige Informationen für die Kalibrierung und die Fehlersuche liefern. Parasitäre Signale sind unerwünschte elektrische Signale, die in einem System meist durch unerwünschte Kopplungen auftreten. Im Senderpfad des in Abbildung 2.1 dargestellten Messaufbaus tritt nach der Verstärkung des Signals durch den 1-zu-3-Multiplexer eine sogenannte *Kreuz-Kopplung* auf, die im Folgenden detailliert untersucht wird. In der Elektronik spricht man von *Kreuz-Kopplung* (engl. “cross-coupling”) wenn ein Signal unbeabsichtigt von einem Bauteil auf ein anderes übergreift [17]. Im jetzigen Aufbau wird ein Signal vom DAC in den Sendepfad geschickt und gelangt zum 1-zu-3-Multiplexer. Der Großteil des Signals wird durch den 1-zu-3-Multiplexer im Sendemodus zur Antenne weitergeleitet. Ein Teil des Signals koppelt jedoch am 1-zu-3-Multiplexer auf den Empfangspfad über und ist daher in Form des versendeten Signals des $DACs$ in ADC_4 messbar. Dieses gemessene Signal wird daher als vorlaufende Welle bezeichnet. Der überwiegende Teil des von dem DAC versendeten Signals wird an die Antenne abgegeben, wobei die Mehrheit des Signals durch die Antenne ins Lysimeter versendet wird. Ein Bruchteil des Signals wird jedoch an der Antenne reflektiert und zurück in das System übertragen. Dieses Signal wird zurück zum 1-zu-3-Multiplexer geleitet, indem erneut ein Teil des Signals durch *Kreuz-Kopplung* auf den Empfangspfad koppelt und damit in abgeschwächter Form im ADC_4 messbar ist. Dieses Signal wird daher als rücklaufende Welle bezeichnet. Der verbleibende Teil des Signals wird durch den 1-zu-3-Multiplexer zurück in den Sendepfad geleitet, wo es im ersten Bauteil also am AMP dissipiert.

Eine vor- und rücklaufende Welle kann in ADC_5 nicht gemessen werden, da dieser sich im Empfangsmodus befindet und nur das von der Sendeanenne durch das Medium versendete Signal empfängt.

2.4 Dämpfung und Verstärkung

Die Leistung der Signalkette des genutzten Sende- und der beiden Empfangspfade ist zur Quantisierung der gesendeten und empfangenen Signale von entscheidender Bedeutung. Die Leistung [18] ist definiert als

$$P_{out} = P_{in} \cdot 10^{\frac{A}{10\text{dB}}}, \quad (2.1)$$

wobei P_{in} die Eingangsleistung ist, P_{out} die Ausgangsleistung und A die Verstärkung. Daher wird mit der Summe der einzelnen Verstärkungen der Bauteile die Leistung der Pfade berechnet.

In Tabelle 2.1 sind die verschiedenen Komponenten mit den jeweiligen Verstärkungswerten für den Sendepfad von ADC_4 und den Empfangspfad von ADC_5 gelistet.

Die Tabelle 2.2 listet Teile der Komponenten des Sendepfades und Empfangspfades von ADC_4 auf. Sie enthält alle Komponenten, die entlang des Signalpfades vom DAC bis zum ADC_4 verortet sind. Es wird zwischen zwei Signalpfaden unterschieden: dem Signalpfad, der zur Messung der vorlaufenden Welle führt, und dem Signalpfad, der zur Messung der rücklaufenden Welle durch Reflexion an der Antenne führt.

Alle zusätzlichen Verluste, die durch weitere Bauelemente und die Leiterplatte verursacht werden, sind in beiden Tabellen unter den PCB-Verlusten zusammengefasst.

Tabelle 2.1: Komponenten mit den zugehörigen Dämpfungswerten des Sendepfads von ADC_4 und Empfangspfads von ADC_5

Sendepfad ADC_5		Empfangspfad ADC_4	
Komponente	Verstärkung (dB)	Komponente	Verstärkung (dB)
Verstärker	26	Antennenverluste	-1
2x 1-zu-8-Multiplexer	2x -0,45	SMA-Kabel	-0,5
1-zu-3-Multiplexer	-0,4	PCB-Verluste	-3,7
PCB-Verluste	-4,2	1-zu-3-Multiplexer	-0,45
SMA-Kabel	-0,5	LNA	19
Antennenverluste	-1	1-zu-8-Multiplexer	-0,6
		PGA	-6 bis 26
Summe	19	Summe	von 6,75 bis 38,75

Tabelle 2.2: Komponenten und ihre jeweiligen Dämpfungswerte von der vor- und rücklaufenden Welle von ADC_4

Signalpfad vorlaufende Welle		Signalpfad rücklaufende Welle	
Komponente	Verstärkung (dB)	Komponente	Verstärkung (dB)
Verstärker	26	Verstärker	26
1-zu-8-Multiplexer	-0,45	1-zu-8-Multiplexer	-0,45
1-zu-8-Multiplexer	-0,45	1-zu-8-Multiplexer	-0,45
1-zu-3-Multiplexer	-40	1-zu-3-Multiplexer	-0,45
LNA	19	SMA-Kabel	-0,5
1-zu-8-Multiplexer	-0,6	Montagekabel	-0,3
PGA	von -6 bis 26	Montagekabel	-0,3
PCB-Verluste	-1,1	SMA-Kabel	-0,5
		1-zu-3-Multiplexer	-40
		LNA	19
		1-zu-8-Multiplexer	-0,6
		PGA	von -6 bis 26
		PCB-Verluste	-9,3
Summe	von -9 bis 23	Summe	von -13,85 bis 18,15

Berechnungen der Leistungen

Die Ausgangsleistung des $DACs$ beträgt bei voller Aussteuerung 1,122 mW. Um die Ausgangsleistung der Sendeantenne zu berechnen, wird die Eingangsleistung auf die Ausgangsleistung des $DACs$ gesetzt, also $P_{in} = 1,122 \text{ mW}$. Unter der Annahme eines Verstärkungsfaktors von $A = 19 \text{ dB}$ folgt gemäß Gleichung 2.1:

$$P_{out} = 1,122 \text{ mW} \cdot 10^{\frac{19 \text{ dB}}{10}} \approx 89 \text{ mW} \quad (2.2)$$

Die maximale Leistung der Sendeantenne wird durch den Digitalwert des $DACs$ bestimmt. Die resultierende Leistung $P_{Antenne}$, die durch die Sendeantenne übertragen wird, kann mit der folgenden Formel berechnet werden:

$$P_{Antenne} = 89 \text{ mW} \cdot \frac{\text{DAC}_{wert}}{2^{14}} \quad (2.3)$$

Hierbei steht DAC_{wert} für den Digitalwert des $DACs$, und 2^{14} repräsentiert die Auflösung des $DACs$, die 16,384 Stufen umfasst.

Die nötige Eingangsleistung zur ADC-Voll-Aussteuerung eines Empfangspfades mit der Empfängerantenne ist ebenfalls mit der Tabelle 2.1 berechenbar. Die verschiedenen $ADCs$ arbeiten bei einer Leistungsaufnahme von $P_{in} = 1,122 \text{ mW}$ und bieten

eine Auflösung von $2^{12} = 4096$ Stufen. Die Dämpfung des Empfangspfades von der Antenne bis zum ADC berechnet sich aus der Tabelle 2.1 auf $6,75 \text{ dB} \leq A \leq 38,75 \text{ dB}$, durch den verstellbaren *PGA*. Daraus folgt, dass gemäß Gleichung 2.1 und bei $P_{out} = 1,122 \text{ mW}$ die Eingangsleistung an der Empfängerantenne im Bereich von $149,62 \text{ nW} \leq P_{in} \leq 237,1 \text{ }\mu\text{W}$ liegt. Der Wert von P_{out} entspricht der maximalen anliegenden Leistung am *ADC*, die $1,122 \text{ mW}$ beträgt. Ziel ist es, die Eingangsleistung P_{in} an der Antenne zu bestimmen.

Bei einer Einstellung des *PGA* auf 26 dB ergibt sich beispielweise für den höchsten digitalen Wert (4096) eine anliegende Leistung von $149,62 \text{ nW}$, die von der Empfängerantenne empfangen wird. Mit diesen Angaben lässt sich daher die genaue Leistung konkret für das Beispiel mit

$$P_{\text{Antenne}} = 149,62 \text{ nW} \cdot \frac{\text{ADC}_{\text{wert}}}{2^{12}} \quad (2.4)$$

berechnen, die an der Empfängerantenne in *ADC5* empfangen wurde.

Mit diesen Werten lassen sich nun digitale Werte des *DACs* in Leistung umrechnen und die gemessenen digitalen Werte von *ADC5* lassen sich in Leistungswerten angeben.

Auf Grundlage der Tabelle 2.2 und dem Aufbau in Abbildung 2.1 lassen sich auch die Dämpfungen der Signalpfade der vor- und rücklaufenden Welle des *ADC4* berechnen. Die Verstärkung des Signalpfades der vorlaufenden Welle berechnet sich durch die Addition der Verstärkung des Sendepfades bis zum 1-zu-3-Multiplexer, der Verstärkungen des Empfangspfades und der Verstärkung durch die *PCB*-Verluste. Daher gilt $-9 \text{ dB} \leq A_v \leq 23 \text{ dB}$, wobei A_v die Verstärkung des Signals der vorlaufenden Welle beschreibt. Analog lässt sich diese Berechnung für den Pfad der rücklaufenden Welle durchführen. Zusätzlich zur Verstärkung des Pfades der vorlaufenden Welle muss hier die Verstärkung des Signalpfades zur Antenne hin und zurück berechnet werden. Dabei ergibt sich eine Verstärkung von $-13,85 \text{ dB} \leq A_r \leq 18,15 \text{ dB}$, wobei A_r für die Verstärkung des Signalpfades der rücklaufenden Welle beschreibt. Daraus folgt, dass die Amplitude der vorlaufenden Welle um $4,85 \text{ dB}$ verstärkt ist, was einem Faktor von etwa $1,75$ entspricht, im Vergleich zur Amplitude der rücklaufenden Welle. Daher beträgt der Anteil der rücklaufenden Welle etwa $0,57$ im Verhältnis zur vorlaufenden Welle. Die genauen Leistungswerte des *ADC4*-Pfades lassen sich nicht berechnen, da eine zurzeit nicht messbare Dämpfung des Signals im Sendepfad vorliegt, daher werden die Messdaten von *ADC4* als Digitalwerte angegeben.

2.5 Ricker-Signal

Das *Ricker-Signal* wird häufig in Puls-Bodenradarsystemen genutzt und hat sich als effektiv bewährt, um Informationen über den Boden zu erhalten [19]. Die sogenannte Ricker-Funktion [20] ist definiert als

$$\psi(x; \sigma) = \frac{2}{\sqrt{3\sigma\pi^{1/4}}} \left(1 - \frac{x^2}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.5)$$

und ist die normierte negative zweite Ableitung der Gauß-Funktion mit angenommener Zentrierung zum Ursprung. Die Gauß-Funktion [21] ist definiert als:

$$f(x; \sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.6)$$

In der Signalverarbeitung wird die *Ricker-Funktion* häufig als Funktion der Zeit betrachtet, wobei $x = t$ gilt. Zusätzlich ist es in der Praxis oft so, dass das *Ricker-Wavelet* durch die mittlere Frequenz der Funktion charakterisiert wird. Die mittlere Frequenz f_0 der *Ricker-Funktion* ist definiert als $f_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}$. Durch Einsetzen dieses Ausdrucks für σ in die Gleichung 2.5 und einer Normierung erhält man die *Ricker-Funktion* in Abhängigkeit von der Frequenz und der Zeit [22]:

$$\psi(t; f_0; a) = a \left(1 - 2\pi^2 f_0^2 t^2\right) \exp\left(-\pi^2 f_0^2 t^2\right) \quad (2.7)$$

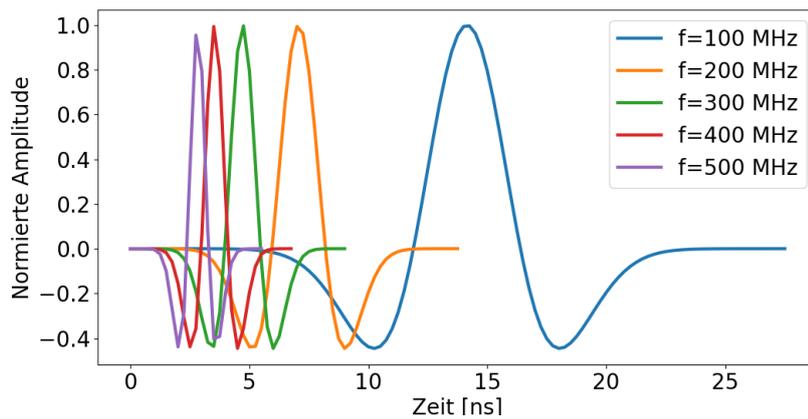
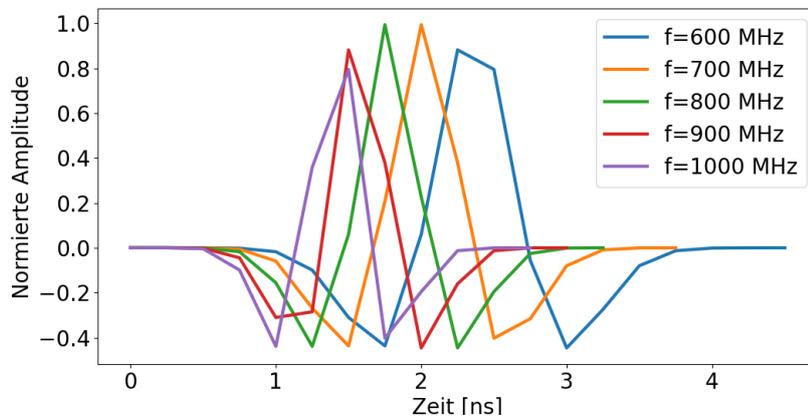
Hierbei wurde eine zusätzliche Variable a eingeführt, die die Amplitude der Ricker-Funktion skaliert. Für die Signalverarbeitung wird die Funktion häufig um $\sqrt{2}$ verschoben, was zu folgender Gleichung führt:

$$\psi(t; f_0; a) = a \left(1 - 2\pi^2 (f_0 t - \sqrt{2})^2\right) e^{-\pi^2 (f_0 t - \sqrt{2})^2} \quad (2.8)$$

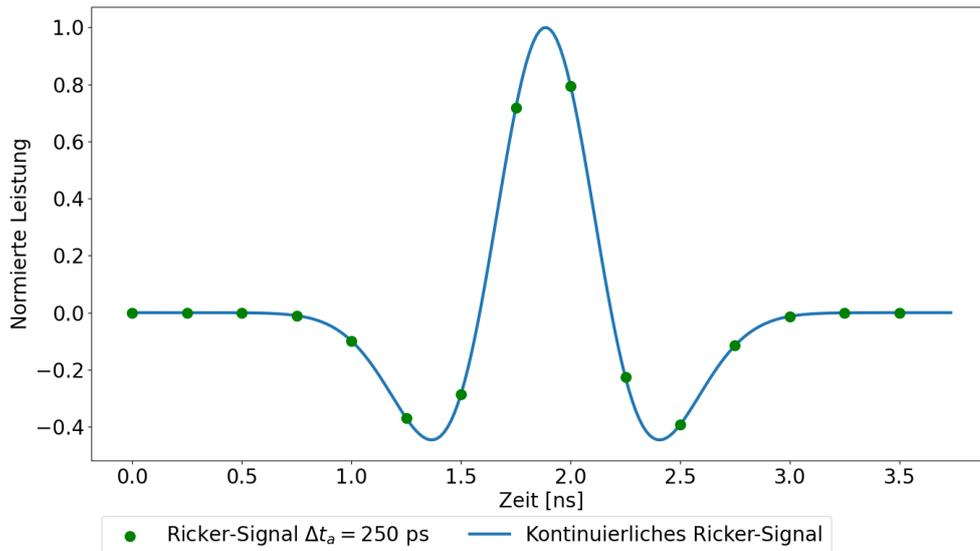
Diese Verschiebung wird vorgenommen damit die *Ricker-Funktion* nicht mehr um $t=0$ zentriert ist, und an negativen Zeitpunkten definiert ist.

Die in Gleichung 2.8 definierte Funktion wird im Folgenden stets als *Ricker-Funktion* bzw. *Ricker-Signal* verstanden.

In der Anwendung kann das Ricker-Signal Unterschiede zu der in Gleichung 2.8 angegebenen Funktion haben. Das liegt daran, dass verschiedene Faktoren im System das Signal verändern, z.B. das Antennendesign, Bodeneigenschaften [23]. Dadurch weicht der gemessene *Ricker-Puls* von der Funktion aus Gleichung 2.8 ab. Anschaulich sind Ricker-Signale mit Frequenzen im Bereich von 100 MHz bis 1 GHz in Abbildung 2.4 dargestellt, wobei die vom *DAC* und vom *ADC* vorgegebene Zeitauflösung von 250 ps berücksichtigt wird. Aufgrund dieser Zeitauflösung treten sowohl beim Senden durch den *DAC* als auch beim Messen durch den *ADC* Quantisierungseffekte auf, die ab einer Frequenz von 500 MHz signifikant werden, wie in Abbildung 2.4(b) sichtbar ist.

((a)) *Ricker-Signale* mit Frequenzen von 100 bis 500 MHz((b)) *Ricker-Signale* mit Frequenz von 600 bis 1000 MHzAbbildung 2.4: Erzeugte Ricker Signal Daten für den *DAC* mit verschiedenen Frequenzen

Ein Beispiel für diese Effekte ist die mögliche Unterschätzung der Amplitude des Ricker-Signals. In Abbildung 2.5 ist zu erkennen, dass das tatsächliche Maximum des *Ricker-Signals* möglicherweise zwischen den Zeitpunkten liegt, an denen die maximale Spannung des Signals durch den *DAC* gesendet oder durch den *ADC* gemessen wird. Dies verdeutlicht, wie die begrenzte Auflösung sowohl bei der Signalverarbeitung durch den *DAC* als auch bei der Signalabtastung durch den *ADC* zu einer fehlerhaften Darstellung der Signalamplitude führen kann.

Abbildung 2.5: Quantisierungseffekte des *Ricker-Signals*

Die im Kapitel 2.4 angegebene maximale Ausgangsleistung der Antenne von ca. 89 mW unterliegt zusätzlichen Einschränkungen durch die im Messsystem festgelegte Definition der *Ricker-Funktion*. Signale, deren Amplitude ca. 62 mW übersteigt, können aus Erfahrung zu signifikanten Verzerrungen führen, die die Messungen erheblich beeinträchtigen. Daher wird die maximale Amplitude auf ca. 62 mW begrenzt.

Im Rahmen des Projekts wurde entschieden, dass der *DAC* Ricker-Signale mit einer Frequenz von 750 MHz erzeugt. Diese Frequenz wurde gezielt ausgewählt, um eine adäquate Abdeckung des in Abschnitt 2.2 diskutierten Frequenzbereichs von 400 MHz bis 1500 MHz sicherzustellen. Das Ricker-Signal weist mehrere Frequenzkomponenten auf, wobei die Frequenz von 750 MHz als zentrale Frequenz fungiert. Eine mittlere Frequenz von 750 MHz gewährleistet, dass die erzeugten Signale innerhalb des definierten Frequenzbereichs liegen. Die Frequenzanteile des *Ricker-Signals* werden in einem späteren Abschnitt in Abbildung 3.2 dargestellt.

2.6 Messdaten

Eine Messung besteht aus 1024 Werten, welche in 256 ns aufgenommen werden. Diese Zeitspanne ist auf Grundlage des Durchmessers des Lysimeters und der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle gewählt worden. Mit 256 ns ist gewährleistet, dass nach dem Starten einer Messung alle Prozesse schnell genug sind, einschließlich der Ausbreitungszeit der *EM-Welle* durch das Lysimeter, dass der *Ricker-Puls* auf dem Empfangspfad gemessen werden kann.

Gemessene Daten lassen sich in *Einzelmessungsdaten* (Single-Shot Data) und *gestapelte Messungsdaten* (Stacked Data) bzw. gemittelte Messungsdaten aufteilen. Sowohl die gestapelten Daten als auch die Einzelmessungen werden auf ihren Mittelwert transformiert, um eine einfache Weiterverarbeitung der Messdaten zu gewährleisten.

Sowohl für die Einzelmessungen in Abbildung 2.6 als auch für den Vergleich der Einzelmessungen mit den gemittelten Messdaten in Abbildung 2.7 wurden identische Messparameter verwendet. Über die Antenne wurde ein *Ricker-Signal* mit einer mittleren Frequenz von $f_m = 750$ MHz und einer maximalen Amplitude von $a = 62$ mW ausgesendet, wobei eine Verstärkung durch den PGA von 26 gewährleistet wurde.

2.6.1 Einzelmessungen

Bei der Durchführung einer Einzelmessungen wird genau ein *Ricker-Puls* versendet und gleichzeitig folgt eine simultane Messung auf beiden *ADCs*. In der in Abbildung 2.6 dargestellten Messung ist die Konfiguration der Abbildung 2.1 genutzt worden, wobei die Antennen einen Abstand von zehn Zentimetern haben und der Raum mit Luft gefüllt ist.

In der Abbildung 2.6 sind die resultierenden Messdaten von *ADC4* und *ADC5* abgebildet. Der sichtbare Zeitbereich ist auf 120 ns bis 170 ns beschränkt, um das Ricker-Signal in den Daten sichtbar zu machen. In der Messung 2.6 sind zwei Signale zu erkennen, welche die vor- und rücklaufende Welle darstellen. Die vorlaufende (roter Kasten) und rücklaufende Welle (pinker Kasten) im *ADC4* sowie das gemessene Ricker-Signal (grüner Kasten) in *ADC5* sind in den Messdaten invertiert, da der *DAC* ein invertiertes Signal sendet. Durch die Mittelwertzentrierung ist im Folgenden davon auszugehen, dass ein invertiertes Signal eine negative Amplitude aufweist, während ein nicht invertiertes oder doppelt invertiertes Signal eine positive Amplitude zeigt. Die Intensität der Signale von *ADC4* und *ADC5* lassen sich in diesem Graphen nicht vergleichen. Dies liegt an der in 2.4 erwähnten unbekanntenen Dämpfung, durch die die Leistung in *ADC4* nicht richtig bestimmt werden kann. Daher sind die Messdaten des *ADC4* und *ADC5* jeweils mit den Digitalwerten angegeben. Jedoch tritt das *Ricker-Signal* von *ADC5* später auf als die vorlaufende Welle in *ADC4*, da das Signal bedingt durch die Luft einen längeren Signalpfad hat, bevor es am *ADC5* gemessen werden kann.

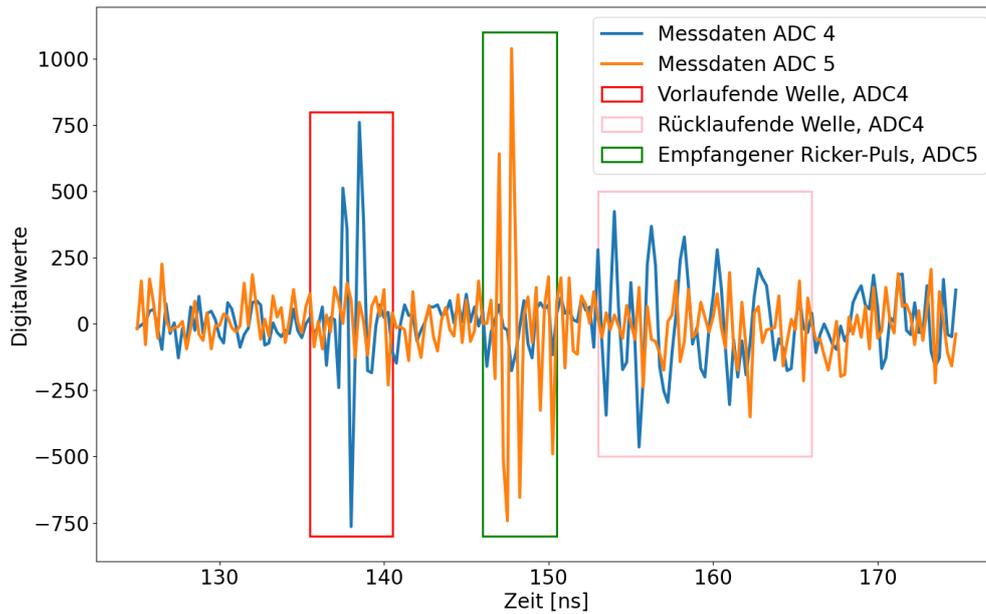


Abbildung 2.6: Einzelmessung

2.6.2 Gestapelte Messungen

Eine gängige Methode zur verbesserten Identifikation von Signalen in Messdaten ist das Mitteln oder Stapeln von Daten [24]. Im verwendeten Messsystem werden hierfür *Ricker-Signale* unter derselben Sende- und Empfangskonfiguration mehrfach ausgesendet und gemessen. Diese Messungen werden anschließend gemittelt oder gestapelt. Dies führt zu einer Steigerung des sogenannten Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (engl. "Signal-to-Noise Ratio", SNR) [25]. Ein hohes *SNR* führt zu einer besseren Sichtbarkeit eines in den Messdaten vorhandenen Signals. Der Grund dafür ist, dass nur konsistente Signale in gestapelten Messungen eine hohe Intensität aufweisen, während das Rauschen, das in der Regel zufällig ist, durch diesen Prozess weitgehend geglättet wird.

In Abbildung 2.7 wird der Vergleich zwischen einer Einzelmessung und einer gestapelten Messung dargestellt, wobei eine Mittelung über die gestapelte Messung durchgeführt wurde. Die Abbildung 2.7 zeigt, dass das Rauschen in der gemittelten Messung eine signifikant geringere Intensität aufweist als in der Einzelmessung. Dies ist in den Bereichen der Messung sichtbar, die keine vorlaufende oder rücklaufende Welle bzw. kein Signal enthalten. In diesen Bereichen befindet sich die gemittelte Messung deutlich näher bei null als die Einzelmessung, während die Amplituden der Signale jedoch weitgehend unverändert bleiben. Daher resultiert ein höheres *SNR*.

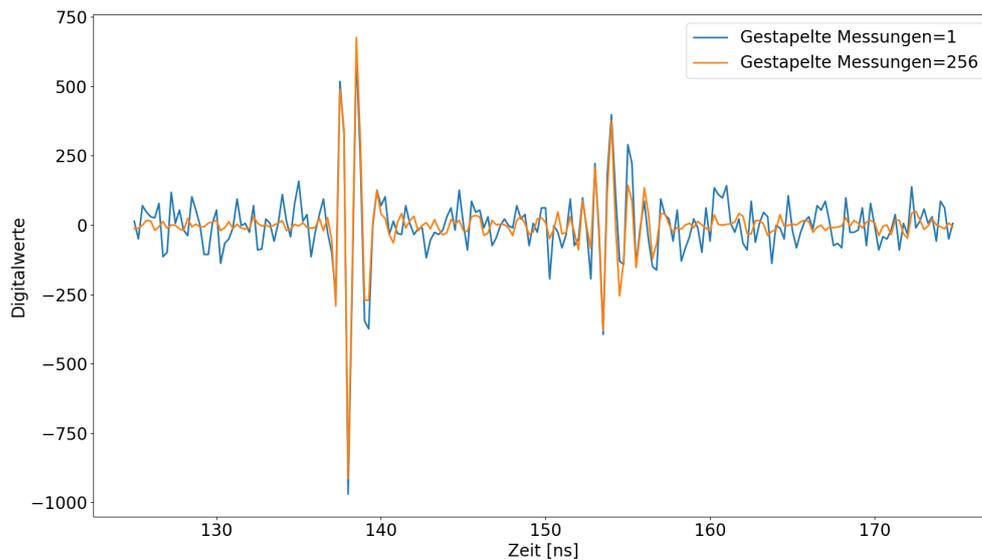


Abbildung 2.7: Vergleich von Einzelmessungen und gemittelten Messungen

Im Folgenden wird stets mit dem gleichen Datensatz von ADC_4 gearbeitet. Als Messparameter wurden eine mittlere Frequenz von $f_m = 750$ MHz, eine Amplitude von ca. 44 mW und eine Verstärkung von 26 dB verwendet. Die Daten wurden jeweils über 256 Messungen gemittelt. Diese Messung wird als Standardmessung bezeichnet.

2.7 Mögliche Störungen

Auf Grundlage von früheren Projekten, ähnlichen Projekten und den vorliegenden Daten zum Aufbau können mögliche Störungen des Messsystems vorhergesagt werden. Die Störungen können durch die verschiedenen Komponenten oder Verbindungen der verschiedenen Komponenten auftreten. Die verschiedenen Störungen sind in Abbildung 2.8 dargestellt.

Bei der Betrachtung der verschiedenen Störungen wird auf das Abweichen von der Normfunktionalität von Teilen der Signalkette eingegangen. Die verschiedenen Komponenten der Signalkette haben jeweils ein Eigenrauschen, welches sich in den Messungen in verschiedenen Stärken niederschlagen kann.

Die Antennen und die Verbindung zu den Antennen sind im Gegensatz zu den anderen in Abbildung 2.8 dargestellten Komponenten Umwelteinflüssen ausgesetzt und können daher Kontaktprobleme vorweisen. Die Störungen 1.1 und 1.2, die in Abbildung 2.8 dargestellt sind, betreffen Antennenstörungen am Sendepfad von ADC_4 . Diese Störungen resultieren aus Unterbrechungen im Signalpfad zwischen dem Multiplexer

und der Antenne, die entweder durch offene Stellen im Kabel oder durch Kurzschlüsse auftreten können. Solche Unterbrechungen können an den Verbindungen zwischen dem Pigtail und dem SMA-Kabel (1.1) oder zwischen dem Pigtail und der Antenne (1.2) auftreten.

Eine Unterbrechung des Sendepfades hat mehrere Auswirkungen: Erstens wird das *Ricker-Signal* nicht mehr von der Antenne abgestrahlt, was zur Folge hat, dass kein Signal in *ADC5* empfangen wird. Dadurch wird in *ADC5* nur das Rauschen der Bauteile des kompletten Empfangspfades gemessen. Zweitens führt die vollständige Reflexion des Signals aufgrund des Fehlens der Signalabstrahlung zu einer erhöhten Intensität der rücklaufenden Welle in den Messdaten von *ADC4*.

Zusätzlich wird durch die Unterbrechung des Sendepfades die Zeitdifferenz zwischen der vorlaufenden und der rücklaufenden Welle verringert, da das Signal einen kürzeren Weg zurücklegen muss. Es ist zu erwarten, dass die Zeitdifferenz bei einer Störung an Stelle 1.1 tendenziell kleiner ist als an Stelle 1.2.

Die Störung 2 in Abbildung 2.8 beschreibt, analog zu den Störungen 1.1 und 1.2, eine Antennenstörung. Allerdings betrifft diese Störung den Empfangspfad von *ADC5*. Diese Unterbrechung wirkt sich ausschließlich auf *ADC5* aus, da in diesem Fall kein Signal mehr empfangen werden kann und lediglich das Eigenrauschen der Bauteile gemessen wird. Da es bei dieser Störung keinen Unterschied macht, an welcher Stelle die Unterbrechung auftritt, wird sie im Gegensatz zu den Störungen 1.1 und 1.2 zusammengefasst.

An den verschiedenen Unterbrechungsstellen kann ein Kurzschluss auftreten, der zu einer Invertierung der Signalamplitude führt. In Abschnitt 2.5 wurde beschrieben, dass der *DAC* ein invertiertes Signal versendet, weshalb ein Kurzschluss eine Reflexion des Signals mit einer positiven Amplitude verursachen würde. Dieser Effekt kann jedoch ausschließlich bei den Störungen 1.1 und 1.2 in *ADC4* detektiert werden. Die Invertierung ist nur in *ADC4* nachweisbar, da bei einer Unterbrechung im Empfangspfad (2) lediglich das Rauschen des Signalpfades in *ADC5* erfasst wird.

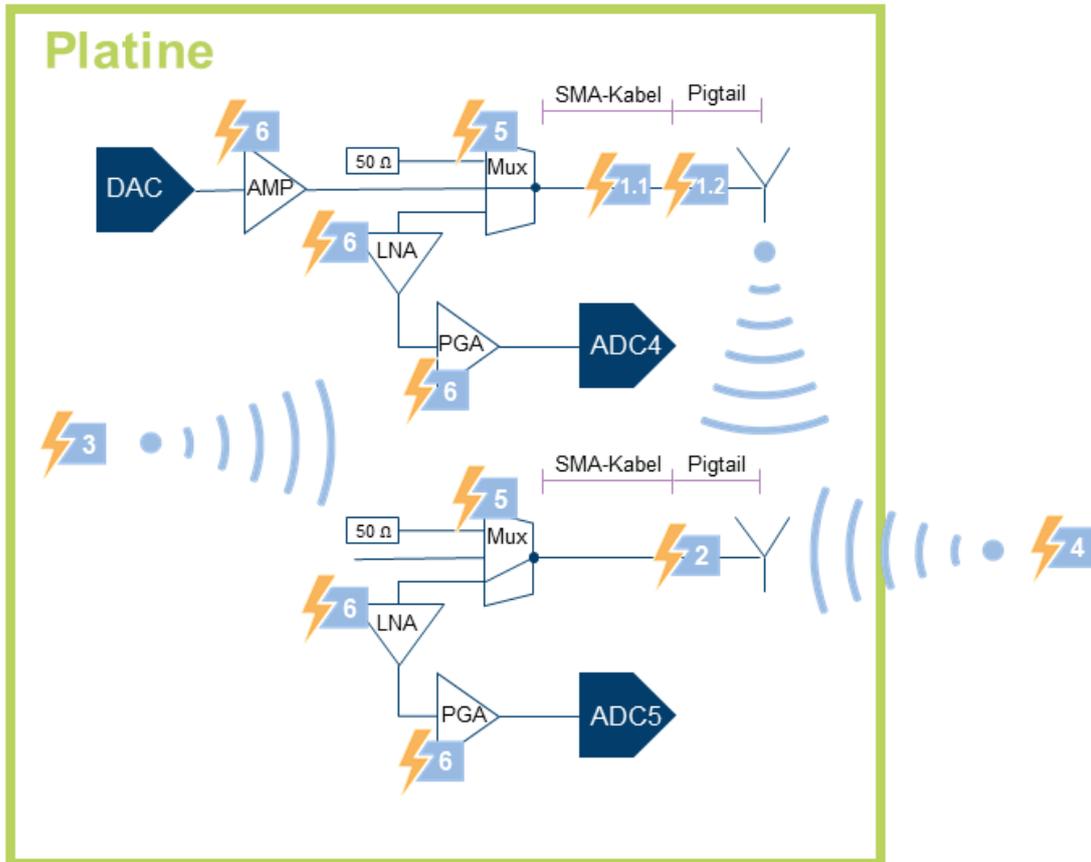
Eine weitere Störung betrifft das Ausfallen von Verstärkern, welches in Abbildung 2.8 mit der Nummer 6 gekennzeichnet ist. Im aktuellen Aufbau wurde ausschließlich der Fall berücksichtigt, dass alle Verstärker gleichzeitig ausfallen.

Der Ausfall aller Verstärker wirkt sich sowohl auf *ADC4* als auch auf *ADC5* aus, da er eine Unterbrechung in beiden Empfangspfaden verursacht. In *ADC4* verhindert diese Unterbrechung zum einen das Senden des *Ricker-Signals*, bedingt durch den Ausfall des *AMP*, der sich direkt neben dem *DAC* befindet. Zum anderen wird die Messung der vorlaufenden und rücklaufenden Welle durch die Unterbrechung am *PGA* und *LNA* verhindert, sodass nur das Eigenrauschen detektiert wird. Auch in *ADC5* wird kein Signal mehr empfangen, da der Ausfall der Verstärker ebenfalls eine Unterbrechung des Empfangspfades verursacht und durch das Fehlen des *Ricker-Signals* auch kein Signal an der Empfängerantenne anliegt. In beiden *ADCs* sind daher nur das Eigenrauschen der jeweiligen Komponente messbar, da keine Signalübertragung mehr

stattfindet.

Die verschiedenen Multiplexer im Messsystem arbeiten unter normalen Bedingungen zuverlässig und stabil. Bei Störungen der Versorgungsspannung können sie jedoch ebenfalls ausfallen. In Abbildung 2.8 ist eine solche Störung durch Nummer 5 gekennzeichnet. Da alle Multiplexer die gleiche Versorgungsspannung erhalten, führt diese Störung zu einem gleichzeitigen Ausfall aller Multiplexer.

Infolge dieses Ausfalls empfangen sowohl ADC_4 als auch ADC_5 kein Signal mehr. Der nächstgelegene Multiplexer zu den jeweiligen $ADCs$ der Empfangspfade befindet sich zwischen PGA und LNA , wie in Abbildung 2.8 dargestellt. Durch den Ausfall aller Multiplexer messen ADC_4 und ADC_5 ausschließlich das Eigenrauschen des PGA sowie der eigenen Komponenten. Bei jeder Messung können Störsignale die Messdaten beeinflussen. Diese Störungen können sowohl vom Board selbst ausgehen, wie in Abbildung 2.8 mit der Nummer 3 gekennzeichnet, als auch von externen Quellen, die über die Antennen eintreffen, erkennbar durch Nummer 4. Störsignale, die vom Board selbst erzeugt werden, können auch in dem ADC gemessen werden, der über den 1-zu-3-Multiplexer im Sendemodus verbunden ist (ADC_4). Im Gegensatz dazu ist dies bei externen Störsignalen nicht der Fall. Externe Störsignale werden ausschließlich von den Antennen im Empfangsmodus empfangen, verstärkt und dann am entsprechenden ADC detektiert. Folglich werden externe Störsignale nur an ADC_5 und, während der Inbetriebnahme, auch an allen Empfangs- $ADCs$ gemessen.

Abbildung 2.8: Verschiedene Störungsbilder des *BABs*

Störsignale können unterschiedliche Charakteristiken aufweisen. Sie können periodisch, zufällig wiederkehrend oder einmalig auftreten. Zusätzlich können sie synchron oder asynchron zur Messung auftreten. Ein synchrones Störsignal tritt zum gleichen Zeitpunkt in verschiedenen Messungen auf.

Es können Störsignale von einem großen Frequenzspektrum auftreten, wovon einige bereits bekannt sind. Periodische Störsignale des Taktsignals und des Gleichstromwandlers werden von *ADC4* und *ADC5* empfangen und in späteren Kapitel diskutiert.

Die identifizierten und analysierten Störungen müssen nun im weiteren Verlauf detektiert werden.

3 Methoden

In diesem Kapitel werden verschiedene Methoden zur Berechnung von Kennzahlen beschrieben, mit denen die Störungen aus Kapitel 2.7 detektiert und, falls möglich, identifiziert werden sollen. Die Methoden zur Berechnung der verschiedenen Kennzahlen werden detailliert beschrieben und bewertet. Die Mehrheit der Kennzahlen dient der Bestimmung des Zeitpunkts und der Amplitude der vorlaufenden und rücklaufenden Welle. Dabei ist es bei den verschiedenen Verfahren entscheidend, die Ausrichtung der rücklaufenden Welle zu berücksichtigen, um präzise Werte für Amplitude und Zeitpunkt zu erhalten und eine Invertierung des Signals zu erkennen.

3.1 Spezielle Signalkorrekturen beim aktuellen Messaufbau

In Abschnitt 2.7 wurden bekannte Störsignale, wie das Taktsignal thematisiert, die fälschlicherweise an den beiden ADCs detektiert werden. Zur Sicherstellung der Qualität der Messdaten sollen diese Störsignale entfernt werden. Ein effektiver Ansatz hierfür ist die Analyse der Daten in der Frequenzdomäne. Im Folgenden wird daher die Fourier-Transformation eingesetzt, um die Frequenzkomponenten der Störsignale zu identifizieren und gezielt herauszufiltern, wodurch eine präzisere Auswertung der relevanten Messdaten ermöglicht wird.

3.1.1 Fourier-Transformation

Die Fourier-Transformation hat zahlreiche technische Anwendungen wie die Digitalisierung von Ton- und Bilddateien, die Datenkompression und die Datenanalyse.

Die Fourier-Transformation transformiert ein Signal aus der Zeitdomäne in die Frequenzdomäne, indem sie das Signal in seine grundlegenden Frequenzkomponenten zerlegt. Abbildung 3.1 veranschaulicht sowohl den Frequenzbereich als auch den Zeitbereich eines Beispielsignals. Links im blauen Bereich der Abbildung ist der Frequenzbereich und rechts im roten Bereich der Zeitbereich dargestellt. Ein Signal wird in eine Summe aus Sinus- und Kosinusfunktionen mit unterschiedlichen Frequenzen, Phasen und Amplituden zerlegt. Diese verschiedenen Sinus- und Kosinusfunktionen sind in der Mitte der Abbildung 3.1 dargestellt. Diese Zerlegung ermöglicht es, dominante Frequenzen im Signal anhand der hohen Amplituden der zugehörigen Sinus- und

Cosinus-Komponenten zu identifizieren.

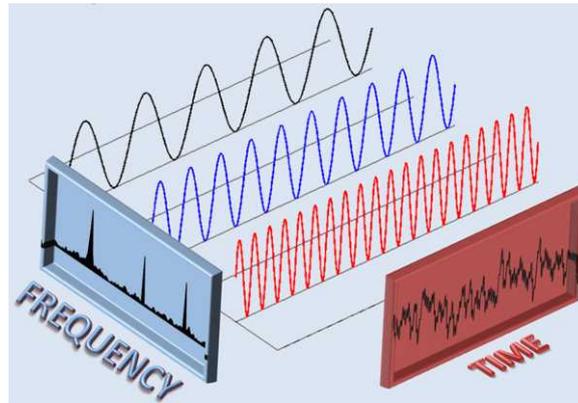


Abbildung 3.1: Fourier Transformation Zeit- und Frequenzbereich (Symbolbild) [26]

Die Fourier-Transformation eines kontinuierlichen Signals kann durch ein Integral angegeben werden. In der Praxis wird jedoch die Diskrete Fourier-Transformation (DFT) angewendet, da in der Signalverarbeitung meist digitale Werte in Form von Abtastwerten vorliegen.

Für den Frequenzbereich $\hat{x} = (\hat{x}_0, \hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{n-1})$ ergibt sich mit der Fourier-Transformation [27] des diskreten Signals x :

$$\hat{x}_k = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} x_i \cdot e^{-2\pi j \cdot \frac{k \cdot i}{n}} \quad (3.1)$$

Dabei steht i für die Indizes der diskreten Datenpunkte x und n für die Anzahl der Datenpunkte. \hat{x}_k steht für die k -te Frequenzkomponente mit $k = 0 \dots n - 1$ und $j = \sqrt{-1}$. Der Zusammenhang zur Sinus- und Cosinusfunktion liegt dabei in der Eulerschen Formel [28]:

$$e^{j \frac{2\pi}{n} k i} = \cos\left(\frac{2\pi}{n} k i\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{n} k i\right) \quad (3.2)$$

Die Fourier-Transformation lässt sich durch die Rückwärts-Fourier-Transformation [27], definiert in Gleichung 3.3, einfach umkehren, was ein Wechseln von der Zeitdomäne in die Frequenzdomäne und wieder zurück ermöglicht.

$$x_k = \sum_{i=0}^{n-1} \hat{x}_i \cdot e^{2\pi j \cdot \frac{i \cdot k}{n}} \quad (3.3)$$

Dabei sind die Variablen analog zu Gleichung 3.1. Im Folgenden soll die Fourier-Transformation zur Analyse der Messdaten im Frequenzbereich genutzt werden.

Zur effizienten Transformation in den Frequenzbereich auch bei großen Datenmengen werden Algorithmen der *Fast-Fourier-Transformation* angewendet. Dabei wird das Teile-und-Herrsche-Prinzip verwendet, um die Berechnungen der diskreten *Fourier-Transformation* zu beschleunigen [29].

3.1.2 Ricker-Signal im Frequenzbereich

In Abbildung 3.2 ist eine erzeugte Ricker-Funktion im Frequenzbereich mithilfe einer Fourier-Transformation dargestellt. In der Frequenzdarstellung weist die Funktion eine charakteristische, glockenförmige Kurve auf, wobei das Maximum der Kurve die zentrale Frequenz von 750 MHz repräsentiert. Der Frequenzbereich umfasst die für die Ricker-Funktion typischen breitbandigen Frequenzen, die hier im Bereich von 250 MHz bis 2 GHz liegen.

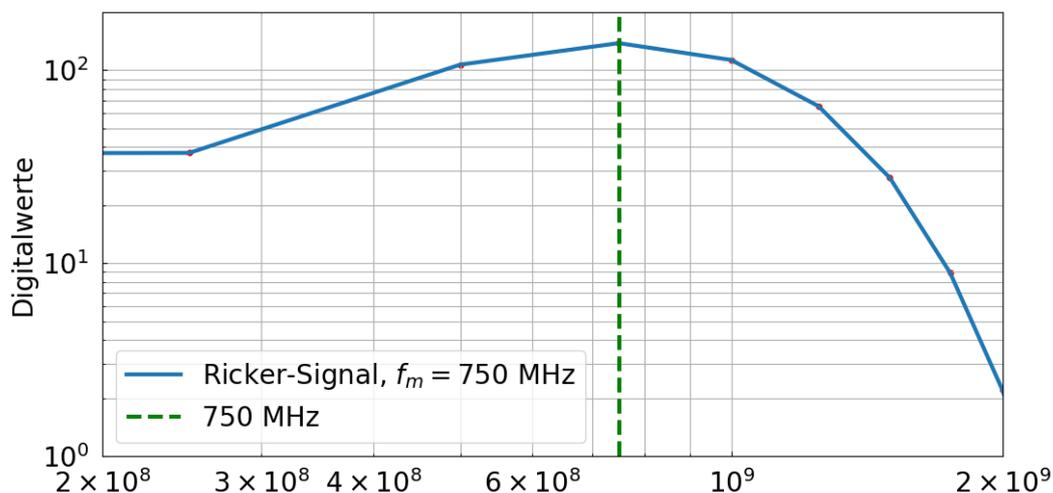


Abbildung 3.2: Frequenzbereich eines kontinuierlichen *Ricker-Signals*

Im Folgenden werden die Messdaten einer ganzen Messreihe im Frequenzbereich dargestellt, um Störsignale zu identifizieren.

3.1.3 Messdaten im Frequenzbereich

In Abbildung 3.3 ist die in Abschnitt 2.6.2 beschriebene Standardmessung im Frequenzbereich abgebildet. Der Frequenzbereich beginnt bei 100 MHz, da die niedrigeren Frequenzen unter 100 MHz für die Analyse nicht von Interesse sind. Im Frequenzbereich von 400 MHz bis 2 GHz ist eine ähnliche Glockenkurve zu der Abbildung 3.2 zu sehen. Systembedingte Störungen und Eigenrauschen können dazu führen, dass die Frequenzdarstellung des Ricker-Signals von der idealen theoretischen Form abweicht.

Dies zeigt sich durch die ungleichmäßige Verteilung der Glockenform in Abbildung 3.3. Im Frequenzbereich der Messung heben sich bestimmte spektrale Amplituden durch ihre relative Intensität von den übrigen Amplituden ab. Diese spektralen Amplituden zeichnen sich an den rot markierten Frequenzkomponenten 250 MHz, 500 MHz, 750 MHz, 1 GHz, 1,5 GHz, 1,75 GHz und 2 GHz ab. Diese Frequenzen sind bekanntlich auf das Taktsignal der taktgebenden Einheit zurückzuführen und werden fälschlicherweise am ADC_4 und ADC_5 gemessen.

Bei einer Messung ist im jetzigen Aufbau durch die Komponenten des Signalpfads garantiert, dass ein *Ricker-Puls* nicht vor 130 ns auftreten kann. Damit werden in den ersten 130 ns nur Signale gemessen, die von der Normalfunktionalität abweichen, darunter die Taktsignale. Da die Taktsignale periodisch sind und angenommen wird, dass sie während der gesamten Messdauer präsent sind, können sie durch geeignete Filterung entfernt werden. Hierzu wird ein Zeitbereich gewählt, der sicherstellt, dass die Perioden der Frequenzkomponenten der gemessenen Störsignale abgebildet werden. Die kleinste Frequenzkomponente der Störsignale beträgt 250 MHz, was zu einer Periode von mindestens $T = \frac{1}{250 \text{ MHz}} = 4 \text{ ns}$ führt. Zur Bereinigung der Daten wird der Zeitraum durch Periodenwiederholung auf 256 ns erweitert und danach von den ursprünglichen Messdaten subtrahiert.

Diese Signalkorrektur wird für alle Messdaten vor einer weiteren Verarbeitung durchgeführt, um die Qualität der Messdaten, daher das SNR der vor- und rücklaufenden Welle zu verbessern.

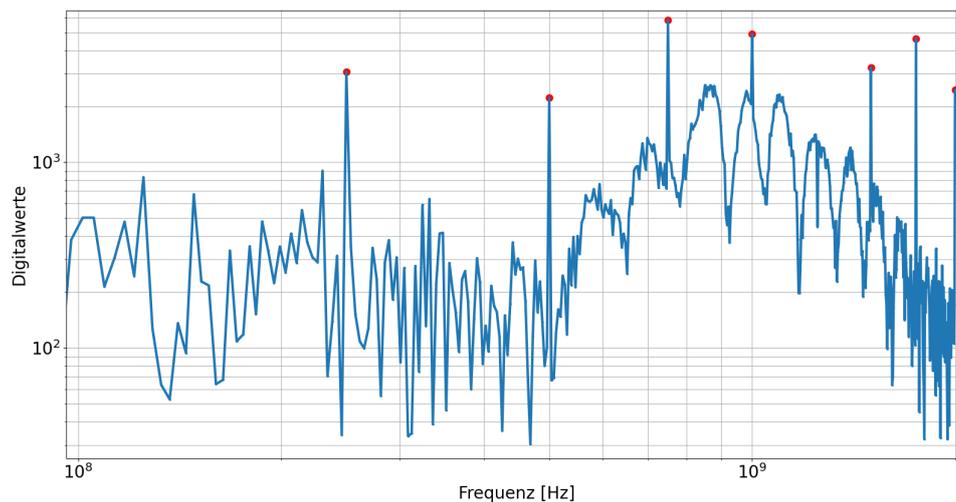


Abbildung 3.3: Frequenzbereich eines Beispiel-Messdatensatzes

3.2 Statistische Kennzahlen

Zur Auswertung der Messdaten werden verschiedene statistische Kennzahlen herangezogen, die im Folgenden detailliert vorgestellt werden. Der Mittelwert (siehe Gleichung 3.4) liefert einen Tendenzwert der Verteilung und ist definiert als

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} x_i \quad (3.4)$$

wobei \bar{x} der Mittelwert ist, x_i die einzelnen Datenpunkte sind, n die Anzahl der Datenpunkte ist. Die Standardabweichung ist definiert als

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} (x_i - \bar{x})^2} \quad (3.5)$$

definiert, wobei σ die Standardabweichung ist, x_i die einzelnen Datenpunkte sind, \bar{x} der Mittelwert der Datenpunkte ist und n die Anzahl der Datenpunkte ist. Die Standardabweichung quantifiziert die Streuung oder Variabilität der Messdaten um den Mittelwert. Diese Kennzahlen sind von großer Bedeutung in der Datenanalyse.

Die berechnete Standardabweichung auf einer Stichprobe wird als empirische Standardabweichung bezeichnet und wird berechnet mit:

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=0}^{n-1} (x_i - \bar{x})^2}, \quad (3.6)$$

wobei n die Anzahl der Stichproben, x_i die einzelnen Werte und \bar{x} der Mittelwert der Stichprobe ist.

Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. Signal-to-Noise Ratio, *SNR*) ist zum Erkennen von Signalen in Messdaten unabdingbar. Das *SNR* ist ein Maß für die Qualität eines Signals und ist definiert als

$$\text{SNR} = \frac{D_{\text{Signal}}}{D_{\text{Rauschen}}}, \quad (3.7)$$

wobei D_{Signal} die Amplitude des Signals und D_{Rauschen} das zugrundeliegende Rauschen der Daten darstellt. Dabei kann D_{Signal} und D_{Rauschen} sowohl in Leistung aber auch als Digitalwert angegeben sein. In vielen Anwendungen ist die Standardabweichung ein gutes Maß für das Rauschen von Messdaten.

3.3 Allgemeine Methoden zur Signalanalyse

Im Folgenden werden verschiedene Verfahren der Signalanalyse vorgestellt welche sich auf die Erkennung von Signalen in Messdaten beziehen.

3.3.1 Bestimmung des Zeitpunktes der vor- und rücklaufenden Welle mithilfe der Kreuzkorrelation

Die Pearson-Korrelation ist ein Maß für den linearen Zusammenhang von zwei Variablen und ist definiert als

$$r_{xy} = \frac{s_{xy}}{\sigma_x \sigma_y} \quad (3.8)$$

wobei r_{xy} der Korrelationskoeffizient zwischen x und y ist, s_{xy} die Kovarianz zwischen x und y ist, σ_x die Standardabweichung von x ist und σ_y die Standardabweichung von y ist. Die Kovarianz [30] ist dabei definiert als,

$$s_{xy} = \frac{1}{n-1} \sum_{i=0}^{n-1} (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y}) \quad (3.9)$$

dabei sind x_i und y_i die einzelnen Datenpunkte und \bar{x} und \bar{y} die Mittelwerte von den Variablen x und y . Mit der Formel (3.9) für die Kovarianz und der Formel (3.5) für die Standardabweichung ergibt sich der Korrelationskoeffizient [31]:

$$r_{xy} = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} (y_i - \bar{y})^2}}. \quad (3.10)$$

Mit dem Korrelationskoeffizienten lässt sich eine Kreuzkorrelation zwischen zwei Signalen berechnen [32]. Die Kreuzkorrelation ist ein leistungsstarkes Werkzeug zur Bestimmung der Ähnlichkeit zwischen zwei Signalen und wird häufig zur Bestimmung der Verzögerung zwischen zwei Signalen benutzt [33].

Die Kreuzkorrelation ist definiert als:

$$r_{xy}(k) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1-k} (x_i - \bar{x})(y_{i+k} - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} (y_i - \bar{y})^2}}, \quad k = 0, \dots, n-1 \quad (3.11)$$

wobei zur Verdeutlichung des Verfahrens davon ausgegangen wird, dass x und y beide eine Länge von n haben. k beschreibt die Verschiebung des Signals und $r_{xy}(k)$ den Korrelationskoeffizienten für die Verschiebung. Durch die Normierung ergibt sich für zwei identische Signale bei $k = 0$, dass $r_{xy}(0) = 1$. Für $x = -y$ gilt daher $r_{xy}(0) = -1$ [34].

Unterschiede in den Amplituden der Signale können die Kreuzkorrelationswerte beeinflussen. Um diesen Einfluss auszugleichen und eine bessere Vergleichbarkeit der Signale zu ermöglichen, wird in der Praxis häufig eine Normierung durch das Produkt der Standardabweichungen durchgeführt, wie in Gleichung 3.11 beschrieben. Diese Methode wird daher auch als normierte Kreuzkorrelation bezeichnet.

Zur Bestimmung des Zeitpunktes der vor- und rücklaufenden Welle wird in dieser Methode die Kreuzkorrelation für verschiedene Verschiebungen im Zeitbereich berechnet. Dieser Verschiebung ist in Abbildung 3.4 veranschaulicht, wobei

die *Ricker-Funktion* zur besseren Darstellung auf das Maximum der Messdaten skaliert ist.

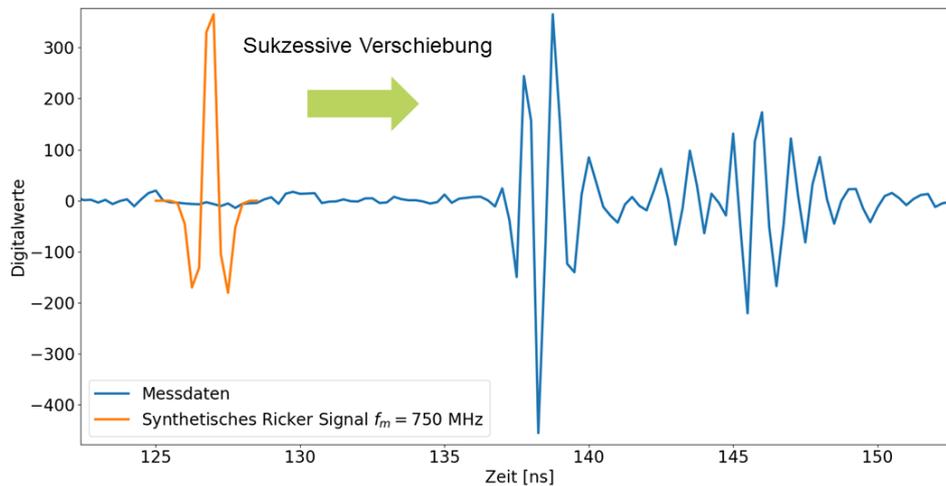


Abbildung 3.4: Berechnung der Kreuzkorrelation

Das Verfahren wird anhand des Beispiels in Abbildung 3.5 erläutert. Dafür wird eine *Ricker-Funktion* mit einer Frequenz von 750 MHz erstellt und sukzessive über die Daten geschoben. In jedem Schritt wird die Kreuzkorrelation aus Gleichung 3.11 berechnet. Um die Zeit zu extrahieren, an der die Signale die höchste Übereinstimmung haben, muss auch die Ausrichtung des *Ricker-Pulses* berücksichtigt werden. Durch die Transformation zum Mittelwert der Daten und der *Ricker-Funktion* kann daher die Zeit des Betragsmaximums der Kreuzkorrelation für die verschiedenen Verschiebungen berechnet werden. Die zeitliche Verschiebung des Betragsmaximums der Kreuzkorrelation gibt daher an, zu welcher Zeit das *Ricker-Signal* die höchste Übereinstimmung mit den Daten hat. In Abbildung 3.5 sind die Ergebnisse der Kreuzkorrelation für die Standardmessung am ADC_4 abgebildet. Im oberen Plot sind die Messdaten von ADC_4 blau markiert und das synthetisch erzeugte Ricker-Signal orange, was hier mit positiver Ausrichtung vorliegt. Das Ricker-Signal beginnt an dem Zeitpunkt, an dem durch die Kreuzkorrelation die größte Übereinstimmung des *Ricker-Signals* mit den Messdaten detektiert wurde, markiert in Rot. Für das Beispiel in Abbildung 3.5 ist die maximale positive Korrelation 0,5691 und die maximale negative Korrelation -0,5698, daher erkennt die Korrelationsmethode das Signal als negatives *Ricker-Signal*, siehe oberer Plot in Abbildung 3.5. Da sich die Werte lediglich in der vierten Nachkommastelle unterscheiden, ist eine präzise Aussage schwierig zu treffen. Im unteren Plot sind die Korrelationskoeffizienten in Abhängigkeit der Verschiebung des *Ricker-Signals* angegeben, wobei der Zeitpunkt für die maximale Übereinstimmung in Rot

markiert ist. Die Verzögerung der höchsten Korrelation wird daher als Zeit für die größte Übereinstimmung des Signals mit den Messdaten detektiert.

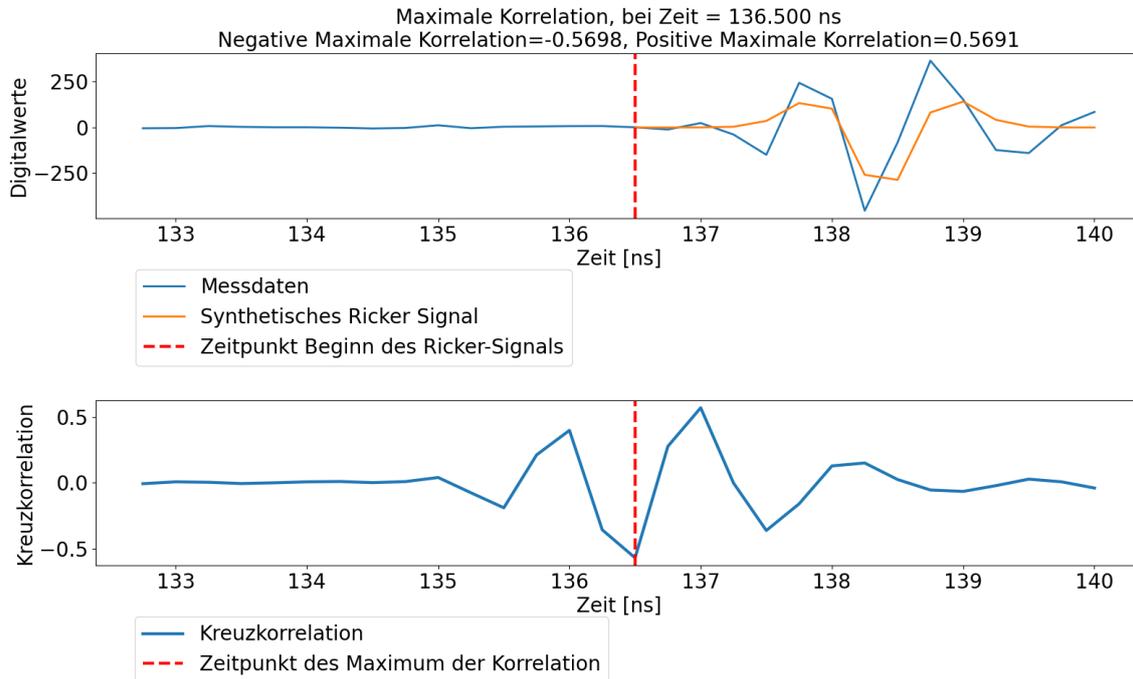


Abbildung 3.5: Ergebnis der Kreuzkorrelation

3.3.2 Kurvenanpassung

Den Prozess eine mathematische Funktion $f(x)$ zu konstruieren, welche die beste Anpassung an einen Datensatz $(x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)$ hat, nennt man Kurvenanpassung (engl. curve fitting). Eine Anpassung kann durch die Minimierung der quadratischen Abweichungen [35] (Residuen) realisiert werden:

$$E = \sum_{i=1}^n (y_i - f(x_i))^2, \quad (3.12)$$

wobei y_i die Datenpunkte sind und $f(x_i)$ das Ergebnis der Funktion, welche den Datensatz angepasst werden soll. Abhängig von den vorliegenden Messdaten und der anzupassenden Funktion gibt es unterschiedlich gute Verfahren zur Minimierung der Fehlerfunktion.

Wenn die Unsicherheiten der vorliegenden Messdaten bekannt sind, ist es sinnvoll, eine Anpassung durch Minimierung des χ^2 -Wertes vorzunehmen [36]. Der χ^2 -Wert ist definiert als:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{y_i - f(x_i, \mathbf{P})}{\sigma_i} \right)^2, \quad (3.13)$$

wobei $f(x_i, p)$ die vorhergesagten Werte der Funktion sind, σ_i die Unsicherheit der gemessenen Daten und p die Parameter der Kurvenanpassung. In den folgenden Anwendungen der Kurvenanpassung wird für alle σ_i die empirische Standardabweichung σ_m verwendet. Diese empirische Standardabweichung wird separat vom *Ricker-Signal* berechnet, wobei die genaue Berechnung in einem späteren Abschnitt 3.4 behandelt wird. Sie dient hier als Schätzer für die Unsicherheit der Messdaten.

Der Standardalgorithmus, der für die folgenden Verfahren genutzt wird, ist der Trust-Region-Reflective-Algorithmus (TRF). Dieser erreicht Verbesserungen bzw. einen kleineren Fehler, indem er die zu minimierende Funktion $f(x)$ für eine Region N mit einer einfacheren Funktion q approximiert, welche sich ähnlich zur Funktion $f(x)$ für eine Umgebung N um den Punkt x verhält [37]. Die Minimierungsfunktion ist von den initialen Werten der zu optimierenden Parameter abhängig und berücksichtigt sowohl obere als auch untere Schranken, um die Parameter in einem vorgegebenen Bereich zu halten. Diese Schranken stellen sicher, dass die Parameter im praktischen und theoretischen zulässigen Bereich bleiben.

Um die Qualität einer Kurvenanpassung zu bewerten, wird häufig die Größe χ^2/ndf verwendet. Dabei ist χ^2 der aus Gleichung 3.13 berechnete Wert und ndf bezeichnet die Anzahl der Freiheitsgrade, also die Anzahl der Datenpunkte abzüglich der Anzahl der freien Parameter (ndf - number of degrees of freedom i.e die Freiheitsgrade) . Ein Wert von χ^2/ndf , der nahe bei eins liegt, wird als Hinweis auf eine gute Anpassung betrachtet [38].

Im Folgenden soll die Kurvenanpassung genutzt werden, um die Zeit und Amplitude des *Ricker-Signales* in den Messdaten zu detektieren.

3.3.3 Veränderung der Abtastrate

Zur Erhöhung einer Abtastrate können die Fourier-Transformation und die inverse Fourier-Transformation aus Abschnitt 3.1.1 genutzt werden. Die Erhöhung der Abtastrate erfolgt mit folgenden Schritten:

1. Das Signal in der Zeitdomäne wird durch die Fourier-Transformation in die Frequenzdomäne abgebildet
2. Es werden zusätzliche Frequenzkomponenten hinzugefügt, die typischerweise auf null gesetzt werden
3. Das Signal wird durch die inverse Fourier-Transformation in den Zeitbereich abgebildet

Das Hinzufügen von Frequenzen mit einer Amplitude von null wird im englischen zero-padding genannt. Da die Amplituden der Frequenzen null sind, bewirkt das Verfahren keine Änderung des eigentlichen Signals. Jedoch wird trotzdem die Auflösung im Frequenzbereich erhöht, was bei einer Inversion der Fourier-Transformation zu einer höheren Auflösung und einer Art Interpolation im Zeitbereich führt. Umgekehrt

bewirkt das Hinzufügen von Nullen im Zeitbereich eine Verbesserung der Auflösung im Frequenzbereich [39]. In diesem Kontext konzentriert sich die Betrachtung jedoch auf die Verbesserung der Auflösung im Zeitbereich.

Dies soll im Folgenden anhand der Standardmessung, welche in Abbildung 3.6 dargestellt ist, erläutert werden.

Zu Beginn wird eine Fourier-Transformation durchgeführt, um die Messdaten von der Zeitdomäne in die Frequenzdomäne zu überführen. Der resultierende Frequenzbereich entspricht dabei dem in Abbildung 3.3 dargestellten Frequenzspektrum, ohne die markierten Störungen des Taktsignals.

Im gegebenen Beispiel wurde die Frequenzauflösung durch eine Erhöhung der Anzahl der Frequenzpunkte von 1024 auf 5120 um den Faktor 5 verbessert. Dies erfordert das Hinzufügen von $5120 - 1024 = 4096$ zusätzlichen Punkten.

Zur Realisierung dieses Schrittes wird im Frequenzbereich der Messdaten hinter der höchsten Frequenz eine Anzahl von Nullen hinzugefügt, die der Hälfte der Differenz zwischen der neuen und der ursprünglichen Anzahl an Frequenzpunkten entspricht, also 2048 Nullen. Diese Vorgehensweise ist erforderlich, da die inverse Fourier-Transformation die Symmetrie des Frequenzbereich realer Signale ausnutzt. Die rote Markierung in Abbildung 3.6 zeigt die im Frequenzbereich hinzugefügten Amplituden, die eine Intensität von Null aufweisen, im Bereich von 2 GHz bis 10 GHz. Die Frequenzauflösung lässt sich mit der folgenden Formel berechnen [40].

$$\Delta f = \frac{1}{N \cdot \Delta t_a} = \frac{1}{1024 \cdot 250 \text{ ps}} \approx 3,9 \text{ MHz} \quad (3.14)$$

Dabei steht N für die Anzahl der Datenpunkte und Δt_a für die zeitliche Auflösung der Daten.

Die Anzahl der diskreten Frequenzpunkte in diesem Bereich ergibt sich daher mit:

$$\frac{10 \text{ GHz} - 2 \text{ GHz}}{\Delta f} \approx \frac{8 \text{ GHz}}{3,9 \text{ MHz}} \approx 2048 \quad (3.15)$$

Dies entspricht genau der Anzahl der Frequenzen, welche mit einer Amplitude von Null hinzugefügt werden. In der Abbildung 3.6 sind die Null Werte zur Darstellung auf ein $\sigma = 2 \cdot 10^{-5}$ gesetzt.

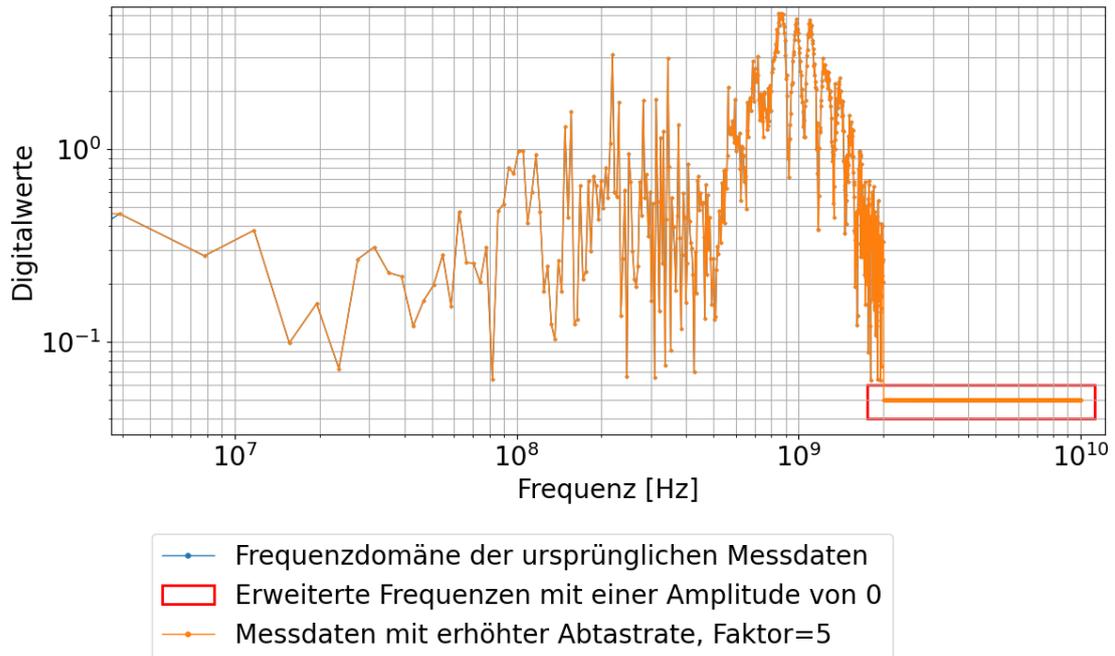


Abbildung 3.6: Vergleich der Frequenzdomäne der ursprünglichen Messdaten und den Messdaten mit erhöhter Abtastrate

Nach der Integration der Frequenzkomponenten mit den entsprechenden Amplituden erfolgt die Rücktransformation der Messdaten vom Frequenzbereich in den Zeitbereich durch Anwendung der inversen Fourier-Transformation, wie in Gleichung 3.3 beschrieben. In Abbildung 3.7 werden die ursprünglichen Messdaten, die eine Zeitauflösung von $\Delta t_a = 250 \text{ ps}$ besitzen und in Blau dargestellt sind, mit den resultierenden Messdaten nach der inversen Fourier-Transformation, die in Orange angezeigt werden, verglichen. Dieser Vergleich offenbart signifikante Unterschiede bezüglich der in Abschnitt 2.5 beschriebenen Quantisierungseffekte. Durch die Erhöhung der Abtastrate werden die Quantisierungseffekte deutlich reduziert, was insbesondere an den beiden lokalen Maxima und der Amplitude der vorlaufenden Welle des *Ricker-Signals* erkennbar ist. Die vorlaufende Welle nähert sich erkenntlich durch die erhöhte Abtastrate stärker dem tatsächlichen Verlauf der *Ricker-Funktion* an, was eine präzisere Bestimmung sowohl des Zeitpunktes als auch der Amplitude ermöglicht.

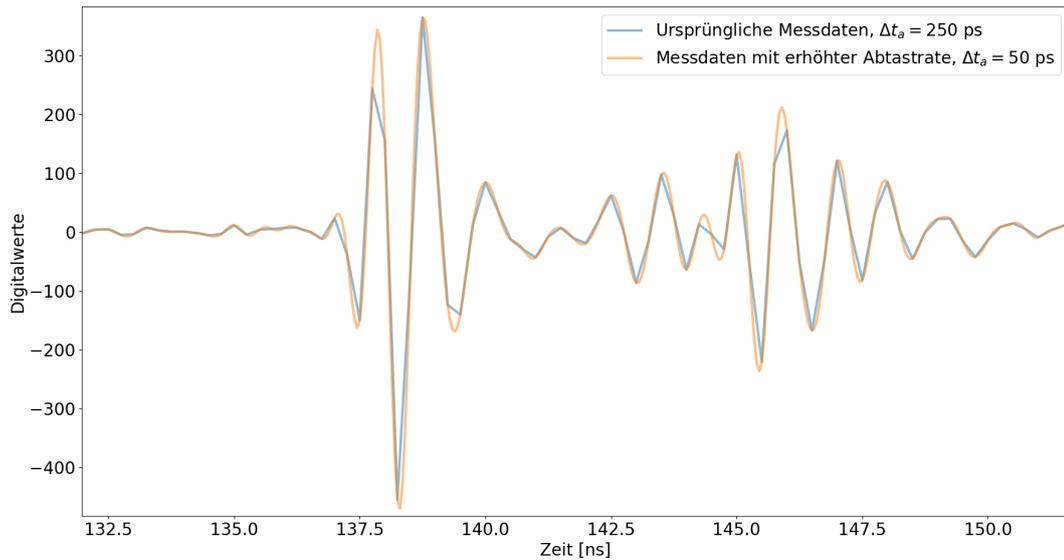


Abbildung 3.7: Vergleich der Messdaten mit verschiedenen Auflösungen im Zeitbereich

3.4 Abgeleitete Kennzahlen

Mit den im Folgenden vorgestellten Methoden lassen sich verschiedene abgeleitete Kennzahlen berechnen, die sich zur Detektierung von Störungen eignen:

- σ_m : Schätzung für das Rauschen der Messdaten, empirische Standardabweichung von Werten der Messdaten, in denen kein *Ricker-Signal* vorliegt.
- t_v und a_v : der Zeitpunkt und die Amplitude der vorlaufenden Welle
- t_r und a_r : der Zeitpunkt und die Amplitude der rücklaufenden Welle
- $\Delta t = t_v - t_r$
- a_r/a_v : Anteil der Amplitude der rücklaufenden Welle an der vorlaufenden Welle
- $\frac{a_v}{\sigma_m}$ und $\frac{a_r}{\sigma_m}$: *SNR* der vor- und rücklaufenden Welle

Die Methoden, die eine Kurvenanpassung verwenden, haben zusätzlich die Kennzahlen χ_v^2/ndf und χ_r^2/ndf , welche die Anpassungsgüte beurteilen.

Dabei lässt sich die empirische Standardabweichung σ_m für den definierten Zeitraum ohne *Ricker-Signal* der Messdaten einheitlich berechnen. Dies wird realisiert, indem über 128 Datenpunkte die empirische Standardabweichung ermittelt wird, was einem Zeitbereich von $128 \cdot 0,5 \text{ ns} = 64 \text{ ns}$ entspricht. Es ist sicherzustellen, dass die empirische Standardabweichung nicht in dem Zeitraum berechnet wird, in dem die in Abschnitt 3.1 beschriebene Signalkorrektur durchgeführt wird. Andernfalls würde die

empirische Standardabweichung durch die vorliegenden Nullwerte erheblich von dem tatsächlichen geschätzten Rauschen abweichen.

Es werden folgende Methoden zur Berechnung der abgeleiteten Kennzahlen vorgestellt:

- BMax (Betragsmaximum): Methode, welche die Berechnung des Betragsmaximums als Ansatz zur Berechnung der Kennzahlen verwendet, siehe Abschnitt 3.4.1
- KKA (Korrelation Kurvenanpassung): Methode, welche die Kreuzkorrelation und eine Kurvenanpassung verwendet, um die Kennzahlen zu extrahieren, siehe Abschnitt 3.4.2
- DKA (Doppelte Kurvenanpassung): Methode, die mithilfe der Kreuzkorrelation und zwei Kurvenanpassungen Kennzahlen berechnet, siehe Abschnitt 3.4.3
- ARK (Abtastrate Korrelation): Methode, die eine Änderung der Abtastrate und die Korrelation benutzt, um die Kennzahlen zu berechnen, siehe Abschnitt 3.4.4

3.4.1 BMax-Methode

In dieser Methode werden zur Bestimmung des Zeitpunktes und der Amplitude der vorlaufenden und rücklaufenden Welle Betragsmaxima berechnet. Dies wird exemplarisch in Abbildung 3.8 veranschaulicht anhand der Standardmessung beschrieben. Die Messdaten sind in der Abbildung auf den Zeitbereich von 136 ns bis 148 ns beschränkt, da sich in diesem Bereich bekanntermaßen die vor- und rücklaufenden Wellen befinden. Die y-Achse ist von -500 bis 400 Digitalwerten angegeben und kann nicht in Leistung angegeben werden, siehe Kapitel 2.4. Eine erste Berechnung des globalen Betragsmaximums wird auf den Messdaten durchgeführt, um den Zeitpunkt t_v und die Amplitude a_v der vorlaufenden Welle zu berechnen. Das Betragsmaximum berechnet sich auf den Digitalwert $a_v = 454,97$ zum Zeitpunkt $t_v = 138,25$ ns, welcher in Abbildung 3.8 mit einer grünen Linie gekennzeichnet ist. Das Betragsmaximum ist ein Minimum, was darauf schließen lässt, dass die vorlaufende Welle ein invertierter *Ricker-Puls* ist. Der Zeitpunkt der vorlaufenden Welle t_v und die Amplitude a_v werden am Zeitpunkt des berechneten Betragsmaximum abgelesen. Es ist bekannt, dass die rücklaufende Welle, gemäß der in Abschnitt 2.3 beschriebenen Charakteristik, nur nach der vorlaufenden Welle mit einer geringeren Amplitude auftritt. Daher wird das nächste Betragsmaximum auf den Zeitbereich nach der vorlaufenden Welle berechnet. Dieser muss jedoch aufgrund der hohen Intensität der Minima der vorlaufenden Welle weiter eingeschränkt werden. Die Minima der *Ricker-Funktion*, die hier durch Invertierung des Signals als Maxima auftreten, weisen auf Grundlage verschiedener Messungen und Erfahrungen eine hohe Intensität im Vergleich zu der Amplitude der rücklaufenden Welle auf. Die zeitliche Ausdehnung eines *Ricker-Signales* ist durch die Frequenz des Signales bestimmt. Da die Frequenz des Signales für den Messaufbau festgelegt ist (750 MHz) lässt sich diese durch die Definition aus Gleichung 2.8 auf ca.

3,75 ns berechnen. Daher wird das Betragsmaximum auf dem Intervall $I=[142,256]$ in ns berechnet. Damit berechnet sich ein Betragsmaximum von $a_r = 220,34$ Digitalwerten zur Zeit $t_r = 145,5$ ns, was in Abbildung 3.8 mit einer roten Linie gekennzeichnet ist.

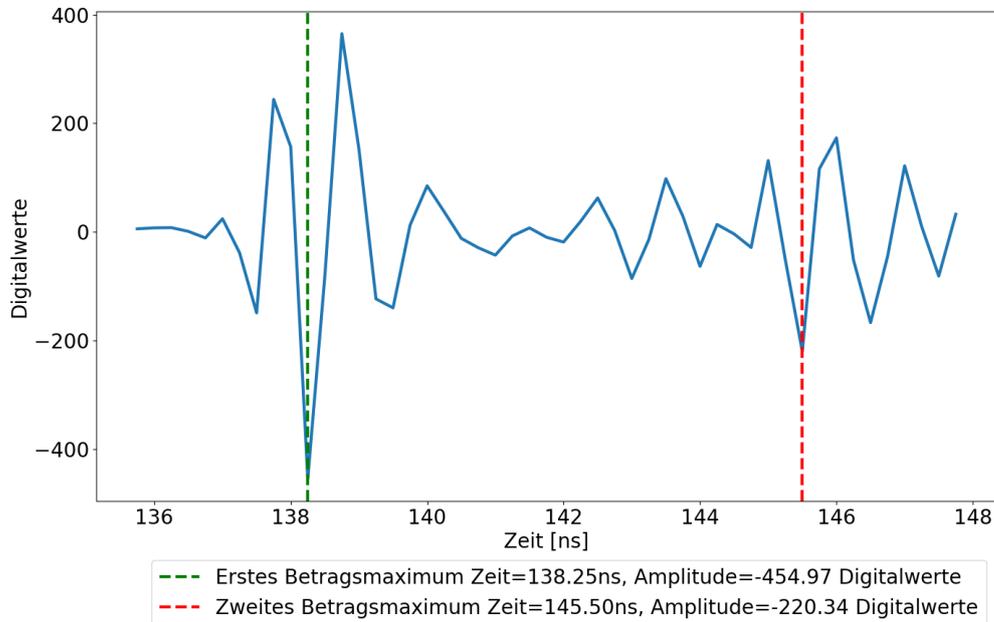


Abbildung 3.8: Ergebnis der vor- und rücklaufenden Welle der *BMax*-Methode

3.4.2 Methode der Kurvenanpassung mithilfe der Korrelation (KKA)

Im folgenden Kapitel soll ein Ansatz zur Berechnung des Zeitpunktes und der Amplitude der vorlaufenden Welle (t_v, a_v) und der rücklaufenden Welle (t_r, a_r) vorgestellt werden. Dieser Ansatz wird durch eine Kombination der Kreuzkorrelation aus Kapitel 3.3.1 und der Kurvenanpassung aus Kapitel 3.3.2 realisiert und wird im Folgenden auch als *KKA* Methode abgekürzt. Die Methode führt zwei Kurvenanpassungen für die Bestimmung der vor- und rücklaufenden Welle auf den Messdaten durch. Mit der Kurvenanpassung werden die Parameter der Zeitverschiebung und Amplitude für die Ricker Funktion optimiert.

Anhand eines Beispiels in den Abbildungen 3.9 und 3.10 soll die Methode im Folgenden beschrieben werden. In Abbildung 3.9 zeigt der obere Plot die Daten der Standardmessung von ADC_4 . Es ist ersichtlich, dass die Anfangswerte der Messung null betragen, was auf das Herausfiltern des Taktsignals zurückzuführen ist, siehe Abschnitt 3.1.

Um eine erfolgreiche Kurvenanpassung durchzuführen, müssen verschiedene Kriterien beachtet werden. Die Auswahl der Parameter für die Anpassung ist entscheidend, um verlässliche Ergebnisse zu erzielen. Werden die Parameter nicht sorgfältig gewählt, besteht die Gefahr, dass die Amplitude und die Zeitverschiebung der *Ricker-Funktion* so angepasst werden, dass sie fälschlicherweise einen Teil der Messdaten widerspiegeln, der das *Ricker-Signal* nicht enthält.

Der Anfangswert der zeitlichen Verschiebung wird mithilfe der Kreuzkorrelation durch das in Abschnitt 3.3.1 beschriebene Verfahren bestimmt. Da die vorlaufende Welle stets eine negative Ausrichtung hat, wird in diesem Fall nur das Minimum der Korrelationskoeffizienten berechnet, um zu detektieren, bei welcher zeitlichen Verschiebung die invertierte *Ricker-Funktion* am ähnlichsten zu den Messdaten ist. Daher beträgt der Anfangswert der zeitlichen Verschiebung der Anpassung 136,5 ns. Die Schranken für die zeitliche Verschiebung müssen so gewählt werden, dass die Verschiebung weder zu stark eingeschränkt wird, wodurch die Verbesserung der Genauigkeit verhindert würde, noch zu viel Freiheit besitzt, um eine Anpassung an die Messdaten ohne das *Ricker-Signal* zu vermeiden. Um dies zu realisieren, haben sich Schranken von einer Nanosekunde um den Anfangswert der Kurvenanpassung als geeignet erwiesen. Durch die negative Ausrichtung der Amplitude der vorlaufenden Welle ist der Anfangswert der Amplitude auf das Minimum der Messdaten gesetzt. Die obere Schranke der Amplitude wird auf die empirische Standardabweichung σ_m festgelegt, um eine Anpassung an das Rauschen der Messdaten zu verhindern. Zusätzlich wird die untere Schranke der Amplitude auf das Minimum des Signals skaliert, multipliziert mit einem Faktor, um möglichen Unterschätzungen des Maximums des *Ricker-Signals* entgegenzuwirken (siehe Abschnitt 2.5). Die Kurvenanpassung liefert als Ergebnis für die Messdaten in Abbildung 3.9 eine Zeit des Maximums von 138,2976 ns. Daher beträgt die Verschiebung der Zeit des Signals des Ergebnisses, $138,2976 - 3,75/2 = 136,5476$. Der Anfangswert welcher aus Abbildung 3.5 berechnet wurde beträgt 136,5 ns. Dies bedeutet, dass die Kurvenanpassung die zeitliche Verschiebung um etwa 0,0476 ns angepasst hat. Die Amplitude wurde auf 462,16 optimiert und der χ^2/ndf Wert beträgt 567,29.

Die Kurvenanpassung der rücklaufenden Welle unterscheidet sich wesentlich von der der vorlaufenden Welle. Zunächst wird die Kreuzkorrelation für die in Abbildung 3.10 im oberen Plot dargestellten Daten erneut berechnet. Im Gegensatz zur vorlaufenden Welle wird bei der rücklaufenden Welle der Zeitpunkt der betragsmäßig größten Kreuzkorrelation als Anfangswert verwendet. Basierend auf diesem Zeitpunkt wird die anzupassende Funktion entsprechend entweder positiv oder negativ ausgerichtet.

Für die in Abbildung 3.10 dargestellte Messung wurde durch die Methode aus Ab-

schnitt 3.3.1 fälschlicherweise eine maximale Übereinstimmung mit einem positiven *Ricker-Signal* detektiert. Die Zeit des Maximums des *Ricker-Signals* ist auf 145,94 ns angepasst worden und die Amplitude auf 207,72, der χ^2/ndf -Wert beträgt 188,9 und hat damit eine bessere Anpassung, als die Anpassung der vorlaufenden Welle.

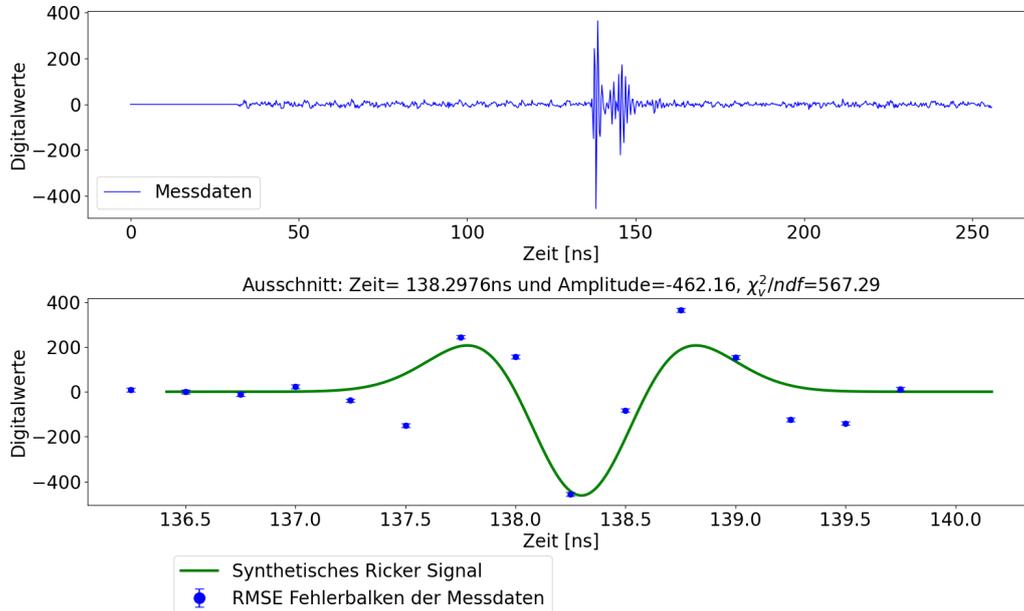


Abbildung 3.9: Ergebnis der *KKA*-Methode der vorlaufenden Welle

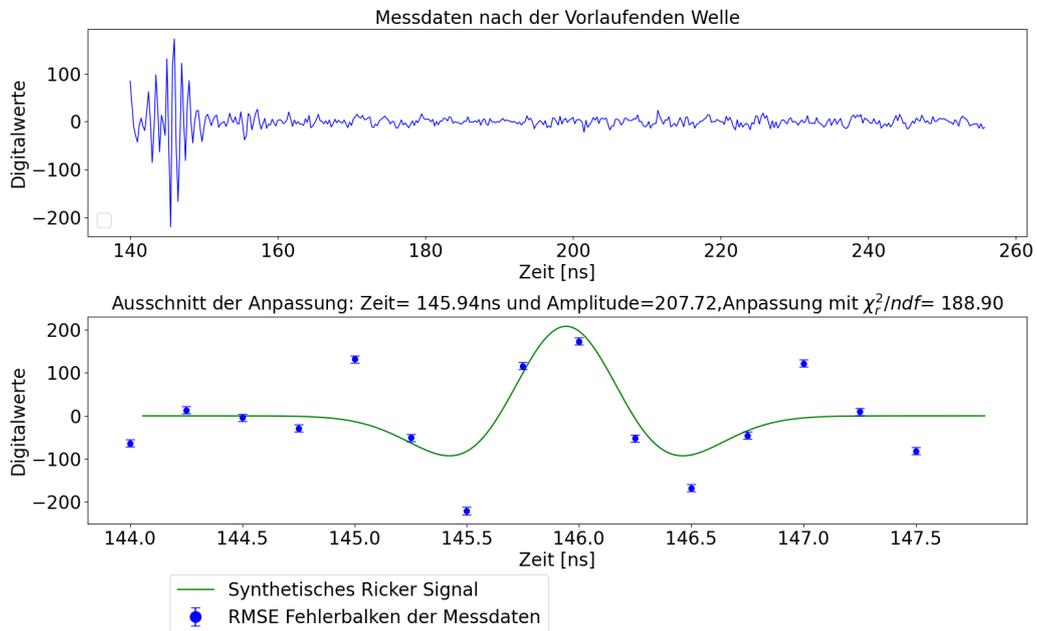


Abbildung 3.10: Ergebnis der *KKA*-Methode der rücklaufenden Welle

3.4.3 Methode der doppelten Kurvenanpassung mithilfe der Korrelation (DKA)

Im Folgenden wird eine Methode vorgestellt, welche ebenfalls zur Bestimmung der Zeit und Amplitude der vorlaufenden und rücklaufenden Welle, den Ansatz der Korrelation aus Abschnitt 3.3.1 und der Kurvenanpassung aus Abschnitt 3.3.2 benutzt. Im Gegensatz zu der Methode aus Abschnitt 3.4.2 führt diese Methode zwei Kurvenanpassungen für die rücklaufende Welle durch und vergleicht die Güte der Anpassungen mit Hilfe des χ^2/ndf -Wertes. Analog zu Methode aus Abschnitt 3.4.2 führt diese Methode eine Kurvenanpassung mit derselben Bestimmung der Anfangswerte und Schranken für die vorlaufende Welle durch. Für die rücklaufende Welle liefert die Methode 3.3.1 zwei verschiedene Zeitpunkte, welche die höchste Übereinstimmung der positiven *Ricker-Funktion* und der negativen *Ricker-Funktion* mit den Messdaten angibt. Zusätzlich wird zum jeweiligen Zeitpunkt angegeben, ob es sich bei dem Zeitpunkt um die Übereinstimmung mit der positiven oder negativen *Ricker-Funktion* handelt. Mit den zwei verschiedenen Zeitpunkten und der Information, ob es sich um eine Übereinstimmung mit dem positiven oder negativen *Ricker-Puls* handelt, werden im folgenden zwei unterschiedliche Kurvenanpassungen durchgeführt. Bei beiden Kurvenanpassung werden die Schranken für die zeitliche Verschiebung des Signals erneut um 1 ns um den Anfangswert der zugehörigen zeitlichen Verschiebung gesetzt. Die Schranken für die Kurvenanpassung mit der positiven *Ricker-Funktion* unterscheiden sich zu der negativen.

Für die positive Kurvenanpassung wird für die untere Schranke die empirische Standardabweichung σ_m genutzt. Diese wird analog zur Methode in Abschnitt 3.4.2 in einem Bereich berechnet, der kein *Ricker-Signal* enthält. Die obere Schranke wird auf das Maximum der Messdaten multipliziert mit einem Faktor festgelegt. Dieser Faktor wird aus demselben Grund verwendet, wie in Abschnitt 3.4.2 erläutert. Die Schranken für die negative Kurvenanpassung werden analog zu dem Beispiel aus Abschnitt 3.4.2 gesetzt. Die Ergebnisse solcher Kurvenanpassungen sind in Abbildung 3.11 abgebildet. Nachdem die beiden Kurvenanpassungen durchgeführt wurden, wird die Anpassungsgüte der beiden Kurvenanpassungen χ^2/ndf berechnet. Dafür wird der χ^2 -Wert aus Gleichung 3.13 berechnet und durch die Anzahl der Freiheitsgrade ndf geteilt. Die beiden Anpassungsgüten werden im Folgenden verglichen.

Zur Bestimmung von t_r und a_r werden die optimierten Parameter aus derjenigen Kurvenanpassung übernommen, deren Anpassungsgüte näher an 1 liegt, was darauf hinweist, dass dieser Fit besser ist als der andere.

Die Methode soll anhand eines Beispiels in Abbildung 3.11 näher beschrieben werden. In der Abbildung sind im oberen Plot die Messdaten nach der vorlaufenden Welle abgebildet. Im unteren Plot sind die zwei verschiedenen Kurvenanpassungen angegeben. Die positive Anpassungskurve detektiert eine Amplitude von 207,72 und einen Zeitpunkt von 145,9 ns mit einer Anpassungsgüte von $\chi^2/ndf = 188,9$. Die negative

Anpassungskurve berechnet eine Amplitude von 214,57 und eine Zeit von 145,44 ns mit $\chi^2/ndf = 192,91$. Da χ^2/ndf der positiven Kurvenanpassung näher an 1 liegt als die der negativen Kurvenanpassung werden t_r und a_r von der positiven Kurvenanpassung übernommen. Daher wird das *Ricker-Signals* fälschlicherweise mit $t_r = 145,9 \text{ ns}$ und $a_r = 207,72$ bestimmt.

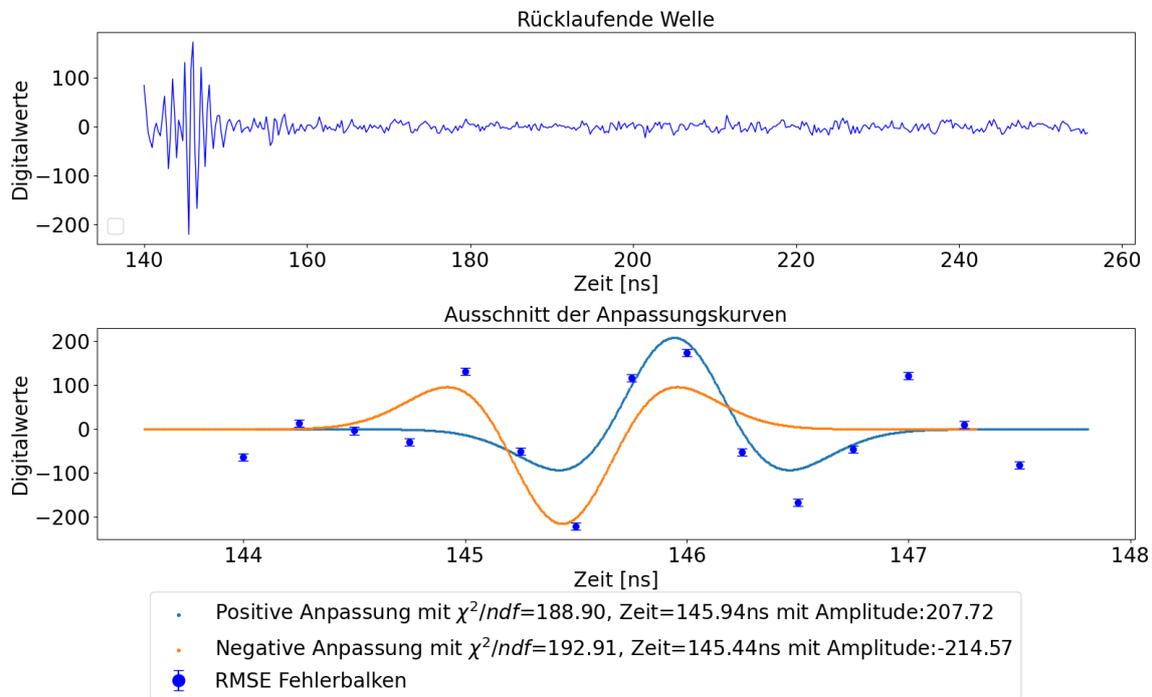


Abbildung 3.11: Ergebnis der rücklaufenden Welle der *DKA*-Methode

3.4.4 Bestimmung der vor- und rücklaufenden Welle mithilfe der Erhöhung der Abtastrate und der Kreuzkorrelation (ARK)

Mithilfe der in Abschnitt 3.3.3 erläuterten Methode zur Erhöhung der Abtastrate kann eine Methode zur Bestimmung des Zeitpunktes und der Amplitude der vor- und rücklaufenden Welle entwickelt werden. Dazu wird das Verfahren aus der Messung des vorhergehenden Abschnitts verwendet, und die Abtastrate wie beschrieben erhöht. Anschließend wird die maximale Übereinstimmung eines *Ricker-Signals* mit den neu abgetasteten Messdaten mittels Kreuzkorrelation, wie in Abschnitt 3.3.1 beschrieben, ermittelt. Aufgrund der erhöhten Auflösung können Zeitpunkt und die Amplitude direkt am ermittelten Maximum der Kreuzkorrelation bestimmt werden, ohne dass eine nachträgliche Kurvenanpassung, wie in den Abschnitten 3.4.2 und 3.4.3 beschrieben, erforderlich ist. Für eine präzisere Bestimmung der Zeit und Amplitude kann diese Methode genutzt werden. Zudem gibt es die Möglichkeit nach einer Erhöhung der Abtastrate die *BMax*-Methode aus Abschnitt 3.4.1 anzuwenden.

In Abbildung 3.12 wurde die beschriebene Methode auf die Standardmessung angewendet. Die vorlaufende Welle im oberen Teil der Abbildung wurde durch Kreuzkorrelation auf eine Zeit von $t_v = 138,30 \text{ ns}$ berechnet, was durch die rote gestrichelte Linie markiert ist. Die Amplitude wurde auf $a_v = 469,67$ Digitalwerte bestimmt und ist durch die grüne gestrichelte Linie dargestellt.

Im unteren Teil der Abbildung 3.12 wird die Detektion der rücklaufenden Welle dargestellt. Auch hier ist erkennbar, dass fälschlicherweise eine positive Amplitude detektiert wurde. Die Zeit der rücklaufenden Welle wurde auf $t_r = 145,95 \text{ ns}$ berechnet, und die Amplitude auf $a_r = 201,38$ Digitalwerte. Die Zeit ist erneut durch eine rote gestrichelte Linie und die Amplitude durch eine grüne gestrichelte Linie markiert.

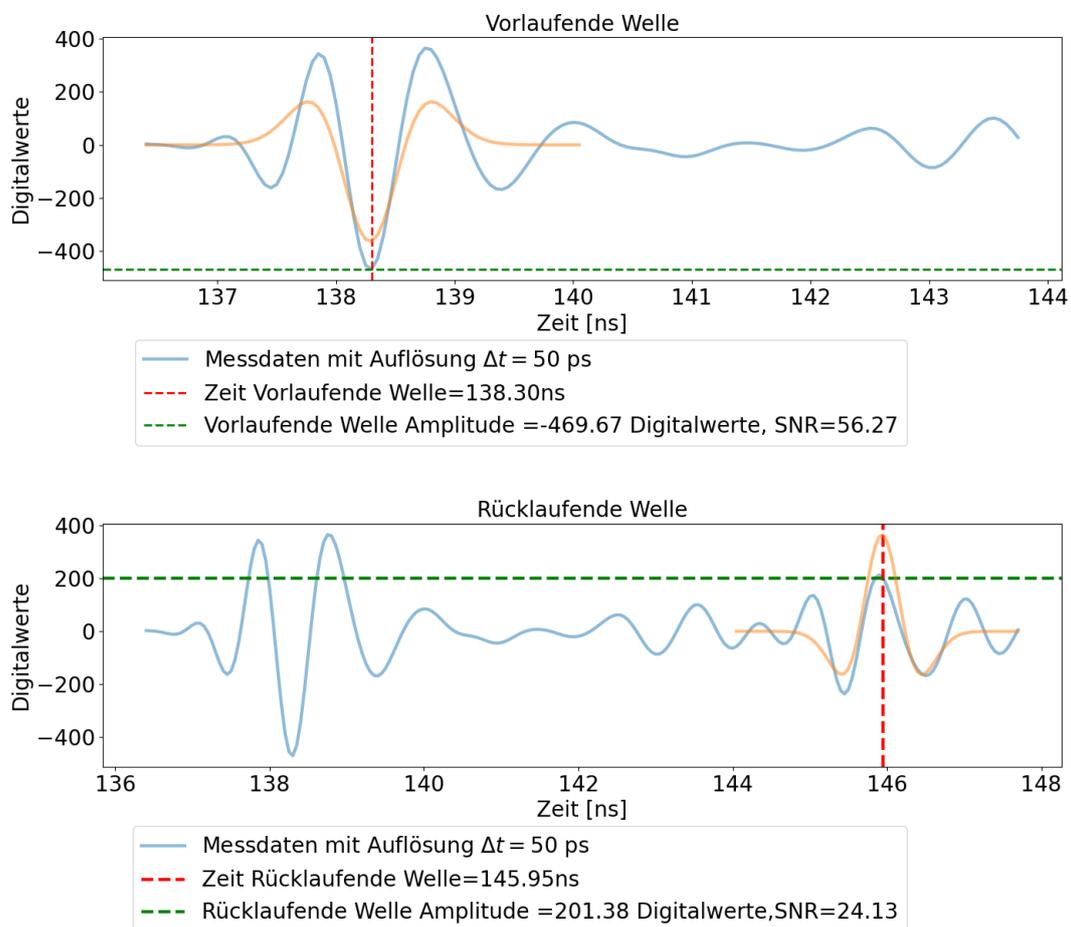


Abbildung 3.12: Ergebnis der vor- und rücklaufenden Welle der *ARK*-Methode

3.5 Vergleich der Rechenzeiten der verschiedenen Methoden

In Tabelle 3.1 sind der Mittelwert und die Standardabweichung der Rechenzeiten der verschiedenen Methoden aufgeführt. Diese Rechenzeiten wurden aus $N = 98$ verschiedenen Messdaten im Normalbetrieb berechnet. Im Folgenden bezieht sich "Normalbetrieb" auf den Betrieb ohne die in Abschnitt 2.7 beschriebenen Störungen. Es ist ersichtlich, dass die *BMax*-Methode die geringste Rechenzeit aufweist, was durch die einfache Berechnung des Maximums begründet werden kann. Die *ARK*-Methode schneidet als nächstbeste ab, wobei ihre Rechenzeit etwa fünfmal höher ist als die der *BMax*-Methode. Diese höhere Rechenzeit lässt sich auf die Komplexität der Fourier-Transformation zurückführen.

Die *KKA*-Methode weist im Vergleich zur *ARK*-Methode einen etwa 11-fach höheren Mittelwert auf, während die *DKA*-Methode einen etwa 13-fach höheren Mittelwert zeigt. Die hohe Rechenzeit im Vergleich zu den anderen Methoden kann auf die hohe Komplexität der Kreuzkorrelation zurückgeführt werden. Darüber hinaus lässt sich die hohe Standardabweichung der beiden Methoden auf die Abhängigkeit der Kurvenanpassung vom Anfangswert zurückführen. Da der Schätzer auf eine Genauigkeit von 250 ps beschränkt ist, ist eine unterschiedliche Anzahl von Iterationen der Kurvenanpassung für verschiedene Messdaten zu erwarten. Dies führt zu variierenden Rechenzeiten der Methoden bei den einzelnen Messdaten.

Die *KKA*- und *DKA*-Methoden weisen insgesamt ähnliche Rechenzeiten auf, wobei sich die Mittelwerte um etwa 5 ms unterscheiden. Diese Differenz lässt sich darauf zurückführen, dass die Berechnung der Kreuzkorrelation die dominierende Zeitkomponente darstellt, die in beiden Verfahren durchgeführt wird. Die zusätzliche zeitliche Differenz entsteht jedoch bei der *DKA*-Methode, da hier zwei Kurvenanpassungen für die rücklaufende Welle vorgenommen werden, im Gegensatz zu nur einer bei der *KKA*-Methode.

Da die Störungsdetektion in Echtzeit realisiert werden soll, müssen die Rechenzeiten kritisch auf ihre Eignung zur Implementierung auf der CPU des *BABs* überprüft werden. In diesem Zusammenhang eignen sich die *BMax*- und *ARK*-Methode aufgrund ihrer kürzeren Rechenzeiten besser zur Implementierung auf dem *BAB*.

Methoden	$t(N = 98)$
Sendepfad ADC (ADC4)	
BMax [ms]	0,461 ± 0,53
KKA [ms]	30,61 ± 19,34
DKA [ms]	35,21 ± 9,74
ARK [ms]	2,65 ± 0,92

Tabelle 3.1: Rechenzeiten der verschiedenen Methoden

3.6 Vergleich der Methoden zur Berechnung der verschiedenen Kennzahlen anhand Messungen

In allen Methoden zur Berechnung der in Abschnitt 3.4 beschriebenen Kennzahlen wird eine Entscheidung darüber getroffen, ob das gemessene *Ricker-Signal* positiv oder negativ ist. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit, die Kennzahlen zur Bewertung der verschiedenen Methoden in zwei Gruppen zu gliedern: diejenigen, die ein positives Signal identifizieren, und diejenigen, die dies nicht tun. Entsprechend wurden die Kennzahlen in zwei Gruppen zur detaillierten Bewertung der Methoden unterteilt. Die Kennzahlen, die ein positives *Ricker-Signal* behandeln, werden mit dem Suffix „p“ gekennzeichnet, während solche, die negative Signale betreffen, mit dem Suffix „n“ beschrieben werden. Diese Kennzahlen sind im Folgenden beschrieben:

- N_p bzw. N_n gibt die absolute Anzahl an, in wie vielen Messungen das *Ricker-Signal* als positiv bzw. negativ erkannt wurde.
- t_{rp} und t_{rn} geben die Zeit der rücklaufenden Welle bei einer Detektierung eines positiven Signals negativem Signals an.
- a_{rp} und a_{rn} geben analog zu der Zeit die Amplitude der positiven bzw. negativen rücklaufenden Welle an.
- das *SNR* für die positiven und negativen Amplituden der rücklaufenden Welle wird mit $\frac{a_{rp}}{\sigma_m}$ und $\frac{a_{rn}}{\sigma_m}$ angegeben.
- $\Delta t_p = t_{rp} - t_v$ und $\Delta t_n = t_{rn} - t_v$ sind die Zeitdifferenz zwischen der vorlaufenden und rücklaufenden Welle
- die Verhältnisse der positiven und negativen Amplitude der rücklaufenden Welle zur vorlaufenden Welle sind mit $\frac{a_{rp}}{a_v}$ und $\frac{a_{rn}}{a_v}$ angegeben.

Anhand eines Umfangs von 100 Messungen werden in diesem Abschnitt die verschiedenen Methoden bewertet. Beim Aufnehmen von Messungen können interne Firmware Fehler entstehen, welche die Daten zur weiterverarbeitung unbrauchbar machen, deshalb ist die Stichprobe von 100 auf 98 in Tabelle 3.2 und Tabelle 3.3 gesunken ist. Die erste Zeile beider Tabellen beschreibt die Methoden, die in den vorherigen Kapiteln beschrieben wurden.

Im Folgenden werden die Methoden zur Berechnung der Kennzahlen erläutert und analysiert, basierend auf den in Tabelle 3.2 aufgeführten Werten für den Normalbetrieb.

Im Folgenden wird die Fehlerfortpflanzung, die sich auf verschiedene Zeitdifferenzen wie Δt sowie auf Verhältnisse, beispielsweise a_r/a_v , auswirkt, nicht berücksichtigt. Stattdessen wird die Unsicherheit für diese abgeleiteten Kennzahlen aus der Standardabweichung abgeschätzt.

3.6.1 Vergleich der Methoden im Normalbetrieb

3.6.1.1 Vorlaufende Welle

In der Tabelle 3.2 sind alle Kennzahlen angegeben, welche nicht durch die Entscheidung, ob eine positive oder negative Amplitude bei der rücklaufenden Welle vorliegt, beeinflusst sind. Die Kennzahlen, welche nicht davon beeinflusst sind, beziehen sich alle auf die vorlaufende Welle. Die Tabelleneinträge sind alle in Intervalldarstellung $\mu \pm \sigma$ angegeben, wobei μ der Mittelwert der Kennzahl und σ die Standardabweichung der Stichprobe ist. Bei der Angabe der Messungen zur Zeit t_v wird die Bezeichnung *sys* benutzt. Diese kennzeichnet, dass der angegebene Fehler systematisch und nicht statistisch bedingt ist, für diese Fehler wird eine Fehlerfortpflanzung der Zeiten betrachtet. Bei den Verfahren *ARK* und *BMax* ist ein systematischer Fehler bekannt. Die Methode *BMax* berechnet ein Betragsmaximum auf den Messdaten, welche eine zeitliche Auflösung von 250 ps haben. Dadurch bedingt liegt ein systematischer Fehler von bis zu 250 ps vor. Durch die Methode der Veränderung der Abtastrate aus Kapitel 3.4.4 wurde die Auflösung von 250 ps auf 50 ps verringert. Die Bestimmung des Zeitpunkts und der Amplitude des Rickers durch die Korrelation ist durch die zeitliche Auflösung begrenzt. Dies hat einen systematischen Fehler von bis zu 50 ps zur Folge.

Die Methode *BMax* zur Bestimmung des Zeitpunkts t_v weist die größte Standardabweichung auf, was zu einem höheren Fehler bei dieser Methode führt. Im Gegensatz dazu zeigen die Methoden *DKA* und *KKA* identische Intervalle mit dem geringsten Fehler von 1 ps. Alle Kennzahlen der Tabelle 3.2 sind für die beiden Methoden gleich, da die vorlaufende Welle mit beiden Verfahren gleich gebildet wird. Die Intervalle von *DKA* und *KKA* sind in dem Intervall von *ARK*, welches im Intervall von *BMax* enthalten ist, enthalten. Dies weist darauf hin, dass die Methoden zur Bestimmung des Zeitpunktes der vorlaufenden Welle t_v konsistent sind.

Die Ergebnisse der Amplituden der vorlaufenden Welle, die durch die verschiedenen Methoden ermittelt wurden, sind nicht alle innerhalb eines einheitlichen Intervalls enthalten. Allerdings liegt jeder Mittelwert der letzten drei Verfahren innerhalb des 1σ -Intervalls der beiden anderen Verfahren. Diese Überlappung der Intervalle deutet auf zumindest auf eine mögliche Konsistenz der Ergebnisse der letzten drei Verfahren hin. Im Gegensatz dazu scheint die Methode *ARK* die Amplitude des Ricker-Signals für die spezifische Messkonfiguration systematisch zu überschätzen. Daher zeigen die Methoden *DKA*, *KKA* und *BMax* eine Übereinstimmung bei der Bestimmung der Amplitude a_v .

Aus der Tabelle zur vorlaufenden Welle lässt sich daher schließen, dass alle Methoden in der Lage sind, den Zeitpunkt mit unterschiedlichen Genauigkeiten zu bestimmen. Durch die geringe Standardabweichung der Methoden *DKA* und *KKA* sind diese am genauesten zur Bestimmung von t_v und a_v .

Das Bestimmen der Amplitude könnte für diese Messkonfiguration mit der Methode

ARK, durch die große Diskrepanz zu den Intervallen der anderen Methoden ungeeignet für verschiedene Anwendungen sein. Die Methode *BMax* ist durch den systematischen Fehler von bis zu 250 ps bei der Bestimmung des Zeitpunktes t_v am ungenauesten.

Par	ARK	DKA	KKA	BMax
t_v [ns]	138,3±0,05(sys)	138,297±0,001	138,297±0,001	138,25±0,25(sys)
a_v	475,97±6,88	461,69±5,12	461,69±5,12	464,08±6,84
a_v/σ_m	62,415±4,67	60,542±4,491	60,542±4,491	60,864±4,655
χ_v^2/ndf		686,82±102,87	686,82±102,87	
Par	Gesamt			
σ_m	7,667±0,562			

Tabelle 3.2: Kennzahlen der vorlaufenden Welle im Normalbetrieb

3.6.1.2 Rücklaufende Welle

Zur Bewertung der Methoden sind die Kennzahlen, die die rücklaufende Welle betreffen, in Tabelle 3.3 von größerer Bedeutung. Dies liegt daran, dass die rücklaufende Welle durch ihre geringere Intensität und der fehlenden Information der Ausrichtung der Amplitude schwieriger zu erfassen ist. Daher bieten die Kennzahlen, die sich auf die rücklaufende Welle beziehen, eine höhere Aussagekraft bezüglich der Wirksamkeit der verschiedenen Methoden.

In Tabelle 3.3 ist zu erkennen, dass die Methoden *ARK* und *KKA* beide fälschlicherweise ausschließlich positive *Ricker-Signale* in den Daten detektieren, obwohl bekanntlich ein negatives Signal vorliegt, siehe Kapitel 2.6. Die Methode *BMax* detektiert ca. 98% der *Ricker-Pulse* korrekterweise als negativ für den Normalbetrieb. Die Methode *DKA* erkennt ca 60% der *Ricker-Signale* als positiv und 40 % als negativ. Die Intervalle der als positiv erkannten Ricker-Signale t_{rp} der verschiedenen Methoden sind analog zu den Zeiten der vorlaufenden Welle t_v aus Tabelle 3.2 in dem Intervall von *BMax* enthalten. Außerdem sind erneut die Intervalle der Methoden *DKA* und *KKA* im Intervall von *ARK* enthalten. Daraus lässt sich schließen, dass, wenn die Methoden ein positives *Ricker-Signal* erkennen, dieser konsistent zu den anderen Methoden berechnet ist. Der Vergleich von t_{rp} und t_{rn} ergibt für die Methoden *DKA* und *BMax*, dass jeweils eine ungefähre Differenz der Intervalle von 500 ps vorliegt. Dies lässt vermuten, dass der zeitliche Abstand des detektierten positiven *Ricker-Signals* zum negativem *Ricker-Signal* in der Regel 500 ps beträgt. Dies lässt sich wie folgt erklären: Da die Amplitude negativ ausgerichtet ist, wird das Minimum der *Ricker-Funktion* als Maximum interpretiert. Dies wird anschaulich durch die Abbildung der *DKA*-Methode in Abbildung 3.11 verdeutlicht. Es ist bekannt, dass die negative Kurvenanpassung (orange) die korrekte Ausrichtung aufweist. Zu beobachten ist, dass das Maximum der blauen Kurvenanpassung für die positive Ausrichtung genau an der Stelle des zweiten lokalen Maximums der orangen Kurvenanpassung liegt. Da-

her scheint es, dass die Methoden *DKA* und *BMax* bei der Detektion von positiven *Ricker-Signalen* in den Messdaten fälschlicherweise das Minimum der *Ricker-Funktion* als Maximum des *Ricker-Signals* interpretieren.

Aus diesen Beobachtungen ergibt sich, dass die verschiedenen Methoden ungeeignet sind, um mit 100 %iger Sicherheit zu bestimmen, ob ein Signal invertiert ist. Allerdings scheint die Methode *BMax* am besten geeignet, um festzustellen, ob ein positives oder negatives Signal vorliegt. Darüber hinaus sind die detektierten Zeiten der rücklaufenden Welle unter den Methoden konsistent, sofern das Detektieren der positiven und negativen *Ricker-Signale* getrennt betrachtet wird. Es zeigt sich jedoch eine zeitliche Differenz zwischen den negativ und positiv detektierten *Ricker-Pulsen*, die auf die fälschliche Detektion des Minimums der *Ricker-Funktion* als Amplitude des Signals zurückzuführen ist.

Die Volatilität der Ergebnisse der *DKA*-Methode und die fehlerhaften Detektionen der *DKA*- und *KKA*-Methode lassen sich auf die Form der rücklaufenden Welle im Normalbetrieb zurückführen. Bei der Reflexion des *Ricker-Signals* an der Antenne entstehen Verzerrungen, die die Form des *Ricker-Signals* im *ADC₄* erheblich verändern können. Diese Verzerrungen sind auf das Zeit- und Frequenzverhalten der Antenne zurückzuführen.

In Abbildung 3.13 ist die rücklaufende Welle im Normalbetrieb an *ADC₄* dargestellt. Dabei ist zu beachten, dass der *Ricker-Puls* negativ ist. Es sind deutliche Unterschiede zu dem in Abbildung 2.4(b) vom *DAC* erzeugten *Ricker-Signal* zu erkennen.

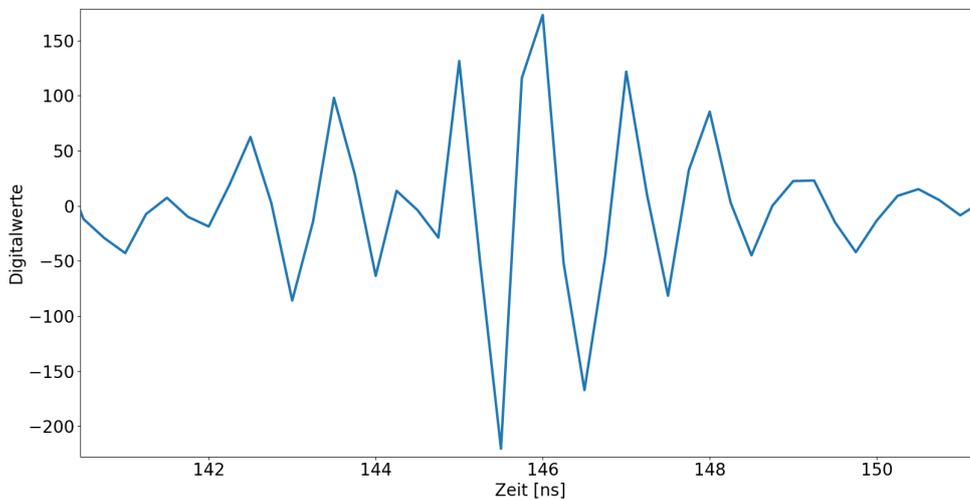


Abbildung 3.13: Verzerrungen der rücklaufenden Welle

Die als positiv detektierten Amplituden a_{rp} weisen für die ersten drei Methoden in Tabelle 3.3 eine signifikante Übereinstimmung auf, wobei diese jeweils etwa die Hälfte

te des jeweiligen Intervalls abdecken. Darüber hinaus zeigen die Amplitudenwerte der Methoden *DKA* und *KKA* eine hohe Konsistenz, wobei sich die Intervalle nahezu vollständig überschneiden. Das Intervall für a_{rp} bei der Methode *BMax* zeigt eine Diskrepanz im Vergleich zu den Intervallen der anderen Methoden. Es ist etwa 10 Digitalwerte größer als das nächstgrößere Intervall, das von der Methode *ARK* bestimmt wird. Da σ_m nur geringe Abweichungen hat, verhalten sich die unterschiedlichen Methoden für a_{rp}/σ_m und a_{rn}/σ_m analog zu a_{rp} und a_{rn} . Die Kennzahlen Δt_p und Δt_n sind analog zu t_r und t_v für alle Methoden untereinander konsistent. Für die Methoden *DKA* und *BMax* ist die zeitliche Differenz zwischen vorlaufender und rücklaufender Welle mit negativ detektierten *Ricker-Signalen* (Δt_n) ca. 500 ps kürzer als bei der Detektierung der positiven *Ricker-Signale* (Δt_p). Dies lässt sich erneut durch die Detektierung der Minima der *Ricker-Funktion* erklären. Die Kennzahlen a_{rp}/a_v und a_{rn}/a_v für die verschiedenen Methoden verhalten sich untereinander ähnlich wie a_{rp} und a_{rn} . Die Güte für eine positive Kurvenanpassung (χ_{rp}^2/ndf) und einer negativen Kurvenanpassung (χ_{rn}^2/ndf) haben eine Differenz des Mittelwertes von ca. 0,65 und eine gleiche Standardabweichung um eine Nachkommastelle. Daran lässt sich die Volatilität der Methode erklären, da sie auf Basis des Chi-Wertes entscheidet, ob ein positives oder negatives *Ricker-Signal* vorliegt. Da die Mittelwerte der Chi-Quadrat-Werte dicht beieinander liegen und die Standardabweichungen relativ hoch sind, besteht eine hohe Wahrscheinlichkeit, dass die tatsächlichen Chi-Quadrat-Werte signifikant variieren. Daher kann die Methode oft zu unterschiedlichen Ergebnissen hinsichtlich der Entscheidung zur Detektierung eines positiven oder negativen *Ricker-Signals* kommen.

Aus diesen Beobachtungen folgt, dass die detektierten Amplituden a_{rp} und a_{rn} der rücklaufenden Welle für drei Methoden konsistent sind, wenn das Detektieren der positiven und negativen *Ricker-Signale* getrennt betrachtet wird. Allerdings unterschätzt die Methode *BMax* die Amplitude des *Ricker-Signals*, wenn ein positives *Ricker-Signal* a_{rp} detektiert wurde (Stichprobe von 2). Die Volatilität der Methode *DKA* kann zudem durch die Werte von χ_{rp}^2/ndf und χ_{rn}^2/ndf erklärt werden.

<i>Par</i>	ARK	DKA	KKA	BMax
N_p	98	59	98	2
N_n	0	39	0	96
t_{rp} [ns]	145,95±0,05(sys)	145,939±0,003	145,939±0,003	146±0,25(sys)
t_{rn} [ns]		145,438±0,003		145,5±0,25(sys)
a_{rp}	210,41±6,33	217,52±7,10	218,35±7,71	194,26±0,33
a_{rn}		204,63±5,58		208,40±6,23
a_{rp}/σ_m	27,58±2,09	28,48±2,36	28,62±2,18	23,44±0,59
a_{rn}/σ_m		26,898±2,05		27,38±2,29
Δt_p [ns]	7,65±0,1(sys)	7,6415±0,0034	7,6417±0,0033	7,75±0,5(sys)
Δt_n [ns]		7,1402±0,0032		7,25±0,5(sys)
a_{rp}/a_v	0,4422±0,0155	0,4711±0,0175	0,4730±0,0184	0,4199±0,0044
a_{rn}/a_v		0,4435±0,0131		0,4491±0,0151
χ_{rp}^2/ndf		221,88±33,93	221,88±33,93	
χ_{rn}^2/ndf		222,54±33,82		

Tabelle 3.3: Kennzahlen für die rücklaufende Welle im Normalbetrieb mit Unterscheidung der Ausrichtung der Amplitude

3.6.2 Vergleich der Methoden für verschiedene Messkonfigurationen

Zur Bewertung der verschiedenen Verfahren werden im Folgenden andere Messkonfigurationen diskutiert:

Es werden drei verschiedene Konfigurationen betrachtet.

- Die Antenne ist mit dem Board im Normalbetrieb verbunden - bezeichnet als *Normalbetrieb*, siehe Tabelle 3.2 und Tabelle 3.3.
- Die Antenne ist am SMA Kabel von dem Board getrennt (Verbindung zum Pigtail) - bezeichnet als *Störung am SMA-Kabel*, siehe Tabelle 3.6, Tabelle 3.7 und Abbildung 2.8 an der Stelle 1,1.
- Das Pigtail Kabel ist direkt an der Verbindung zur Antenne getrennt - bezeichnet als *Störung am Pigtail*, siehe Tabelle 3.4, Tabelle 3.5 und Abbildung 2.8 an der Stelle 1,2.

Die verschiedenen Methoden haben im Vergleich zwischen Normalbetrieb und den anderen beiden Konfigurationen unterschiedliche Verhältnisse von N_p und N_n . Die Methode *ARK* hat im Normalbetrieb eine Wahrscheinlichkeit die Amplitude korrekterweise als negative zu erkennen von $\frac{N_n}{N_n+N_p} = 0\%$, in den anderen beiden Konfigurationen jedoch von ca. 83,51 % (Störung am SMA-Kabel) und ca. 94,63 % (Störung am Pigtail). Daher tendiert die Methode *ARK* für diese beiden Störungen dazu, das *Ricker-Signal* korrekterweise als negativ zu detektieren. Ein gleicher Trend lässt sich

für die Methode *DKA* ablesen, welche im Normalbetrieb ein relativ ausgeglichenes Verhältnis der Detektierung von positiven und negativen *Ricker-Signalen* hat. Die *DKA*-Methode identifiziert eine negative Ausrichtung des *Ricker-Signals* im Normalbetrieb mit einem Anteil von etwa $\frac{N_n}{N_n+N_p} \approx 0,4$ %. Für die anderen beiden Messkonfigurationen erkennt die Methode *DKA* in 100% der Fälle korrekt negative *Ricker-Signale*. Auch die Methode *BMax* detektiert bei den beiden Störungen in 100 % der Fälle einen negativen *Ricker-Puls*.

Die Methode *KKA* verhält sich als einzige Methode signifikant unterschiedlich für die Störung am SMA-Kabel und der Störung am Pigtail. Für eine Störung am SMA-Kabel tendiert die Methode mit ca. 85,57 % dazu, negative *Ricker-Pulse* zu erkennen. Bei Störungen am Pigtail wird jedoch zu 0 % ein negativer *Ricker-Puls* erkannt. Daher unterstützt dies die Aussage, dass die Methode ungeeignet zur Detektierung einer Invertierung ist, da sie gegensätzliche Ergebnisse für die beiden Messkonfigurationen liefert.

Bei der Betrachtung der Zeiten t_{rp} , t_{rn} sowie der Zeitdifferenzen Δt_p und Δt_n und der Amplituden a_{rp} und a_{rn} fallen folgende Beobachtungen auf: Alle Methoden zeigen für die Kennzahlen t_{rp} und t_{rn} eine zeitliche Differenz der Mittelwerte von etwa 0,67 ns, zwischen den Kennzahlen der Messkonfiguration im Normalbetrieb und der Störung am Pigtail. Dasselbe gilt für die Zeitdifferenzen Δt_p und Δt_n . Vergleicht man den Normalbetrieb mit der Störung am SMA-Kabel, ergibt sich eine Differenz von etwa 2,28 ns. Hinsichtlich der Amplituden a_{rp} und a_{rn} lässt sich zudem feststellen, dass beide Kennzahlen im Normalbetrieb signifikant kleiner sind als bei Störungen am SMA-Kabel und Störungen am Pigtail.

Par	ARK	DKA	KKA	BMax
t_v [ns]	138,3±0,05(sys)	138,2985±0,0019	138,2985±0,0019	138,2500±0,25(sys)
a_v	-478,91±6,94	-465,32±5,46	-465,32±5,46	-466,46±7,05
a_v/σ_m	-63,815±5,015	-61,995±4,717	-61,995±4,717	-62,158±4,923
χ_v^2/ndf		710,99±106,59	710,99±106,59	
Par	Gesamt			
σ_m	7,548±0,564			

Tabelle 3.4: Kennzahlen für die vorlaufende Welle bei einer Störung am Pigtail, siehe Abbildung 2.8 Störung 1.2

Par	ARK	DKA	KKA	BMax
N_p	5	0	93	0
N_n	88	93	0	93
t_{rp} [ns]	145,3±0,05(sys)		145,2630±0,002	
t_{rn} [ns]	144,79±0,05(sys)	144,76±0,002		144,75±0,25(sys)
a_{rp}	234,96±3,85		308,005±8,267	
a_{rn}	355,63±11,85	-323,07±5,21		-375,55±7,02
a_{rp}/σ_m	31,34±2,52		41,05±3,48	
a_{rn}/σ_m	-47,39±4,09	-43,04±3,38		-50,04±3,98
Δt_p [ns]	7±0,1(sys)		6,9645±0,003	
Δt_n [ns]	6,4920±0,1(sys)	6,4631±0,0024		6,5±0,5(sys)
a_{rp}/a_v	-0,4905±0,0069		-0,662±0,0185	
a_{rn}/a_v	0,7428±0,0274	0,6944±0,0144		0,8053±0,0190
χ_{rp}^2/ndf		470,57±72,16	470,57±72,16	
χ_{rn}^2/ndf		449,75±69,34		

Tabelle 3.5: Kennzahlen für die rücklaufende Welle bei einer Störung am Pigtail mit Unterscheidung der Ausrichtung der Amplitude, siehe Abbildung 2.8 Störung 1.2

Par	ARK	DKA	KKA	BMax
t_v [ns]	138,3±0,05(sys)	138,2976±0,0015	138,2976±0,0015	138,25±0,250(sys)
a_v	-482,06±33,35	-466,19±32,01	-466,19±32,01	-470,56±32,97
a_v/σ_m	63,558±0,381	61,472±6,096	61,472±6,096	62,04± 6,152
χ_v^2/ndf		708,33±163,82	708,33±163,82	
Par	Gesamt			
σ_m	7,621±0,541			

Tabelle 3.6: Kennzahlen für die vorlaufende Welle der Messkonfiguration mit einer Störung am SMA-Kabel, siehe Abbildung 2.8 Störung 1.1

Par	ARK	DKA	KKA	BMax
N_p	16	0	14	0
N_n	81	97	83	97
t_{rp} [ns]	143,65±0,05(sys)		143,65±0,001	
t_{rn} [ns]	143,15±0,05(sys)	143,1464±0,0022	143,1465±0,0023	143,25±0,25(sys)
a_{rp}	274,74±17,59		278,37±5,2	
a_{rn}	-355,06±25,25	-323,57±21,16	-324,34±22,63	-270,04±17,86
a_{rp}/σ_m	35,1761±3,1164		35,7558±2,0302	
a_{rn}/σ_m	-47,0879±4,7372	-42,6649±4,1153	-42,9477±4,2655	-35,6046±3,4331
Δt_p [ns]	5,3594±0,1(sys)		5,3597±0,0024	
Δt_n [ns]	4,85±0,1(sys)	4,8488±0,1	4,8488±0,0025	5±0,5(sys)
a_{rp}/a_v	0,5725±0,03		0,5996±0,014	
a_{rn}/a_v	0,7362±0,017	0,6944±0,0194	0,6956±0,0196	0,5742±0,0185
χ_{rp}^2/ndf		399,43±91,57	373,03±42,43	
χ_{rn}^2/ndf		388,00±89,15	392,32±94,22	

Tabelle 3.7: Kennzahlen für die rücklaufende Welle bei einer Störung am SMA-Kabel mit Unterscheidung der Ausrichtung der Amplitude, siehe Abbildung 2.8 Störung 1.1

3.6.3 Betrachtung der Kennzahlen ohne Unterscheidung des *Ricker-Signals*

Im Betrieb können keine statistischen Aussagen getroffen werden und es muss an der vorliegenden Messung bewertet werden, ob ein *Ricker-Signal* positiv oder negativ ausgerichtet ist, zu welchem Zeitpunkt es auftritt und mit welcher Intensität. Im Folgenden werden die getrennten Gruppen der Kennzahlen für positiv und negativ detektierte *Ricker-Signale* zusammengeführt, siehe Tabelle 3.8. Anschließend wird überprüft, ob auch nach einer Zusammenführung der Daten weiterhin präzise Aussagen getroffen werden können. In Tabelle 3.8 sind die Mittelwerte und Standardabweichungen der Zeitdifferenzen zwischen der vorlaufenden und rücklaufenden Welle, sowie das Verhältnis der Amplituden dieser Wellen für die verschiedenen Methoden dargestellt. Diese Werte werden erneut in der Form von Intervallen $I = [\mu \pm \sigma]$ angegeben. In die Kennzahlen werden sowohl Werte, die durch eine Detektierung eines negativen als auch eines positiven *Ricker-Signals* mit eingerechnet.

Aus Tabelle 3.8 geht hervor, dass für die Methode *ARK* eine Differenz der Mittelwerte von Δt (Pigtail) von etwa 1,1 ns und für Δt (SMA) von etwa 2,72 ns im Vergleich zum Normalbetrieb besteht.

Für die Methode *DKA* berechnen sich Differenzen zum Normalbetrieb von Δt auf 0,97 ns für das Pigtail und 2,59 ns für das SMA-Kabel. Die Methode *KKA* liefert 0,67 ns und 2,28 ns. Letztlich berechnet sich für *BMax* 0,75 ns und 2,26 ns.

Bei der Betrachtung der Zeitintervalle der *BMax*-Methode fällt auf, dass aufgrund des systematischen Fehlers der Methode eine Überlappung der Intervalle von $\Delta t(\text{NB})$ und $\Delta t(\text{PT})$ um etwa 0,25 ns auftritt. Dies führt zur Schlussfolgerung, dass die Störung am Pigtail möglicherweise nicht korrekt erkannt werden können.

Jedoch zeigen etwa 100 Messungen, dass der Fehler von *BMax* für t_v und t_r in der Praxis jeweils kleiner sind als 0,25 ns und damit auch der Fehler von Δt kleiner als 0,5 ns. In Tabelle 3.2 berechnet sich $t_v(\text{DKA}) - t_v(\text{BMax}) = 138,29 \text{ ns} - 138,25 \text{ ns} = 0,07 \text{ ns}$, wobei bekannt ist, dass $t_v(\text{BMax})$ für alle Messungen konstant ist.

Für die rücklaufende Welle ergibt sich im Normalbetrieb $t_{rn}(\text{BMax}) - t_{rn}(\text{DKA}) \approx 145,5 \text{ ns} - 145,43 \text{ ns} = 0,07 \text{ ns}$. Bei einer Störung am Pigtail beträgt der Unterschied $t_{rn}(\text{BMax}) - t_{rn}(\text{DKA}) \approx 144,76 \text{ ns} - 144,75 \text{ ns} = 0,01 \text{ ns}$.

Daher ist der systematische Fehler der *BMax*-Methode überschätzt.

Zur Verifizierung der in Tabelle 3.8 beschriebenen Kennzahlen lassen sich die Zeitdifferenzen Δt des Normalbetriebs mit den theoretischen Werten der Zeitverzögerung der Komponenten vergleichen. Aus Berechnungen ergibt sich eine zeitliche Differenz zwischen der vorlaufenden und der rücklaufenden Welle von 6,79 ns. Daraus resultiert eine Differenz des Mittelwerts zu den in Tabelle 3.8 angegebenen Werten von 0,47 ns bis 0,86 ns. Da der theoretische Wert nicht exakt ist und eine maximale Differenz von 1 ns vorliegt, kann davon ausgegangen werden, dass die Differenz die Korrektheit der vorgestellten Methoden unterstützt.

Die Mittelwerte der Zeitdifferenzen Δt sind mit einer Sicherheit von einem Sigma garantiert aufsteigend sortiert in folgender Reihenfolge: Störung am SMA-Kabel, Störung am Pigtail, Normalbetrieb. Das Verhältnis der Amplitude der rücklaufenden Welle zur vorlaufenden Welle ist für alle Intervalle der verschiedenen Methoden im Normalbetrieb kleiner als beim Vorliegen einer Störung beim Pigtail oder beim SMA-Kabel. Zwischen der Störung am SMA-Kabel und dem Pigtail lässt sich kein Muster feststellen.

Daraus folgt, dass alle Methoden dazu in der Lage wären, eine Störung durch die detektierte Zeitdifferenz zu erkennen. Dabei ist zu beachten, dass bei Störungen, die eine sehr geringe Zeitdifferenz zwischen der vorlaufenden und der rücklaufenden Welle bewirken, die Methoden *ARK* und *BMax* aufgrund ihrer geringeren zeitlichen Auflösung anfälliger für Fehler sind. Diese Ungenauigkeiten können die Genauigkeit der Bestimmung von t_{rp} und t_{rn} beeinträchtigen. Durch das Verhältnis der Amplitude der rücklaufenden und vorlaufenden Welle a_r/a_v lässt sich ebenfalls erkennen, ob eine Störung vorliegt, jedoch nicht differenzieren, ob die Störung am SMA-Kabel oder am Pigtail vorliegt.

Zur Verifizierung der in Tabelle 3.8 gelisteten Werte lassen sich ebenfalls die Verhältnisse a_v/a_r des Normalbetriebs mit dem in Abschnitt 2.4 berechneten theoretischen Wert vergleichen. Dieser wurde mithilfe der Verstärkungen der Komponenten der Signalpfade auf etwa 0,57 geschätzt. Der Vergleich mit den Kennzahlen aus Tabelle 3.8

zeigt, dass die meisten Werte, mit Ausnahme der Methode *DKA*, um etwa 10 abweichen. Da das Verhältnis theoretisch berechnet und nur eine Schätzung ist, spricht diese Abweichung für die Korrektheit der in der Tabelle gelisteten Werte.

Für die Methode *DKA* können die Werte für das Verhältnis a_{rn}/a_v aus Tabelle 3.3 herangezogen werden, die ebenfalls um etwa 10 abweichen und somit ebenfalls die Korrektheit der Methode unterstützen.

Par	ARK	DKA	KKA	BMax
Δt (NB) [ns]	$7,65 \pm 0,05$ (sys)	$7,442 \pm 0,245$	$7,642 \pm 0,0033$	$7,26 \pm 0,5$ (sys)
Δt (PT) [ns]	$6,5194 \pm 0,116$	$6,463 \pm 0,002$	$6,964 \pm 0,003$	$6,5 \pm 0,5$ (sys)
Δt (SMA) [ns]	$4,934 \pm 0,189$	$4,849 \pm 0,002$	$5,361 \pm 0,0029$	$5 \pm 0,5$ (sys)
a_r/a_v (NB)	$0,44 \pm 0,02$	$0,11 \pm 0,45$	$0,47 \pm 0,02$	$0,43 \pm 0,12$
a_r/a_v (PT)	$0,68 \pm 0,28$	$0,69 \pm 0,01$	$0,66 \pm 0,02$	$0,81 \pm 0,02$
a_r/a_v (SMA)	$0,52 \pm 0,49$	$0,69 \pm 0,02$	$0,51 \pm 0,46$	$0,57 \pm 0,02$

Tabelle 3.8: Tabelle der Zeitdifferenzen und Verhältnisse der Amplituden der vor- und rücklaufende Welle beim Zusammenlegen der Gruppen der negativen und positiven Detektierung von *Ricker-Signalen*

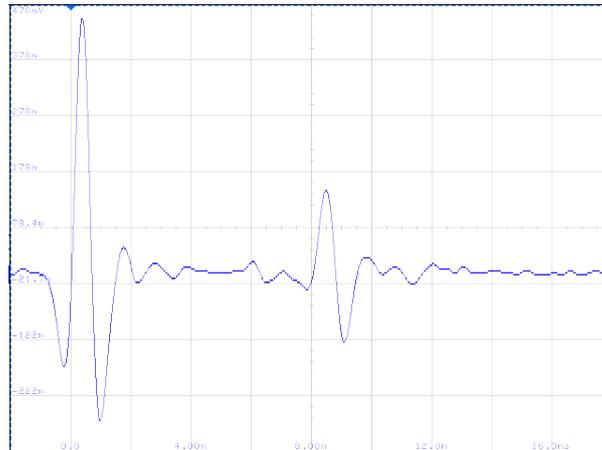
3.6.4 Vergleich der Zeitdifferenz der vor- und rücklaufenden Welle mit Oszilloskopdaten

In den Abbildungen 3.14 sind Beispielmessungen dargestellt, die mit einem Oszilloskop aufgezeichnet wurden. Bei dieser Messung ist ein sogenannter Dreiteiler direkt am *BAB* angeschlossen, wobei eine Verbindung zum Oszilloskop und eine zur Antenne führt. Ein Dreiteiler teilt ein Signal in zwei gleich gedämpfte Signale auf. Dadurch können sowohl die vorlaufende als auch die rücklaufende Welle am Oszilloskop erfasst werden. Aufgrund des Einsatzes des Dreiteilers und des zusätzlichen SMA-Kabels zum Oszilloskop entsteht ein längerer Signalpfad, daher werden die *Ricker-Signale* im Vergleich zu den Messdaten von *ADC4* zu einem späteren Zeitpunkt angezeigt. Zudem ist anzunehmen, dass die Zeitdifferenz zwischen den Signalen größer ist, da die rücklaufende Welle zweimal durch den Dreiteiler geleitet wird.

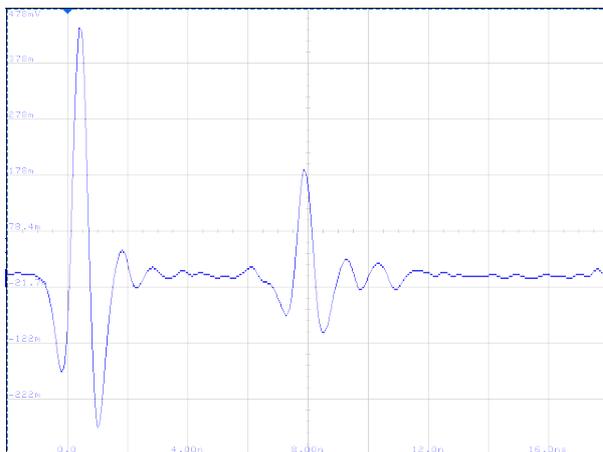
In Tabelle 3.9 sind die Zeitdifferenzen zwischen der vor- und rücklaufenden Welle, basierend auf den Messungen mit *ADC4*, für eine Beispielmessung dargestellt.

Im Normalbetrieb beträgt die zeitliche Differenz der vorlaufenden Welle $\Delta t = 8,10 \text{ ns}$, während bei der Pigtailstörung $\Delta t = 7,46 \text{ ns}$ gemessen wird. Dies führt zu einer Differenz von etwa $0,64 \text{ ns}$. Für die zeitliche Differenz zwischen der vor- und rücklaufenden Welle bei der Störung am SMA-Kabel ergibt sich ein Wert von $\Delta t = 5,86 \text{ ns}$. Damit unterscheidet sich Δt zwischen dem Normalbetrieb und der Störung am SMA-Kabel um $2,24 \text{ ns}$. Die Differenzen in Δt zwischen dem Normalbetrieb und den beiden Störungen sind konsistent mit den in Abschnitt 3.6.2 beschriebenen Differenzen für Δt_n

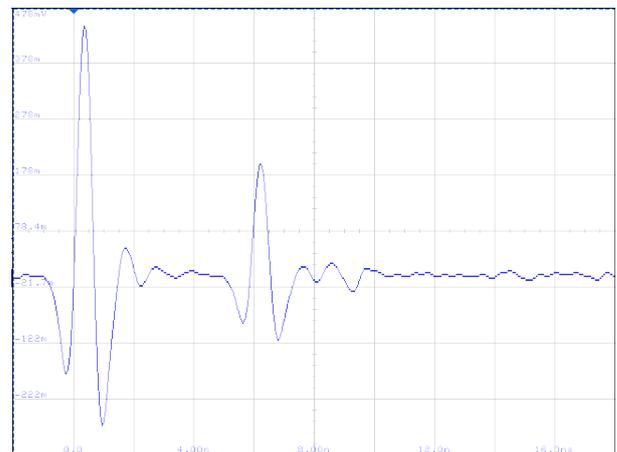
und Δt_p der verschiedenen Messkonfigurationen und bestätigen die Ergebnisse der vorgestellten Methoden.



((a)) Oszilloskopdaten für den Normalbetrieb



((b)) Oszilloskopdaten für eine Störung am Pigtail



((c)) Oszilloskopdaten für eine Störung am SMA-Kabel

Abbildung 3.14: Oszilloskopdaten am Sendepfad für Normalbetrieb und verschiedene Störungen

Messkonfigurationen	Δt
Sendepfad ADC (ADC4)	
Normalbetrieb	8,1 ns
Pigtail Störung	7,46 ns
SMA Kabel Störung	5,86 ns

Tabelle 3.9: Zeitdifferenz der vor- und rücklaufenden Welle für eine Beispielmessung am Oszilloskop

3.6.5 Detektierung von Störsignalen mithilfe der Standardabweichung

Mithilfe der Standardabweichung können Schätzungen für das Hintergrundrauschen der Daten berechnet werden. Dazu wird die empirische Standardabweichung σ_m für einen Teil der Daten, in dem sich kein *Ricker-Signal* befindet, ermittelt. Diese Methode zur Berechnung der Standardabweichung ist detailliert in Abschnitt 3.4 beschrieben.

In Tabelle 3.10 sind die berechneten Standardabweichungen für verschiedene Messkonfigurationen absteigend angegeben. Die Standardabweichung im Normalbetrieb ist am höchsten und unterscheidet sich nur geringfügig von den Standardabweichungen der Messkonfigurationen der SMA-Kabel- und Pigtail-Störung. Die Intervalle der drei Messkonfigurationen überlappen sich dabei fast vollständig. Daraus folgt, dass kein signifikanter Unterschied der Standardabweichung bei einer Störung der Antenne vorliegt. Da es derzeit technisch nicht möglich ist, die einzelnen Verstärker separat auszuschalten, wird nur der Fall betrachtet, in dem alle Verstärker ausgeschaltet sind. Der Unterschied in der Standardabweichung zwischen der Messkonfiguration mit abgeschalteten Verstärkern der Signalkette und den anderen Messkonfigurationen ist dabei von signifikanter Größe. Wie in Abschnitt 2.7 beschrieben, führt das Ausfallen eines Multiplexers dazu, dass alle Multiplexer ausgeschaltet sind. Da das Ausfallen aller Multiplexer in der Signalkette eines ADCs nur dazu führt, dass ein zusätzlicher Verstärker im Gegensatz zum Ausfallen aller Verstärker mit der Signalkette verbunden ist, ist davon auszugehen, dass sich die Standardabweichungen der beiden Störungen nicht signifikant unterscheiden.

Messkonfigurationen	σ_m
Sendepfad ADC (ADC4)	
Normalbetrieb (N=98)	7,667 ± 0,562
SMA Kabel Störung (N=97)	7,621 ± 0,541
Pigtail Störung (N = 93)	7,548 ± 0,564
Keine Verstärker (N = 10)	2,23 ± 0,05
Empfangspfad ADC (ADC5)	
Normalbetrieb (N=98)	18,37 ± 0,52
SMA Kabel Störung (N=97)	17,98 ± 0,62
Pigtail Störung (N = 93)	17,95 ± 0,59
Keine Verstärker (N = 10)	2,62 ± 0,16

Tabelle 3.10: Standardabweichungen für verschiedene Messkonfigurationen

4 Ergebnisse

Anhand der Betrachtung der Kennzahlen im Betrieb aus Abschnitt 3.6.3 lassen sich folgende Aussagen treffen. Die Antennenstörungen am Sendepfad lassen sich zuverlässig durch die Kennzahlen Δt und a_r/a_v erkennen.

Die vier vorgestellten Methoden zur Berechnung dieser Kennzahlen liefern alle Ergebnisse, die diese Störungen bestätigen. Außerdem lassen sich genauere Aussagen zu der Art der Antennenstörung am Sendepfad durch die Kennzahl Δt erschließen. Ein weiteres Ergebnis ist, dass die Standardabweichung verlässlich ein Ausfallen der Verstärker und des Multiplexer detektieren kann.

Da sich die in Abschnitt 3.6 diskutierten Kennzahlen generell auf das Erkennen von Signalen in Messdaten sowie auf die Erkennung von Störsignalen und Rauschen beziehen und nicht nur auf die Detektion von Antennenstörungen im Sendepfad des Sendepfad *ADCs* (*ADC4*), eignen sie sich auch zur Identifizierung der in Abschnitt 2.7 beschriebenen Störungen.

4.1 Entwicklung eines Algorithmus

Im Folgenden wird anhand der in Tabelle 4.1 dargestellten Veränderungen der Kennzahlen erläutert, wie ein Algorithmus zur Identifikation der verschiedenen Störungen entwickelt wurde. Die Veränderungen der Kennzahlen, welche durch Messungen in den vorherigen Abschnitten 3.6 bestätigt sind, werden im Folgenden mit einer Fußnote versehen. Ergänzend zu den in Kapitel 3 beschriebenen Kennzahlen werden die Kennzahlen σ_{m4} und σ_{m5} eingeführt. Diese entsprechen der bereits definierten empirischen Standardabweichung für die jeweiligen *ADC*-Kanäle: σ_{m4} ist die empirische Standardabweichung der Messungen an *ADC4* und σ_{m5} an *ADC5*. Darüber hinaus beziehen sich t_e und a_e auf die Zeit und Amplitude des in *ADC5* empfangenen *Ricker-Pulses*. Die dargestellten Veränderungen beziehen sich relativ auf eine Referenzmessung, die im Normalbetrieb unter festgelegten Messparametern (Frequenz, Amplitude des *Ricker-Signals*) durchgeführt wurde. Dabei sind die beschriebenen Änderungen der Kennzahlen stets in Bezug auf einen Schwellenwert zu betrachten. Das bedeutet, es werden nur signifikante Steigerungen oder Abnahmen sowie das Ausbleiben signifikanter Änderungen berücksichtigt. Zur besseren Verständlichkeit, wie das Programm die Störungen erkennt, wird der Algorithmus im Abschnitt 4.1.2 in Form von Pseudocode beschrieben.

4.1.1 Verschiedene Störungen mit Veränderung der Kennzahlen

Bei der Beschreibung der Veränderung der Kennzahlen wurden verschiedene Symbole benutzt:

- \downarrow steht für ein signifikantes Sinken der Kennzahl
- \uparrow steht für ein signifikantes Steigen der Kennzahl
- \updownarrow steht für ein volatiles Verhalten der Kennzahl
- \cdot symbolisiert keine signifikante Veränderung der Kennzahl

Die verschiedenen Störungen sind:

1. Antennenstörung am Senderpfad des Sendepfad *ADCs*
2. Antennenstörung am Empfangspfad des Empfangspfad *ADCs*
3. Störsignal der Platine
4. Störsignal von Außerhalb
5. Störung aller Multiplexer
6. Störung aller Verstärker

	1	2	3	4	5	6
Sendepfad ADC (ADC4)						
σ_{m4}	\cdot^*	\cdot	\uparrow	\cdot	\downarrow^*	\downarrow^*
t_v	\cdot^*	\cdot	\cdot	\cdot	\updownarrow	\updownarrow
t_r	\downarrow^*	\cdot	\cdot	\cdot	\updownarrow	\updownarrow
Δt	\downarrow^*	\cdot	\cdot	\cdot	\updownarrow	\updownarrow
a_v	\cdot^*	\cdot	\cdot	\cdot	\downarrow	\downarrow
a_r	\uparrow^*	\cdot	\cdot	\cdot	\downarrow	\downarrow
a_r/a_v	\uparrow^*	\cdot	\cdot	\cdot	\downarrow	\downarrow
a_v/σ_{m4}	\cdot^*	\cdot	\downarrow	\cdot	\downarrow	\downarrow
a_r/σ_{m4}	\uparrow^*	\cdot	\downarrow	\cdot	\downarrow	\downarrow
Empfangspfad ADC (ADC5)						
σ_{m5}	\cdot^*	\cdot	\uparrow	\uparrow	\downarrow^*	\downarrow^*
t_e	\updownarrow^*	\updownarrow	\cdot	\cdot	\updownarrow	\updownarrow
a_e	\downarrow^*	\downarrow	\cdot	\cdot	\downarrow	\downarrow
a_e/σ_{m5}	\downarrow^*	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow

Tabelle 4.1: Auswirkung von Störungen auf die verschiedenen Kennzahlen

*Durch Messungen validierte Änderungen der Kennzahlen für die spezifische Störung

4.1.2 Entscheidungsalgorithmus

Im Folgenden wird der Pseudocode für einen Algorithmus zur Erkennung der verschiedenen Störungen vorgestellt, der in Abschnitt 4.1.3 detailliert beschrieben wird:

- falls $a_r/a_v \uparrow$ und $\Delta t \downarrow$ und a_v/σ_{m4} und $a_r/\sigma_{m4} \uparrow$
 - eine Antennenstörung liegt am Senderpfad (1) vor, mithilfe der Größe Δt kann diese weiter konkretisiert werden, siehe Abschnitt 3.6.3
- falls $a_e/\sigma_{m5} \downarrow$ und Kennzahlen von ADC_4 unverändert
 - eine Antennenstörung liegt am Empfangspfad (2) von Empfangspfad ADC vor (ADC5)
- falls $\sigma_{m5} \uparrow$ und $\sigma_{m4} \uparrow$
 - ein Störsignal auf der Platine liegt vor
- falls $\sigma_{m5} \uparrow$ und Kennzahlen von ADC_4 unverändert
 - ein Störsignal von außerhalb liegt vor
- falls $\sigma_{m4} \downarrow$ und $\sigma_{m5} \downarrow$ und $a_v \downarrow$ und $a_r \downarrow$ und $a_e \downarrow$
 - entweder eine Störung die zum Ausfallen aller Verstärker (5) führt oder eine Störung die zum Ausfallen alle Multiplexer (6) führt liegt vor

4.1.3 Beschreibung des Algorithmus

Eine Antennenstörung im Sendepfad von ADC_4 lässt sich zuverlässig durch die im ersten Punkt beschriebenen Veränderungen der Kennzahlen detektieren. In Abschnitt 3.6.3 wird diskutiert, wie sich die Kennzahlen a_r/a_v und Δt bei dieser Störung verhalten. Um jedoch mit Sicherheit feststellen zu können, dass es sich tatsächlich um diese spezifische Störung handelt, muss gewährleistet sein, dass das SNR der vorlaufenden Welle a_v/σ_{m4} konstant bleibt, während das SNR der rücklaufenden Welle a_r/σ_{m4} ansteigt. Nur unter diesen Bedingungen kann die beschriebene Störung zweifelsfrei vorliegen.

Sollte dies nicht der Fall sein, könnte es zwar sein, dass a_r/a_v ansteigt und Δt abnimmt, jedoch könnten sowohl a_v/σ_{m4} als auch a_r/σ_{m4} sinken. In einem solchen Fall würden die Veränderungen von a_r/a_v und Δt möglicherweise nicht auf die tatsächliche Präsenz eines Signals zurückzuführen sein, sondern vielmehr durch das Rauschen bedingt sein, was zu einer fehlerhaften Interpretation der Messdaten führen könnte. Hinzukommend sinken sowohl a_e als auch a_e/σ_{m5} , da aufgrund der fehlenden Signalübertragung von der Antenne des Sendepfads von ADC_4 kein Signal bei ADC_5 gemessen wird. Allerdings lässt sich allein daran nicht erkennen, ob eine Störung im Sendepfad von ADC_4 oder im Empfangspfad von ADC_5 vorliegt, weshalb zur genau-

en Bestimmung auch die anderen beschriebenen Kennzahlen berücksichtigt werden müssen.

Eine Antennenstörung im Empfangspfad des *ADC* (*ADC5*) lässt sich zuverlässig durch ein Absinken der Kennzahl a_e/σ_{m5} in Kombination mit einem Ausbleiben von Änderungen der Kennzahlen von *ADC4* detektieren. Diese Störung resultiert aus einer Unterbrechung des Empfangspfads von *ADC5*, wodurch kein Signal mehr am *ADC5* gemessen werden kann. Dies führt zu einer Verringerung von a_e und in der Folge zu einem Abfall von a_e/σ_{m5} .

Die Wahl des *SNR*, also a_e/σ_{m5} , als Kennzahl ist sinnvoll, da das *SNR* eine größere Robustheit gegenüber variierenden Messbedingungen aufweist. Zudem erleichtert das *SNR* die Vergleichbarkeit mit Messungen anderer *ADCs*, da es den Einfluss des Hintergrundrauschens mit einbezieht und somit eine differenziertere Bewertung der Messqualität ermöglicht. Diese Störung hat keinerlei Auswirkungen auf die Kennzahlen des Sendepfad *ADC* (*ADC4*), da dieser sich auf einem ganz anderen Signalpfad befindet.

Ein Störsignal von der Platine lässt sich durch einen Anstieg der Kennzahlen σ_{m5} und σ_{m4} sowie ein unverändertes Verhalten der unabhängigen Kennzahlen erklären. Störungen, die von der Platine ausgehen, weisen in der Regel periodische Eigenschaften auf und sind daher meist in allen *ADCs* messbar, da diese räumlich nah beieinander liegen (siehe Abschnitt 2.7).

Störsignale von außerhalb unterscheiden sich bei der Erkennung von Störsignalen an der Platine nur dadurch, dass sie im Sendepfad des *ADC* nicht sichtbar sind und die Kennzahlen für diesen Bereich unverändert bleiben. Dies liegt daran, dass externe Störsignale lediglich von der Antenne, die am Empfangspfad von *ADC5* angeschlossen ist, erfasst werden. Diese Signale werden von der Antenne empfangen und durch die Verstärker verstärkt. Störsignale, die auf die Antenne von *ADC4* treffen, können von *ADC4* nicht erfasst werden, da das Signal im *1-zu-3-Multiplexer* gedämpft wird, da sich dieser im Sendemodus befindet. Daher wird die Störung durch ein Steigen von σ_{m5} und unveränderten Kennzahlen von *ADC4* erkannt.

Allerdings können Störsignale von der Platine sowie externe Störsignale nicht durch die berechneten Kennzahlen aller in Abschnitt 3.6 diskutierten Methoden erfasst werden. Zudem lassen sich bei sehr hohen Intensitäten periodischer Störsignale nur eingeschränkte Aussagen treffen, insbesondere wenn diese ein $SNR < 1$ für die vorlaufende Welle in *ADC4* oder das empfangene *Ricker-Signal* in *ADC5* verursachen.

Bisher wurde eine Störung der Verstärker nur als gleichzeitige Störung aller Verstärker betrachtet. Laut Tabelle 3.10 erklärt sich das Absinken von σ_{m4} und σ_{m5} durch diese Störung. Darüber hinaus ist mit einem Ausfall aller Verstärker eine Verringerung der Amplitude der durch die Methoden als *Ricker-Signale* erkannten Signale verbunden, da im Falle eines Ausfalls aller Verstärker der Signalpfad zwischen Empfangspfad und *ADC* für beide *ADCs* beeinträchtigt ist.

4.2 Schlussfolgerungen

Mit den in Abschnitt 3.6 verglichenen Kennzahlen zur Detektion einer Antennenstörung im Sendepfad sowie der empirischen Standardabweichung können die in Abschnitt 2.7 beschriebenen und in Abbildung 2.8 dargestellten Störungen detektiert werden.

Die vorgestellten Methoden liefern unterschiedliche Ergebnisse und weisen jeweils spezifische Vor- und Nachteile auf. Die Methoden sind *BMax* (Betragsmaximum, Abschnitt 3.4.1), *KKA* (Korrelation-Kurvenanpassung, Abschnitt 3.4.2), *DKA* (Doppelte-Kurvenanpassung, Abschnitt 3.4.3) und *ARK* (Abtastrate-Korrelation, Abschnitt 3.4.4).

Die Methode *KKA* liefert im Vergleich zu den anderen Methoden bei der Störung 1.2 aus Abbildung 2.8 ausschließlich Ergebnisse, die zu einem Fehler von etwa 500 ps führen, wodurch sie als ungeeignet angesehen werden muss. Die Methode *ARK* erkennt nicht alle *Ricker-Signale* korrekt bei den unterschiedlichen Antennenstörungen und weist eine systematische Ungenauigkeit von 50 ps, wobei die Genauigkeit variiert werden kann.

Im Gegensatz dazu haben sowohl die Methode *BMax* als auch die Methode *DKA* alle *Ricker-Signale* bei den zwei unterschiedlichen Antennenstörungen am Sendepfad korrekt erkannt. Allerdings weist die Methode *BMax* aufgrund der Abtastrate des Systems einen hohen systematischen Fehler auf, was zu einer Ungenauigkeit von etwa 500 ps für Δt führt.

Die Methode *DKA* ist die genaueste der vorgestellten Methoden, weist jedoch die höchste Rechenzeit auf, siehe Tabelle 3.1. Zudem verwendet sie komplexe Funktionen wie die Kurvenanpassung und Kreuzkorrelation, was die Implementierung auf dem *BAB* erschwert. Im Gegensatz dazu hat die Methode *BMax* die niedrigste Rechenzeit. Da sie lediglich die Berechnung von Extrema erfordert, ist sie auch einfach auf dem *BAB* zu implementieren.

Aus diesem Grund kann in einem Ansatz, zur Detektion von Fehlern zunächst die Methode *BMax* verwendet werden, um die Kennzahlen zur Fehlererkennung zu bestimmen. Diese Methode ist effizient und lässt sich einfach implementieren. Wird eine Störung gefunden und ist eine genauere Identifizierung erforderlich, bietet sich die Methode *DKA* an.

Dabei ist zu beachten, dass die Anwendung der *BMax*-Methode unter Umständen zu fehlerhaften Erkennungen führen kann. Die *BMax*-Methode berechnet lediglich das Betragsmaximum, ohne durch andere Verfahren, wie beispielsweise eine Kreuzkorrelation, zu überprüfen, ob es sich tatsächlich um ein *Ricker-Signal* handelt. Daher können Störsignale, die einzelne Spitzen (Peaks) in den Daten erzeugen, zu falschen Ergebnissen führen.

Da im aktuellen Messaufbau jedoch die Messungen gestapelt werden, können unregelmäßige Störsignale mit hoher Auslenkung weitgehend ausgeschlossen werden.

5 Zusammenfassung und Ausblick

5.1 Zusammenfassung

Im Rahmen der Arbeit wurden Kennzahlen zur Detektion von Störungen in den Messdaten des Bodenradarsystems erarbeitet, die sich insbesondere auf die Erkennung von *Ricker-Signalen* in den Daten der *ADCs* beziehen. Es wurden mehrere Methoden zur Erfassung dieser Kennzahlen entwickelt. Dazu gehören das Betragsmaximum (*BMax*), die Korrelation-Kurvenanpassung (*KKA*), die Doppelte-Kurvenanpassung (*DKA*) und die Abtastrate Korrelation (*ARK*). Diese Methoden wurden miteinander und mit theoretischen Werten verglichen und bewertet, indem sie auf verschiedene Störungen an der Senderantenne angewendet wurden.

Neben den Kennzahlen zur Erkennung von *Ricker-Signalen* wurde die empirische Standardabweichung als nützlich für die Detektion von Verstärkerstörungen bestätigt.

Die Analyse der Methoden ergab, dass die Methode *BMax* aufgrund ihrer niedrigen Rechenzeit als erster Schritt zur Fehlerdetektion empfehlenswert ist, während *DKA* für eine genauere, weiterführende Analyse verwendet werden sollte. Eine Kombination beider Verfahren, bei der zunächst *BMax* zur groben Detektion und anschließend *DKA* zur Verfeinerung der Ergebnisse eingesetzt wird, wurde als besonders effektiv betrachtet.

Darüber hinaus wurden die Auswirkungen der weiteren Störungsbilder auf die ermittelten Kennzahlen diskutiert und als wirksam für die Detektion dieser Störungen bewertet. Auf dieser Grundlage wurde ein Algorithmus entwickelt, der durch den Vergleich der Kennzahlenveränderungen mit Schwellenwerten aus einer Referenzmessung die verschiedenen Störungen identifizieren kann.

5.2 Ausblick

In zukünftigen Arbeiten sollte der Ansatz zur Erkennung von Störungen mithilfe der berechneten Kennzahlen weiter untersucht werden. Zunächst sollten die in Tabelle 4.1 beschriebenen Veränderungen für alle Störungen verifiziert werden. Ergänzend dazu sollte der entwickelte Algorithmus anhand der Messdaten validiert werden.

Um den Algorithmus umfassend zu prüfen, müssen zudem Ansätze diskutiert werden, wie Referenzmessungen für verschiedene Messkonfigurationen gespeichert und

verwaltet werden sollen.

Zudem ist es erforderlich, verschiedene Störsignale auf Messdaten anzuwenden, um zu beurteilen, wie stabil die Methoden auf unterschiedliche Störsignale reagieren.

Die genutzten Methoden sollten weiter untersucht und verbessert werden. Daher sollte ein anderer Schwerpunkt dabei auf der Erkennung der Ausrichtung des *Ricker-Signals* durch die Kreuzkorrelation liegen, um die Inkonsistenz der *KKA*-Methode besser zu verstehen.

Die *ARK*-Methode sollte weiter untersucht werden, insbesondere im Hinblick auf ihre Leistung bei unterschiedlichen Abtastraten. Bei einer Variation der Genauigkeit für die *ARK*-Methode ist die Skalierung der Rechenzeit zu analysieren. Zudem muss geprüft werden, ob die Methode als Kompromiss zwischen der effizienten *BMax*-Methode und der rechenintensiveren *DKA*-Methode dienen kann.

Darüber hinaus sollten weitere Kombinationen der bestehenden Methoden getestet werden. Besonders vielversprechend wäre eine Kombination aus *ARK* und *BMax*, bei der anstelle der Kreuzkorrelation das Betragsmaximum verwendet wird, um das *Ricker-Signal* in den Messdaten mit einer höheren Abtastrate zu bestimmen.

Ein weiterer wichtiger Aspekt zukünftiger Untersuchungen könnte die systematische Festlegung der Ausrichtung des *Ricker-Signals* in verschiedenen Methoden sein. Insbesondere sollte untersucht werden, wie diese Methoden, die lediglich dazu dienen, das Vorliegen einer Störung anzuzeigen, ohne eine detaillierte Identifikation vorzunehmen, auf eine andere Ausrichtung des Signals reagieren. Daher muss untersucht werden, wie sich ein Kurzschluss auf diese Methoden auswirkt, die stets von einer negativen Ausrichtung des *Ricker-Signals* ausgehen. Wenn die Ausrichtung des Signals im Voraus bekannt ist, könnten die Methoden vereinfacht, beschleunigt und die Genauigkeit der Detektion gesteigert werden.

Des Weiteren sollte die Verzerrung der rücklaufenden Welle sowie deren Auswirkungen auf die angewendeten Methoden untersucht werden, da diese Verzerrung erheblichen Einfluss auf die Funktionalität der verschiedenen Methoden haben kann. Es müssen Ansätze zur Vermeidung der Verzerrung des *Ricker-Signals* evaluiert werden.

Das bloße Erkennen einer Störung kann auch durch alternative Ansätze realisiert werden. Bei Messungen mit identischen Messparametern kann eine Referenzmessung mit der neuen Messung durch Kreuzkorrelation verglichen werden.

Darüber hinaus soll der Einsatz von maschinellem Lernen genutzt werden, um die Analyse weiter zu verbessern. Angesichts der hohen Messgeschwindigkeit des Systems bietet sich dieser Ansatz besonders an, um neue Muster in den Messdaten zu identifizieren. Dazu müssten Datensätze für verschiedene Messkonfigurationen erfasst werden. Die Anwendung solcher Methoden könnte die Erkennung von Störungen ermöglichen, die bislang möglicherweise noch nicht identifiziert wurden.

Um eine Störungdetektion in Echtzeit zu realisieren, muss weiter diskutiert werden, wie die Berechnung der Kennzahlen und der in Kapitel 4 beschriebene Algorithmus auf einem eingebetteten System integriert werden können. Dabei ist zu erörtern, welche Bibliotheken auf dem *BAB* installiert werden müssen, um die Berechnungen der Kennzahlen mit den Methoden *KKA*, *DKA* und *ARK* zu ermöglichen. Für die *BMax*-Methode ist davon auszugehen, dass keine komplexen Bibliotheken erforderlich sind.

Literatur

- [1] *Inerte Substanz*. In: *Wikipedia*. Page Version ID: 237536829. 22. Sep. 2023. URL: https://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Inerte_Substanz&oldid=237536829 (besucht am 13.08.2024).
- [2] *Aufzeichnungen Wissenschaft online aus dem Jahr 2023*. URL: <https://www.fz-juelich.de/de/ueber-uns/kontakt/besuch/wissenschaft-online/aufzeichnungen-wissenschaft-online-2023?expand=translations,fzjsettings,nearest-institut> (besucht am 08.12.2023).
- [3] *Wissenschaft Online Reihe-20231019_150527-Besprechungsaufzeichnung.mp4*. URL: https://samfzj-my.sharepoint.com/personal/c_hallen_fz-juelich_de/_layouts/15/stream.aspx?id=%2Fpersonal%2Fc%5Fhallen%5Ffz%2Djuelich%5Fde%2FDocuments%2FAufnahmen%2FWissenschaft%20Online%20Reihe%2D20231019%5F150527%2DBesprechungsaufzeichnung%2Emp4&ga=1&referrer=StreamWebApp%2EWeb&referrerScenario=AddressBarCopied%2Eview (besucht am 08.12.2023).
- [4] A. Klotzsche u. a. “Measuring Soil Water Content with Ground Penetrating Radar: A Decade of Progress”. In: *Vadose Zone Journal* 17.1 (2018). _eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.2136/vzj2018.03.0052>, S. 180052. ISSN: 1539-1663. DOI: 10.2136/vzj2018.03.0052. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.2136/vzj2018.03.0052> (besucht am 07.07.2024).
- [5] Anja Klotzsche u. a. “Detection of spatially limited high-porosity layers using crosshole GPR signal analysis and full-waveform inversion”. In: *Water Resources Research* 50.8 (2014), S. 6966–6985. ISSN: 1944-7973. DOI: 10.1002/2013WR015177. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/2013WR015177> (besucht am 07.07.2024).
- [6] Leon Steinbeck u. a. “In situ time-zero correction for a ground penetrating radar monitoring system with 3000 antennas”. In: *Measurement Science and Technology* 33 (15. Apr. 2022). DOI: 10.1088/1361-6501/ac632b.
- [7] A. O. Salman, E. Bicak und M. Sezgin. “Wideband antenna with conductive textile radiators for a dual-sensor subsurface detection system”. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 59 (10 2011), S. 3746–3755. DOI: 10.1109/tap.2011.2163745.

-
- [8] Dipl.-Ing (FH) Christian Wolff. *Radartutorial*. Publisher: Dipl.-Ing. (FH) Christian Wolff. URL: <https://www.radartutorial.eu/02.basics/Frequency%20Modulated%20Continuous%20Wave%20Radar.en.html> (besucht am 03.08.2024).
- [9] *Low-noise amplifier*. In: *Wikipedia*. Page Version ID: 1233739941. 10. Juli 2024. URL: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Low-noise_amplifier&oldid=1233739941 (besucht am 20.08.2024).
- [10] *Verstärkung und Dämpfung*. URL: <https://www.elektronik-kompodium.de/sites/grd/0303311.htm> (besucht am 30.07.2024).
- [11] Rafael Gonçalves Licursi de Mello, Anne Claire Lepage und Xavier Begaud. “The bow-tie antenna: Performance limitations and improvements”. In: *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 16.5 (2022), S. 283–294. ISSN: 1751-8733. DOI: 10.1049/mia2.12242. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/mia2.12242> (besucht am 17.08.2024).
- [12] Shi-Wei Qu und Chengli Ruan. “Effect of round corners on bowtie antennas”. In: *Progress in Electromagnetics Research-pier - PROG ELECTROMAGN RES* 57 (Jan. 2006), S. 179–195. DOI: 10.2528/PIER05072103.
- [13] *Antenna Return Loss and VSWR Explained Without Math*. Antenna Test Lab Company. URL: <https://antennatestlab.com/antenna-education-tutorials/return-loss-vswr-explained> (besucht am 03.08.2024).
- [14] *Nyquist Theorem - an overview | ScienceDirect Topics*. URL: <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/nyquist-theorem> (besucht am 20.08.2024).
- [15] *Electromagnetic absorption by water*. In: *Wikipedia*. Page Version ID: 1225970785. 27. Mai 2024. URL: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Electromagnetic_absorption_by_water&oldid=1225970785 (besucht am 20.08.2024).
- [16] Alexander C. Frank Changpuak aka. *Bowtie Antenna Designer*. www.changpuak.ch. URL: <https://www.changpuak.ch/electronics/Butterfly-Antenna-Designer.php> (besucht am 12.08.2024).
- [17] *Crosstalk or Coupling in High Speed PCB Design | Altium.com*. Altium. 10. Nov. 2020. URL: <https://resources.altium.com/p/crosstalk-or-coupling> (besucht am 13.08.2024).
- [18] *Calculation voltage and power - gain and loss - sengpielaudio Sengpiel Berlin*. URL: <https://sengpielaudio.com/calculatorVoltagePower.htm> (besucht am 17.08.2024).
- [19] A. Kumar, U. Singh und B. Pradhan. “Ground penetrating radar in coastal hazard mitigation studies using deep convolutional neural networks”. In: *Remote Sensing* 14 (19 2022), S. 4899. DOI: 10.3390/rs14194899.

- [20] *Ricker wavelet*. Page Version ID: 1219965832. 21. Apr. 2024. URL: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Ricker_wavelet&oldid=1219965832 (besucht am 17.08.2024).
- [21] *Gaussian Derivatives*. URL: <https://cedar.buffalo.edu/~srihari/CSE555/Normal2.pdf> (besucht am 17.08.2024).
- [22] *Ricker wavelet and its spectrum*. URL: https://antongrin.github.io/Seismika/Chapters/SignalProcessing/Ricker_wavelet.html (besucht am 17.08.2024).
- [23] S. Kruse und H. M. Jol. "Amplitude analysis of repetitive gpr reflections on a lake bonneville delta, utah". In: *Geological Society, London, Special Publications* 211 (1 2003), S. 287–298. DOI: 10.1144/gsl.sp.2001.211.01.23.
- [24] Wim van Drongelen. "4 - Signal Averaging". In: *Signal Processing for Neuroscientists*. Hrsg. von Wim van Drongelen. Burlington: Academic Press, 2007, S. 55–70. ISBN: 978-0-12-370867-0. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-012370867-0/50004-8>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780123708670500048>.
- [25] *Signal averaging*. In: *Wikipedia*. Page Version ID: 1057616318. 28. Nov. 2021. URL: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Signal_averaging&oldid=1057616318 (besucht am 14.08.2024).
- [26] *A Faster Fourier Transform*. URL: <https://www.i-programmer.info/news/181-algorithms/3644-a-faster-fourier-transform.html> (besucht am 17.08.2024).
- [27] *DFT - Diskrete Fourier-Transformation · Matrix*. Studyflix. URL: <https://studyflix.de/mathematik/dft-diskrete-fourier-transformation-1472> (besucht am 17.08.2024).
- [28] *Eulersche Formel*. In: *Wikipedia*. Page Version ID: 244444640. 27. Apr. 2024. URL: https://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Eulersche_Formel&oldid=244444640 (besucht am 17.08.2024).
- [29] *Fast Fourier Transform (FFT), schnelle Fourier-Transformation*. URL: <https://de.mathworks.com/discovery/fft.html> (besucht am 09.08.2024).
- [30] *Kovarianz: Erklärung, Formel & Berechnung*. Studyflix. URL: <https://studyflix.de/statistik/kovarianz-1547> (besucht am 17.08.2024).
- [31] *Pearson Korrelation: Berechnung und Interpretation*. Studyflix. URL: <https://studyflix.de/statistik/pearson-korrelation-1051> (besucht am 17.08.2024).
- [32] *Begriff Kreuzkorrelation bei der Signalentrauschung*. FASTERCapital. URL: <https://fastercapital.com/de/inhalt/Begriff--Kreuzkorrelation-bei-der-Signalentrauschung.html> (besucht am 17.08.2024).

-
- [33] *Signalverarbeitungstechniken beherrschen Kreuzkorrelation erklärt*. FasterCapital. URL: <https://fastercapital.com/de/inhalt/Signalverarbeitungstechniken-beherrschen--Kreuzkorrelation-erklart.html> (besucht am 11.08.2024).
- [34] N Deichmann. *Einführung in die Zeitreihenanalyse Teil 1*.
- [35] *Residuenquadratsumme*. In: *Wikipedia*. Page Version ID: 236875662. 30. Aug. 2023. URL: <https://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Residuenquadratsumme&oldid=236875662> (besucht am 17.08.2024).
- [36] Rene Andrae, Tim Schulze-Hartung und Peter Melchior. “Dos and don’ts of reduced chi-squared”. In: (Dez. 2010).
- [37] *Least-Squares (Model Fitting) Algorithms - MATLAB & Simulink - MathWorks Deutschland*. URL: <https://de.mathworks.com/help/optim/ug/least-squares-model-fitting-algorithms.html#broz0i4> (besucht am 04.08.2024).
- [38] *Chi-squared per degree of freedom — Nevis Labs ROOT tutorial May-2024 documentation*. URL: <https://www.nevis.columbia.edu/~seligman/root-class/html/appendix/statistics/ChiSquaredDOF.html> (besucht am 12.08.2024).
- [39] *How to Interpolate in the Time-Domain by Zero-Padding in the Frequency Domain*. dspGuru. URL: <https://dspguru.com/dsp/howtos/how-to-interpolate-in-time-domain-by-zero-padding-in-frequency-domain/> (besucht am 17.08.2024).
- [40] *Digital Signal Processing: Sampling Rates, Bandwidth, Spectral Lines, and more...* URL: <https://community.sw.siemens.com/s/article/digital-signal-processing-sampling-rates-bandwidth-spectral-lines-and-more> (besucht am 17.08.2024).

Jül-4446 • Oktober 2024
ISSN 0944-2952

Mitglied der Helmholtz-Gemeinschaft

