

# Untersuchungen zur Reproduzierbarkeit von Bodenradarmessungen

**Dissertation**

zur

Erlangung des Doktorgrades (Dr. rer. nat.)

der

Mathematisch–Naturwissenschaftlichen Fakultät

der

Rheinischen Friedrich–Wilhelms–Universität Bonn

vorgelegt von

Dipl.–Phys. Carsten Albert Alteköster

aus Soest

Bonn 2004



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation und Vorgehensweise . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Grundlagen der Theorie elektromagnetischer Wellen</b>	<b>7</b>
<b>3</b>	<b>Elektromagnetische Eigenschaften des Bodens</b>	<b>13</b>
3.1	Die Dielektrizitätszahl $\epsilon$ . . . . .	13
3.1.1	Die Frequenzabhängigkeit von $\epsilon$ . . . . .	13
3.1.2	Die relative Dielektrizitätszahl $\epsilon_r$ in natürlichen Medien . . . . .	16
3.2	Die elektrische Leitfähigkeit $\sigma$ . . . . .	20
3.3	Die magnetischen Eigenschaften . . . . .	21
3.4	Die effektiven Parameter $\epsilon_{eff}$ und $\sigma_{eff}$ . . . . .	21
<b>4</b>	<b>Funktionsprinzip des Bodenradars</b>	<b>23</b>
4.1	Radargleichung und Eindringtiefe . . . . .	23
4.2	Eigenschaften der Bodenradarantennen . . . . .	27
4.2.1	Abstrahlcharakteristik . . . . .	27
4.2.2	Einflüsse auf die Form der Abstrahlcharakteristik . . . . .	29
4.3	Reflexion elektromagnetischer Wellen . . . . .	33
4.4	Polarisation . . . . .	38
4.5	Vertikales und horizontales Auflösungsvermögen . . . . .	39
<b>5</b>	<b>Das Messgerät: GSSI SIR 10A+</b>	<b>41</b>
<b>6</b>	<b>Untersuchung von Systemeigenschaften</b>	<b>45</b>
6.1	Langzeitstabilität einer Radarmessung . . . . .	45
6.1.1	Amplitudenstabilität . . . . .	46
6.1.2	Frequenzstabilität . . . . .	49
6.2	Rauscheigenschaften des Systems im Feldeinsatz . . . . .	51
6.2.1	100 MHz Antenne . . . . .	52
6.2.2	200 MHz Antenne . . . . .	54
6.2.3	400 MHz Antenne . . . . .	57
6.3	Stabilität der abgestrahlten Wellenform . . . . .	59
6.3.1	100 MHz Antenne . . . . .	59
6.3.2	200 MHz Antenne . . . . .	62
6.3.3	400 MHz Antenne . . . . .	64

---

<b>7</b>	<b>Untersuchung von Störeffekten beim Messvorgang</b>	<b>67</b>
7.1	Kabelverbindungen . . . . .	68
7.2	Schnittstelle Antenne-Untergrund . . . . .	71
7.3	Elektromagnetische Interferenzen . . . . .	73
<b>8</b>	<b>Wiederholungsmessungen mit dem GSSI SIR 10A+</b>	<b>75</b>
8.1	Messgebiet Melbtal . . . . .	79
8.2	Messgebiet Jülich . . . . .	87
8.2.1	400 MHz . . . . .	87
8.2.2	200 MHz . . . . .	94
8.3	Messgebiet Lägerdorf . . . . .	101
8.3.1	400 MHz . . . . .	101
8.3.2	200 MHz . . . . .	108
8.3.3	100 MHz . . . . .	114
8.4	Messgebiet Dollendorfer Hardt . . . . .	121
8.5	Messgebiet Vinxel A . . . . .	128
8.6	Messgebiet Vinxel B . . . . .	135
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>147</b>
<b>A</b>	<b>Begriffe aus der Antennentechnik</b>	<b>153</b>
<b>B</b>	<b>Daten zu den Wiederholungsmessungen im Messgebiet Vinxel A</b>	<b>159</b>
	Literaturverzeichnis	i
	Bildunterschriften	vii
	Tabellenunterschriften	xvii

# Kapitel 1

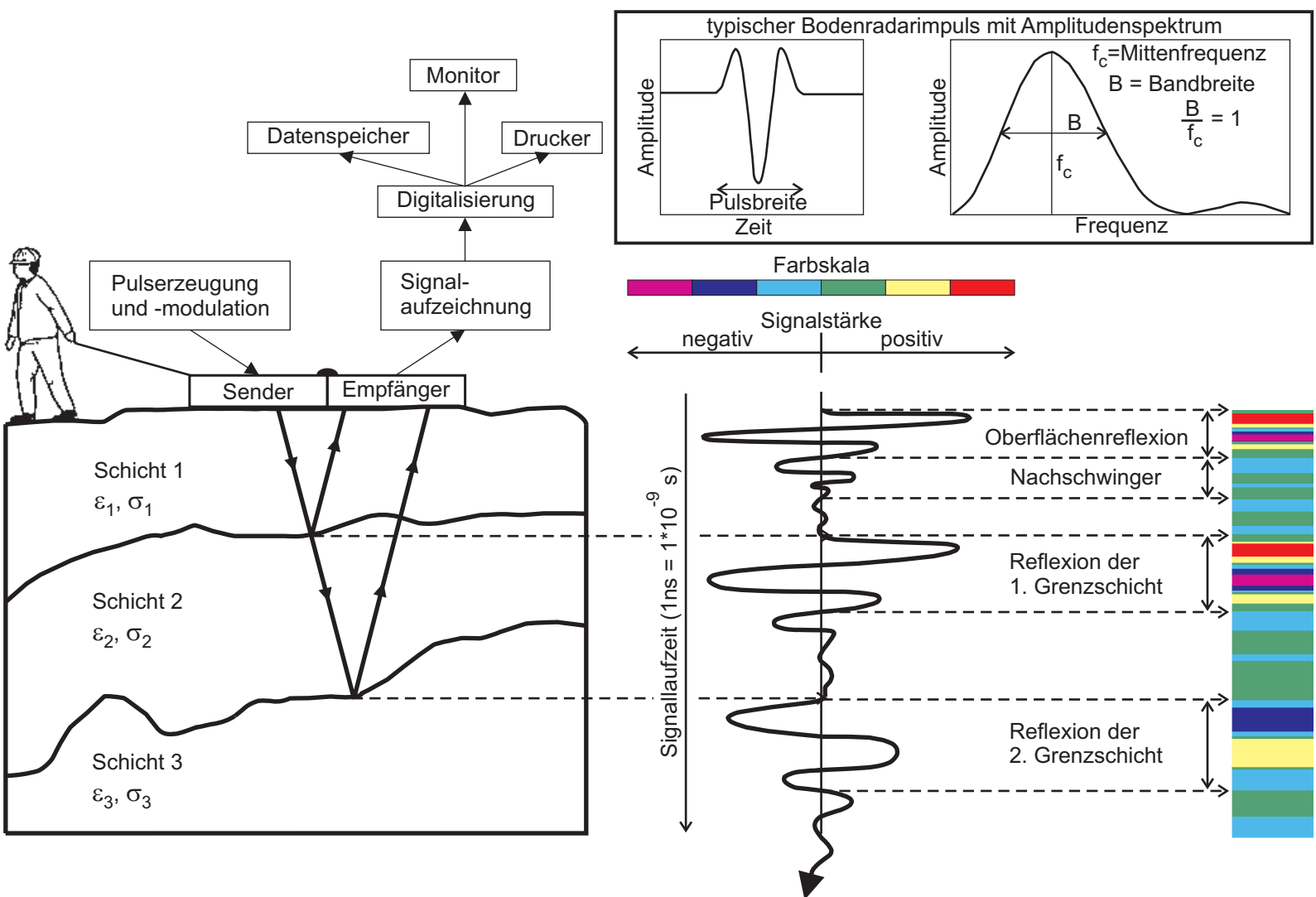
## Einleitung

Das Bodenradar (auch Georadar, elektromagnetische Reflexionsmethode (EMR) oder Ground Penetrating Radar (GPR) genannt) ist die geophysikalische Messmethode mit der höchsten räumlichen Auflösung und wird in erster Linie zur Erkundung des oberflächennahen Bereichs verwendet. Der folgende Abschnitt gibt einen kurzen Abriss zur Funktionsweise und zum Einsatzgebiet dieser Messmethode.

Von einer Sendeantenne werden kurze, hochfrequente elektromagnetische Impulse mit einer Hauptfrequenz (Mittelfrequenz)  $f_c$  und einer Frequenzbandbreite  $B$  in den Boden gesendet. Wenn diese auf eine Grenzfläche treffen, welche durch zwei Materialien mit unterschiedlichen elektrischen Eigenschaften gebildet wird, werden sie teilweise reflektiert und transmittiert. Das Reflexionssignal wird von einer Empfängerantenne aufgezeichnet. Ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wellen im Untergrund bekannt, kann anhand der Signallaufzeit die Tiefe der Grenzschicht (des sogenannten Reflektors) bestimmt werden. Das Prinzip ist in Abbildung 1.1 dargestellt. Das Ergebnis einer Radarmessung, die Radarspur bzw. der Radarscan, wird entweder als Funktion der Signalstärke (Amplitude) gegenüber der Signallaufzeit dargestellt oder, indem die Amplitude über eine Farbskala codiert wird, als Farbbalken. In der Zusammensetzung aller Messspuren erhält man dann das sogenannte Radargramm. Bei der Durchführung einer Radarmessung wird die Anordnung der Sende- und Empfangsantennen entweder kontinuierlich über das Profil bewegt (kontinuierliche Messung), wobei eine große horizontale Spurdichte erreicht werden kann, oder von Messpunkt zu Messpunkt versetzt (statische Messung). Dabei besteht jeweils die Möglichkeit, eine Antenne zum Senden und Empfangen einzusetzen (monostatische Messung) oder mit einem Offset zwischen Sende- und Empfangsantenne zu operieren (bistatische Messung). Die Wege, entlang derer sich die elektromagnetischen Wellen dabei im Untergrund ausbreiten, sind in Abbildung 1.2 dargestellt.

In der Praxis wird das Bodenradar in vielen verschiedenen Bereichen eingesetzt. Dies beinhaltet ein breites Spektrum geologischer und bodenkundlicher Fragestellungen, die Untersuchung von Altlasten, Kampfmittelortung, archäologische Prospektion, Fragestellungen im ingenieurtechnischen Bereich, Messungen im Permafrost

Abbildung 1.1: Prinzip des Bodenradarverfahrens und Darstellung einer Radarspur als Funktion der Signalstärke und als Farbbalken.



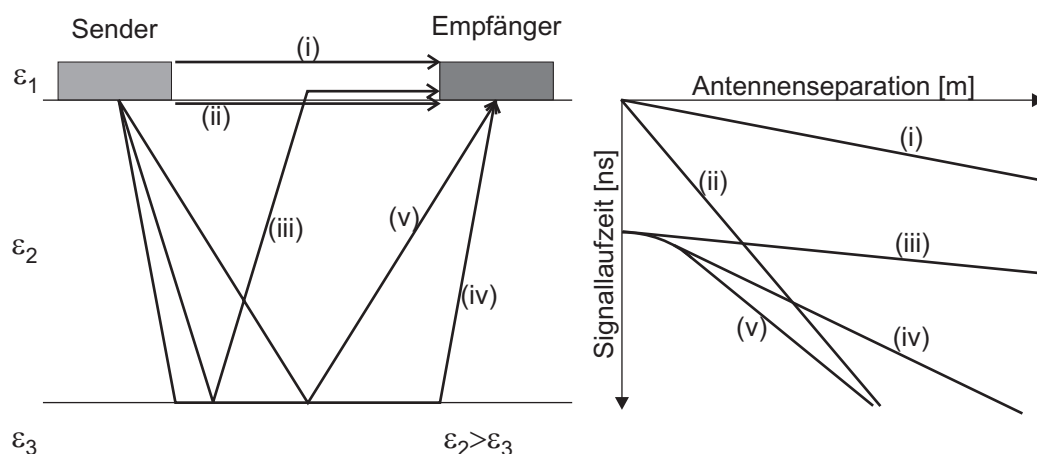


Abbildung 1.2: Schematische Darstellung der Wellenwege, die die von der Sendeanenne abgestrahlten elektromagnetischen Wellen durch den Untergrund bis zur Empfangsanenne durchlaufen. (i) = Luftwelle, (ii) = Bodenwelle, (iii) = kritisch refraktierte Welle, (iv) = refraktierte Welle, (v) = reflektierte Welle.

und vieles mehr. Haupteinsatzgebiete des Verfahrens in Deutschland sind vor allem Zustandserfassungen von Straßen und Brücken, Baugrunderkundungen, Zustandsuntersuchungen an Bauwerken und die Leitungsortung.

## 1.1 Motivation und Vorgehensweise

Obwohl es auch weitergehende Ansätze gibt, um Informationen aus den Daten zu gewinnen (z.B. *Lemke & Mankowski*, 2000), wird üblicherweise bei einer Auswertung eines Radargramms die Interpretation auf die Einsatzzeiten der Reflexionssignale ausgerichtet. Untersuchungen im Hinblick auf die Konstanz dieser Zeiten wurden in der Literatur nur im Kontext einer übergeordneten Fragestellung gefunden (*Jung*, 2000; *Korth*, 1998). In diesen Arbeiten wird auch eine quantitative Analyse der Amplitudenreproduzierbarkeit von Radarspuren durchgeführt, wobei im Gegensatz zu dem bei den Messungen in dieser Arbeit verwendeten GSSI Gerät, dort Bodenradarsysteme des Herstellers PulsEkko verwendet wurden.

Die Ergebnisse von *Korth* (1998) zeigen eine Schwankungsbreite der Laufzeitkonstanz von 1 bis 3 ns und Amplitudenvariationen von 10 bis 40 % der Maximalamplitude. Für den Fall, dass die Interpretation von Amplitudenwerten das Ziel ist, wird empfohlen, Messungen unter Laborbedingungen anzustreben, um die Amplitudenvariationen so gering wie möglich zu halten. Die Arbeit von *Jung* (2000) zeigt vergleichbare Resultate. In beiden Fällen basieren die Erkenntnisse auf wenigen, stationär durchgeführten Messungen.

Bei weiteren Recherchen konnten in der Literatur keine zusätzlichen Quellen gefunden werden, die sich gezielt mit der Untersuchung der quantitativen Reproduzierbarkeit von Bodenradarmessungen auseinandersetzen. Dass aber insbesondere In-

formationen über die Schwankungsbreite einer gemessenen Amplitude von großem Nutzen sein können, zeigen die folgenden Überlegungen.

1. Durch die hohe räumliche Auflösung des Bodenradarverfahrens erhält man eine Vielzahl unerwünschter Reflexionen von kleinräumigen Strukturen, die nicht das Ziel der Messung waren. Ebenso können Rauschsignale unterschiedlicher Herkunft die Interpretation der Ergebnisse erschweren. Führt das Untersuchungsobjekt selbst ebenfalls zu relativ geringen Reflexionsamplituden, so kann es schwierig werden, eine eindeutige Identifikation in den Daten zu erreichen. Bei der Beurteilung des Aussagegewerts geringer Amplituden ist es daher vorteilhaft, Informationen über die Größenordnung der Reproduzierbarkeit der Reflexionsamplituden zur Verfügung zu haben, um auswertbare Signale von den übrigen besser trennen zu können. Hieraus ergeben sich Ansätze zu einer optimierten Interpretation der Radargramme.
2. Immer häufiger wird auch eine quantitative Analyse der Amplitude des reflektierten Signals bei der Auswertung von Radarmessungen durchgeführt, z.B. bei der Anwendung einer AVO-Analyse (AVO = **a**mplitude **v**ersus **o**ffset) (*Baker, 1998; Deeds, 2002; Kruse & Jol, 2003*) oder um aus den Reflexionskoeffizienten weitere Informationen zu gewinnen (*Reppert et al., 2000*). Kenntnisse über die Schwankungsbreite der Amplitude erlauben in diesen Fällen eine präzisere Fehlerabschätzung.

Das Ziel dieser Arbeit ist daher, Informationen über die quantitative Reproduzierbarkeit von Bodenradarmessungen zur Verfügung zu stellen, deren Aussagekraft durch das Fundament einer breiten Datenbasis gestärkt wird.

Hierdurch motiviert wurden Wiederholungsmessungen durchgeführt, die aus der zeitlich direkt aufeinanderfolgenden Vermessung von Profilen mit dem Bodenradar und dem anschließenden Vergleich der Ergebnisse bestanden. Bewusst wurden dabei keine Laborbedingungen geschaffen, sondern die Messungen unter „normalen“ Bedingungen durchgeführt, um die Übertragbarkeit der Resultate in die Praxis zu stärken. Da es das Ziel war eine möglichst repräsentative Datengrundlage zu erhalten, wurden nicht nur eine große Zahl von Wiederholungsmessungen durchgeführt, sondern es wurden auch Messlokationen mit verschiedenen Untergrundbedingungen gewählt und Änderungen in der Messkonfiguration (Frequenz der Antenne, kontinuierliche oder statische Messung) vorgenommen. Die Einflussfaktoren, die das Ergebnis einer Radarmessung bestimmen, sind sehr vielfältig (s. Kapitel 2 bis 4), so dass es nicht möglich ist, die Ursachen für die Abweichungen, die sich zwischen zwei Wiederholungsmessungen zeigen, im Einzelnen zu benennen. Mit gezielten Testmessungen im Vorfeld sollte untersucht werden, wie sich mögliche Störeffekte beim Messvorgang in den Daten niederschlagen. Zudem wurde die Größenordnung der grundsätzlich vom System erreichbaren Signalstabilität durch Labormessungen bestimmt.

Frühere Untersuchungen haben bereits gezeigt, dass die erneute Vermessung eines Profils in größeren zeitlichen Abständen und eine anschließende Differenzbildung zwischen den Ergebnissen einen Erkenntnisgewinn bei der Auswertung der Daten liefern kann (*Changryol, 1997; Daniels et al, 1995; Roberts et al., 1991*). In dieser Arbeit



wurde nach Methoden gesucht, die Daten der Wiederholungsmessungen über eine einfache Bildung der Differenz hinaus auszuwerten. Anhand der Analyse von Variationskoeffizienten, Einsatzzeiten der Reflexionssignale und Korrelationsrechnungen sollten weitere Informationen gewonnen werden, die es erlauben, die Qualität der Reproduzierbarkeit zu beschreiben und überdies bei der Interpretation der Daten hilfreich sein können. Da zu beachten ist, dass das Signal beim Durchlaufen des Bodens eine Verzerrung erfährt, die durch Verschiebungen in seinen Frequenzanteilen bedingt ist, wurden auch die Amplitudenspektren bei den Berechnungen miteinbezogen.

Im Einzelnen entsteht so die folgende Gliederung der Arbeit. Die Kapitel 2 bis 4 geben einen Überblick über die theoretischen Grundlagen der Messmethode. In Kapitel 3 soll insbesondere das Verständnis für die komplexen Zusammenhänge geschaffen werden, die zu Veränderungen des Radarsignals beim Durchlaufen des Bodens führen. Kapitel 4 gibt einen detaillierten Einblick in die Funktionsweise eines Bodenradargeräts. Daran anschließend werden die speziellen Eigenschaften des in dieser Arbeit verwendeten Messgeräts GSSI SIR 10A+ in Kapitel 5 beschrieben. Die Durchführungen und Auswertungen der einzelnen Messprogramme sind in den Kapiteln 6 bis 8 dargestellt. Durch die Untersuchungen zu den Systemeigenschaften in Kapitel 6 werden Erkenntnisse über die vom Gerät erreichbare Signalstabilität unter Laborbedingungen gewonnen, wobei auch mögliche Driftprozesse in der Stabilität des Nullzeitpunktes betrachtet werden. Zudem erfolgen Tests zu dem in der Praxis zu erwartenden Rauschniveau in den Daten. Mittels Fallbeispielen werden in Kapitel 7 die Auswirkungen verschiedener Störungen, wie sie bei einer Messung auftreten können, auf die Datenqualität verdeutlicht. Dies umfasst z.B. die mögliche Beeinflussung durch äußere elektromagnetische Felder (wie sie z.B. von einem Handy ausgehen) oder unerwünschte Kabeleffekte. Kapitel 8 beinhaltet abschließend die eigentlichen Wiederholungsmessungen. Dazu gehören jeweils zwei oder mehrere Messungen unter möglichst konstanten Bedingungen auf einem Profil. Dadurch, dass eine große Anzahl solcher Messungen unter unterschiedlichen Voraussetzungen gemacht wurden, ist eine Aussage über die erreichbare Datenqualität möglich. Um die Bedingungen für die Messungen zu variieren, wurden Messlokationen mit verschiedenen Untergrundbedingungen gewählt und Änderungen in der Messkonfiguration (Frequenz der Antenne, kontinuierliche oder statische Messung) vorgenommen.



# Kapitel 2

## Grundlagen der Theorie elektromagnetischer Wellen

Das Bodenradarverfahren ist eine geophysikalische Messmethode, bei der der oberflächennahe Untergrund mittels hochfrequenter (15 MHz - 5 GHz) Wellen untersucht wird. Die Grundlage für die Beschreibung elektromagnetischer Phänomene bilden die Maxwell'schen Gleichungen. Diese beschreiben das elektromagnetische Feld durch die vier Feldvektoren  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{H}$  und  $\mathbf{B}$ . Die elektrische Feldstärke mit der Einheit  $[\frac{V}{m}]$  wird durch  $\mathbf{E}$  beschrieben.  $\mathbf{D}$  ist die dielektrische Verschiebungsdichte (in  $[\frac{C}{m^2}]$ ),  $\mathbf{H}$  die magnetische Feldstärke (in  $[\frac{A}{m}]$ ) und  $\mathbf{B}$  die magnetische Flussdichte (in  $[T]$  bzw.  $[\frac{Vs}{m^2}]$ ). Die Gleichungen lauten im Zeitbereich

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \quad (\text{Ampère-Maxwell Gesetz}), \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{Faraday-Henry Gesetz}), \quad (2.2)$$

$$\nabla \mathbf{D} = \rho \quad (\text{Coulomb'sches Gesetz}) \quad (2.3)$$

und

$$\nabla \mathbf{B} = 0 \quad (\text{Gauss'sches Gesetz}). \quad (2.4)$$

Dabei steht  $\mathbf{J}$  für die Leitungsstromdichte (in  $[\frac{A}{m^2}]$ ) und  $\rho$  für die Raumladungsdichte (in  $[\frac{C}{m^3}]$  bzw.  $[\frac{As}{m^3}]$ ). Bei der Betrachtung der elektromagnetischen Wellen in einem Medium sind zusätzlich die Materialgleichungen

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad , \quad (2.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad , \quad (2.6)$$

sowie

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2.7)$$

zu beachten.

Die Dielektrizitätszahl  $\epsilon$  (in  $[\frac{As}{Vm}]$  bzw.  $[\frac{F}{m}]$ ), die magnetische Permeabilität  $\mu$  (in  $[\frac{Vs}{Am}]$  bzw.  $[\frac{H}{m}]$ ) und die elektrische Leitfähigkeit  $\sigma$  (in  $[\frac{A}{Vm}]$  bzw.  $[\frac{1}{\Omega m}]$ ) beschreiben die Eigenschaften der Materie. Häufig werden  $\epsilon$  und  $\mu$  relativ zu ihren Werten im Vakuum ausgedrückt:

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (2.8)$$

und

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad , \quad (2.9)$$

wobei

$$\epsilon_0 = 8,8542 * 10^{-12} \frac{F}{m} \quad (2.10)$$

die Dielektrizitätskonstante des Vakuums bzw. die elektrische Feldkonstante ist und

$$\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \frac{H}{m} \quad (2.11)$$

die magnetische Permeabilität des Vakuums bzw. die magnetische Feldkonstante ist.  $\epsilon_r$  und  $\mu_r$  sind dimensionslos.

Die Materialeigenschaften  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  und  $\sigma$  sind in natürlichen Medien nicht konstant, sondern hängen vom Ort, von der Zeit, der Temperatur, dem Druck und der Frequenz ab (vgl. Kap. 3). Ebenso muss man in heterogenen Medien die vorhandenen Grenzflächen beachten, an denen sich z.B. Oberflächenladungen ansammeln können, die dann eine Raumladungsdichte  $\rho \neq 0$  bewirken. Für die weiteren Betrachtungen wird aber zunächst von einem homogenen, isotropen Medium ausgegangen, in dem die Materialeigenschaften konstant und frequenzunabhängig sind. Da die meisten geologischen Materialien zudem nicht magnetisierbar sind (d.h.  $\mu_r = 1$ ), ist die Vereinfachung  $\mu = \mu_0$  gerechtfertigt.

Durch eine Fouriertransformation gemäß

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) e^{-i\omega t} d\omega \quad (2.12)$$

lassen sich die ersten beiden Maxwellgleichungen 2.1 und 2.2 in den Frequenzbereich übertragen. Man erhält

$$\nabla \times \mathbf{H} + i\omega \mathbf{D} = \mathbf{J} \quad (2.13)$$

und

$$\nabla \times \mathbf{E} - i\omega \mathbf{B} = 0. \quad (2.14)$$

Mit Hilfe der Materialgleichungen lassen sich diese Ausdrücke zu den gekoppelten Differentialgleichungen

$$\nabla \times \mathbf{H} - (\sigma - i\epsilon\omega) \mathbf{E} = 0 \quad (2.15)$$

und

$$\nabla \times \mathbf{E} - i\omega\mu\mathbf{H} = 0 \quad (2.16)$$

umformen.

Während der Ausdruck  $\sigma\mathbf{E}$  in Gleichung 2.15 die Leitungsstromdichte  $\mathbf{J}_l$  beschreibt, steht  $i\omega\epsilon\mathbf{E} = \frac{\partial\mathbf{D}}{\partial t}$  für die Verschiebungsstromdichte  $\mathbf{J}_v$ . Die Gesamtstromdichte  $\mathbf{J} = \mathbf{J}_l + \mathbf{J}_v$  wird also durch  $\nabla \times \mathbf{H}$  angegeben. Durch Bilden der Rotation von Gleichung 2.16 erhält man

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla(\nabla\mathbf{E}) - \nabla^2\mathbf{E} = i\omega\mu(\nabla \times \mathbf{H}) = i\omega\mu(\sigma - i\omega\epsilon)\mathbf{E} = k^2\mathbf{E} \quad . \quad (2.17)$$

Ebenso lässt sich eine äquivalente Gleichung aus 2.15 ableiten. Im homogenen, isotropen Medium erhält man dann mit der Raumladungsdichte  $\rho = 0$ , d.h.  $\nabla\mathbf{E} = 0$  und  $\mu_r = \text{const.}$ , d.h.  $\nabla\mathbf{H} = 0$  die Wellengleichungen

$$\nabla^2\mathbf{E} + k^2\mathbf{E} = 0 \quad , \quad (2.18)$$

und

$$\nabla^2\mathbf{H} + k^2\mathbf{H} = 0 \quad , \quad (2.19)$$

wobei

$$k^2 = \mu\epsilon\omega^2 + i\mu\sigma\omega \quad . \quad (2.20)$$

Die Gleichungen 2.18 und 2.19 sind bekannt als die **Helmholtz-Gleichungen**. Gleichung 2.20 wird auch **Dispersionsrelation** genannt. Für die Größe  $k$  wird auch der Ausdruck Wellenzahl benutzt. Diese ist komplex und wird daher geschrieben als

$$k = \pm\sqrt{\mu\epsilon\omega^2 + i\mu\sigma\omega} = \pm(\beta + i\alpha) \quad . \quad (2.21)$$

Nach einigem Umformen erhält man für den Imaginärteil  $\alpha$  und den Realteil  $\beta$

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega^2\mu\epsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right)} \quad (2.22)$$

und

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega^2\mu\epsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right)} \quad . \quad (2.23)$$

Ein sinnvoller Lösungsansatz für die Helmholtz-Gleichungen 2.18 und 2.19 stellt der Elementarwellenansatz, mit einem sich in  $z$ -Richtung ausbreitenden 1-dimensionalen Wellenfeld dar. Die räumlichen Ableitungen in  $x$ -Richtung und  $y$ -Richtung verschwinden dann, so dass man für die Gleichungen

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + k^2 E_x = 0 \quad , \quad (2.24)$$

sowie

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} + k^2 H_y = 0 \quad (2.25)$$

erhält, die sich durch

$$E_x(\omega, z) = E_{x0} e^{i(kx - \omega t)} = E_{x0} e^{-\alpha z} e^{i(\beta z - \omega t)} \quad (2.26)$$

und

$$H_y(\omega, z) = H_{y0} e^{i(kx - \omega t)} = H_{y0} e^{-\alpha z} e^{i(\beta z - \omega t)} \quad (2.27)$$

lösen lassen. Aufgrund der bei diesem Lösungsansatz gemachten Vereinfachungen existieren keine Komponenten  $E_y$  und  $H_x$ . Das elektrische und magnetische Feld stehen senkrecht aufeinander. In diesem Zusammenhang spricht man auch von der Polarisation des elektromagnetischen Feldes. Bei Bodenradaranwendungen spielt in der Regel nur die lineare Polarisation<sup>1</sup> eine Bedeutung.

Die in den Gleichungen 2.26 und 2.27 enthaltenen Parameter  $\alpha$  und  $\beta$  charakterisieren die unterschiedlichen Anteile der Lösungen.

### Dämpfungsanteil

Der Dämpfungsanteil  $e^{-\alpha z}$  beschreibt die Amplitudenabnahme der Felder mit zunehmender Tiefe und wird bestimmt durch den imaginären Anteil der komplexen Wellenzahl  $k$  (Gl. 2.22). Man nennt  $\alpha$  daher auch die **Dämpfungs-konstante**. Da die Wellenzahl nur bei einer nicht verschwindenden elektrischen Leitfähigkeit komplex wird, kann diese als eigentliche Ursache für die Dämpfung identifiziert werden.

Zur Beschreibung der Dämpfung wird häufig der **Qualitätsfaktor**  $Q$  herangezogen. Diese Größe entspricht der Anzahl der Perioden, die eine gedämpfte Schwingung durchläuft, bis ihre Amplitude auf den  $e^{-\pi}$ -ten Teil oder etwa 4 % ihres Anfangswertes abgefallen ist. Sie ist zudem ein Maß für das Verhältnis zwischen Energiespeicherung (Wellenbewegung) und Energiedissipation (Dämpfung). Während der Leitungsstrom  $\mathbf{J}_l = \sigma \mathbf{E}$  die Energiedissipation bestimmt, ist der Verschiebungsstrom  $\mathbf{J}_v = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$  für die Energiespeicherung maßgeblich.

Für den Qualitätsfaktor  $Q$  erhält man

$$Q = \left| \frac{\text{Verschiebungsströme}}{\text{Leitungsströme}} \right| = \left| \frac{i\omega\epsilon\mathbf{E}}{\sigma\mathbf{E}} \right| = \frac{\omega\epsilon}{\sigma} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.28)$$

Die Phasenverschiebung der Gesamtstromstärke gegenüber dem elektrischen Feld gibt der **Verlusttangens**  $\tan \delta$  mit dem **Verlustwinkel**  $\delta$  an. In der Praxis und in Tabellen wird die Dämpfung meist in Dezibel angegeben. Dabei wird die elektrische Feldstärke  $E(z)$  in der Entfernung  $z$  mit der elektrischen Feldstärke  $E_0$  bei  $z = 0$  ins Verhältnis gesetzt, so dass

$$\begin{aligned} 10 \log_{10} \frac{|E_0|^2}{|E(z)|^2} &= 20 \log_{10} \frac{|E_0|}{|E(z)|} \\ &= 20 \log_{10} \frac{E_0}{E_0 e^{-\alpha z}} = 20 \log_{10} e^{(\alpha z)} \approx 8,868 \alpha z [dB] \quad (2.29) \end{aligned}$$

<sup>1</sup>Weitere Erklärungen zur Polarisation finden sich in Kapitel 4.4

### Ausbreitungsanteil

Der Realteil der komplexen Wellenzahl (Gl. 2.23) beschreibt die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle. Daher wird  $\beta$  auch **Ausbreitungskoeffizient** genannt. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit bzw. Gruppengeschwindigkeit beträgt

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \left( \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right)} \right)^{-1} . \quad (2.30)$$

Aus den Bemerkungen zum Qualitätsfaktor  $Q$  geht hervor, dass der Wellencharakter der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen mit dem Verschiebungsstrom zusammenhängt, während die Dämpfung durch die elektrische Leitfähigkeit bestimmt wird. Man unterscheidet daher zwei Grenzfälle:

**Fall 1: Schwache Dämpfung, d.h.  $Q \gg 1$  bzw.  $\frac{\omega\epsilon}{\sigma} \gg 1$  (Verschiebungsströme dominieren  $\Rightarrow$  Wellenausbreitung).**

Die Näherungsausdrücke für die Wellengeschwindigkeit und die Dämpfung erhält man durch Umstellen und eine anschließende Taylor-Approximation von Gleichung 2.21:

$$v \approx \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \stackrel{\mu_r=1}{=} \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.31)$$

und

$$\alpha \approx \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} . \quad (2.32)$$

Dabei ist  $c$  die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Lichts im Vakuum

$$c = \sqrt{\frac{1}{\mu_0\epsilon_0}} = 2,99792456 \frac{\text{m}}{\text{s}} . \quad (2.33)$$

**Fall 2: Starke Dämpfung, d.h.  $Q \ll 1$  bzw.  $\frac{\omega\epsilon}{\sigma} \ll 1$  (Leistungsströme dominieren  $\Rightarrow$  diffuse Ausbreitung).**

In diesem Fall gehen die Helmholtz-Gleichungen 2.18 und 2.19 in Diffusionsgleichungen über, d.h. die elektromagnetische Energie breitet sich nicht mehr in Form von Wellen aus. Man erhält dann

$$v \approx \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} \stackrel{\mu_r=1}{=} \sqrt{\frac{10^7 f}{\sigma}} \quad (2.34)$$

sowie

$$\alpha \approx \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} . \quad (2.35)$$

Der Übergang zwischen den Bereichen starker und schwacher Dämpfung ist bei  $Q \approx 1$ , d.h. bei der Übergangsfrequenz

$$\omega_t = 2\pi f_t = \frac{\sigma}{\epsilon} \Rightarrow f_t = \frac{\sigma}{2\pi\epsilon} \quad (2.36)$$

gegeben. Für Bodenradaranwendungen wird gewöhnlich der erste Fall angenommen, d.h. man geht von Materialien mit geringen Verlusten aus. Trotzdem ist die Vernachlässigung der Leitungsströme nicht immer erlaubt. Betrachtet man beispielsweise einen Untergrund mit der Leitfähigkeit  $\sigma = 1,1 \frac{\text{mS}}{\text{m}}$  und  $\epsilon_r = 20$  (Werte für nassen Sand; *Davis & Annan*, 1989), auf dem mit einer 100 MHz Antenne gemessen wird, ergibt sich  $Q \approx 1$ . Man befindet sich also gerade im Übergangsbereich.



# Kapitel 3

## Elektromagnetische Eigenschaften des Bodens

Die elektromagnetischen Eigenschaften des Untergrunds werden durch die in den Materialgleichungen 2.5 - 2.7 auftretenden Größen  $\epsilon$ ,  $\mu$  und  $\sigma$  erfasst. Diese beschreiben die Reaktion des jeweiligen Materials auf ein von außen angelegtes Feld und haben somit Einfluss auf die Ausbreitung der elektromagnetischen Energie durch den Untergrund.

In Kapitel 2 wurden diese Größen als reelle Größen behandelt. Natürliche geologische Materialien können aber **dispersiv** sein, d.h. die Größen  $\epsilon$ ,  $\mu$  und  $\sigma$  werden frequenzabhängig (*Levitskaya & Sternberg, 1994*). Aus diesem Grund sind die Größen als komplex zu betrachten.

### 3.1 Die Dielektrizitätszahl $\epsilon$

#### 3.1.1 Die Frequenzabhängigkeit von $\epsilon$

Polarisationsprozesse sind die Basis, auf der die Fähigkeit des Materials beruht, elektrische Ladungsträger zu speichern.

Wird an einem Körper ein elektrisches Feld angelegt, so werden die beweglichen elektrischen Ladungen zunächst getrennt und bauen ein internes Feld auf, das dem äußeren Störfeld entgegenwirkt und es im Gleichgewichtsfall kompensiert. Durch die Ladungsverschiebung (Polarisation) wird Energie gespeichert, die nach dem Aufheben der äußeren Störung in Form von elektrischem Stromfluss wieder frei wird. Die Dielektrizitätszahl  $\epsilon$  eines Mediums beschreibt nun dessen Fähigkeit, diesen Polarisationsprozess zu unterstützen. Wird die Störung durch ein elektrisches Wechselfeld erzeugt, so ergibt sich aufgrund der endlichen Geschwindigkeit der Ladungsträger ein frequenzabhängiges Verhalten des Vorgangs, so dass sich auch das Verhältnis zwischen Energiespeicherung und Energieverlust mit der Frequenz ändert. Für eine

Beschreibung muss  $\epsilon$  daher komplexwertig sein

$$\epsilon = \epsilon' - i\epsilon'' \quad . \quad (3.1)$$

Die einfachste Form, um die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätszahl zu beschreiben, liefert die Debye-Gleichung (*Debye*, 1929)

$$\epsilon' - i\epsilon'' = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{1 + i\omega\tau} \quad , \quad (3.2)$$

mit

$\epsilon'$  = Realteil der Dielektrizitätszahl,

$\epsilon''$  = Imaginärteil der Dielektrizitätszahl,

$\epsilon_S = \epsilon(\omega \rightarrow 0)$ ,

$\epsilon_\infty = \epsilon(\omega \rightarrow \infty)$

und  $\tau$  = Relaxationszeitkonstante.

Die Zeit, die die Bausteine der Materie benötigen, um auf das äußere Feld zu reagieren und ein ausreichend starkes Gegenfeld zur Kompensation aufzubauen, wird Exitationszeit genannt. Bei Störungen durch ein elektromagnetisches Wechselfeld, wie es beim Bodenradar benutzt wird, ist also die Periodendauer des Feldes zu beachten. Liegt diese unterhalb der Exitationszeit, fällt der Polarisierungseffekt zunächst schwächer aus, bis er bei deutlich kleineren Periodendauern ganz verschwindet. Dementsprechend ändert sich auch die Dielektrizitätszahl  $\epsilon$  mit der Periodendauer bzw. Frequenz. In Bezug auf diese Abhängigkeit spricht man von **Dispersion**. Die Zeit, die benötigt wird, bis nach dem Abschalten des Feldes der ursprüngliche Zustand wieder erreicht ist, wird durch die Relaxationszeit beschrieben. Die Debye-Gleichung 3.2 ist gut geeignet, um die dielektrischen Relaxationseigenschaften von Wasser mit nur einer Relaxationszeit zu beschreiben (*Hipp*, 1974).

In natürlichen Systemen kommt es selten vor, dass es für einen Prozess nur eine Relaxationszeitkonstante gibt. Vielmehr tritt durch die Varianz der Größenskalen der Bausteine, die die Bewegung der Ladungen beeinflussen, eine Verteilung von Zeitkonstanten auf. Aufgrund der Einfachheit und Vielseitigkeit bei der Darstellung von Untergrundmodellen (*Xiong & Tripp*, 1997) wird daher häufig das Cole-Cole Modell (*Cole & Cole*, 1941) zur Beschreibung verwendet:

$$\epsilon' - i\epsilon'' = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{1 + (i\omega\tau)^\alpha} \quad . \quad (3.3)$$

Dabei sind

$\epsilon'$  = Realteil der Dielektrizitätszahl,

$\epsilon''$  = Imaginärteil der Dielektrizitätszahl,

$\epsilon_S = \epsilon(\omega \rightarrow 0)$ ,

$\epsilon_\infty = \epsilon(\omega \rightarrow \infty)$

und  $\alpha$  = Cole-Cole Verteilungsparameter.

Eine Summierung aus verschiedenen Cole-Cole Modellen kann benutzt werden, um ein System zu beschreiben, in dem noch weitere Polarisationsmechanismen mit unterschiedlichen Verteilungsparametern eine Rolle spielen (*Olhoeft*, 1998). Das Cole-Cole Modell eignet sich insbesondere für die Beschreibung der dielektrischen Eigenschaften von Wasser, welches freie Ionen enthält, wie es zu einem bestimmten Grad bei allen im Boden vorkommenden Wässern der Fall ist.

Der Einfluss verschiedener Polarisationsvorgänge auf die Dielektrizitätszahl kann aus Abbildung 3.1 entnommen werden. Im Einzelnen sind dies:

- **Orientierungspolarisation (Dipolpolarisation)**

Diese Art der Polarisation tritt in Stoffen auf, die bipolare Moleküle, wie z.B. Wassermoleküle enthalten, welche über Dipolmomente verfügen, die durch das äußere elektrische Feld ausgerichtet werden. Ein oszillierendes Feld induziert so einen elektrischen Strom, der der Anregung um  $90^\circ$  in der Phase vorauseilt (*Bergmann & Schäfer*, 1987). Stoffe mit dieser Polarisationsart weisen in der Regel eine hohe Dielektrizitätszahl auf. Die Excitations- und Relaxationszeiten fallen im Vergleich zu anderen Polarisationsmechanismen höher aus ( $10^{-11}$  bis  $10^{-9}$  s). Bei hochfrequenten Bodenradarmessungen im Gigahertz-Bereich ( $\rightarrow$  Periodendauern  $< 10^{-9}$  s) kann sich die Dispersion durch die Orientierungspolarisation somit bemerkbar machen (z.B. beim Wasserrelaxationseffekt). Die Orientierungspolarisation ist stark temperaturabhängig und nimmt mit einer Erhöhung der Temperatur, die dem ordnenden Einfluss des elektrischen Feldes auf die Dipolmomente entgegenwirkt, ab.

- **Elektronenpolarisation**

Im Gegensatz zur Orientierungspolarisation tritt die Elektronenpolarisation in allen Arten von Materialien auf und ist temperaturunabhängig. Dabei werden bei den Atomen die positiven Ladungsschwerpunkte (Atomkerne) von den negativen Ladungsschwerpunkten (Zentrum der Elektronenhülle) getrennt. Es tritt eine Deformation der Elektronenhülle auf, so dass die Atome polarisiert werden. Wegen der geringen Masse folgt die Elektronenpolarisation einem elektrischen Wechselfeld bis zu Frequenzen von  $10^{15}$  Hz, so dass Dispersion durch diese Art der Polarisation im Frequenzbereich des Bodenradars keine Rolle spielt.

- **Ionenpolarisation**

Die Ionenpolarisation tritt nur in Ionenkristallen auf. Durch ein elektrisches Feld werden die Ladungsschwerpunkte positiver und negativer Ionen gegeneinander verschoben. Da die Wechselwirkung zwischen den Ionen von ihrem Abstand innerhalb des Kristallgitters abhängt, richtet sich die Größe der Verschiebung und damit die Stärke der Polarisation nach der Gitterstruktur, den Ionenradien und der Dichte. Für den Grad der Ausbildung der Ionenpolarisation spielen ebenfalls die Matrix des Bodens bzw. des Gesteins eine Rolle. Die Ionenpolarisation folgt einem elektrischen Wechselfeld bis zu Frequenzen von  $10^{13}$  Hz.

- **Grenzflächenpolarisation**

Der Vollständigkeit halber sei auch dieser Typ der Polarisation erwähnt, obwohl er im Vergleich zum Bodenradarfrequenzbereich nur bei relativ geringen Frequenzen von  $10^5$  Hz auftritt und daher für dieses Verfahren keine Rolle spielt. Sie tritt an den Grenzflächen inhomogener Materialien auf, wenn diese Einschlüsse von leitfähigen Bereichen enthalten. Durch ein äußeres elektrisches Wechselfeld wird ein Stromfluss über die dort vorhandenen Ladungsträger verursacht, die bei niedrigen Frequenzen Zeit haben, sich an der Oberfläche dieser Bereiche anzusammeln.

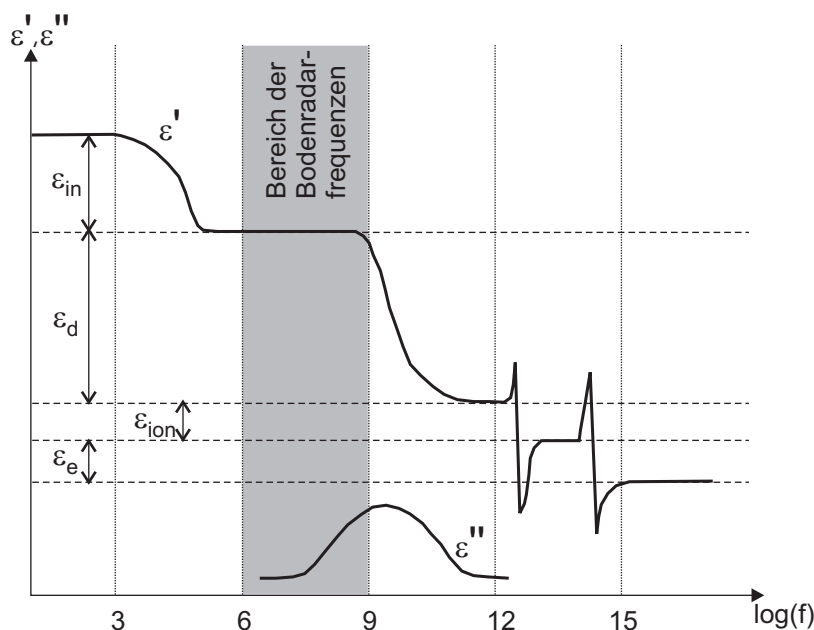


Abbildung 3.1: Schematisierte Darstellung der Frequenzabhängigkeit der komplexen Dielektrizitätszahl für verschiedene Polarisationsmechanismen (nach *Parkhomenko*, 1967).

- (1) Grenzflächenpolarisation ( $\epsilon_{in}$ )
- (2) Orientierungspolarisation (Dipolpolarisation) ( $\epsilon_d$ )
- (3) Ionenpolarisation ( $\epsilon_{ion}$ )
- (4) Elektronenpolarisation ( $\epsilon_e$ )

### 3.1.2 Die relative Dielektrizitätszahl $\epsilon_r$ in natürlichen Medien

Die Dielektrizitätszahl von Böden und Gesteinen ist sehr sensitiv gegenüber dem Wassergehalt. Dies liegt daran, dass für Wasser  $\epsilon_w = 80$  gilt, während die meisten geologischen Materialien ein  $\epsilon < 10$  (im trockenen Zustand) aufweisen. Die dielektrischen Eigenschaften eines natürlichen Systems setzen sich aus den Eigenschaften der einzelnen Komponenten zusammen. Für ein natürliches geologisches Material mit mehreren Komponenten hängt  $\epsilon$  von

1. den Volumenanteilen und Dielektrizitätszahlen der einzelnen Komponenten,
2. der geometrischen Form und Verteilung der Komponenten, sowie
3. den physikalischen und/oder chemischen Wechselwirkungen zwischen den Komponenten

ab.

Auf die Frequenzabhängigkeit von  $\epsilon$  wurde bereits in Kapitel 3.1.1 eingegangen. Eine umfangreiche Liste zu Laboruntersuchungen darüber, wie die dielektrischen Eigenschaften eines Systems durch die einzelnen Faktoren beeinflusst werden, findet sich z.B. bei *Knight* (2001) und *Du* (1996). In der Praxis werden verschiedene Modelle benutzt, um aus der durch Bodenradarmessungen bestimmten  $\epsilon$ -Verteilung im Untergrund verschiedene Bodeneigenschaften zu bestimmen. Diese sind entweder theoretisch oder empirisch begründet.

### CRIM (= complex refraction index model) Modell

Dieses Modell ist ein semi-empirisches Mischgesetz, das die relative Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_{r,b}$  einer Probe mit dem Sättigungsgrad  $S$  und der Porosität  $\Phi$  verbindet. Ist die Probe ganz gesättigt ( $S=1$ ), so lässt sich damit die Porosität bestimmen. Die CRIM Gleichung lautet (*al Hagrey & Müller, 2000*)

$$\sqrt{\epsilon_{r,b}} = \Phi S \sqrt{\epsilon_{r,w}} + (1 - \Phi) \sqrt{\epsilon_{r,g}} + \Phi(1 - S) \quad (3.4)$$

mit

$\Phi$  = Porosität,

$S$  = Sättigungsgrad,

$\epsilon_{r,b}$  = relative Dielektrizitätskonstante der Bodenprobe,

$\epsilon_{r,w}$  = relative Dielektrizitätskonstante des Porenwassers

und  $\epsilon_{r,g}$  = relative Dielektrizitätskonstante der Bodenpartikel.

Dieses Modell berücksichtigt vor allem den Wassergehalt als sehr wichtigen Einflussfaktor. Andere Faktoren wie die Mikrogeometrie der festen und flüssigen Phasen sowie die Wechselwirkungen zwischen diesen bleiben unberücksichtigt. Ebenso geht die Frequenz, mit der gemessen wird, nicht in die Formel ein.

### Hanai-Bruggeman-Formel

Die Hanai-Bruggeman-Formel kann ebenfalls dazu benutzt werden, die effektiven dielektrischen Eigenschaften einer teilweise gesättigten Gesteins- oder Bodenprobe zu bestimmen (*Endres & Knight, 1992*). Die Formel wird dabei zweimal angewendet; zuerst, um die Dielektrizität  $\epsilon_{r,p}$  des Wasser-Luft-Gemisches zu bestimmen, das die Porenräume ausfüllt, und ein weiteres Mal, um die dielektrischen Eigenschaften  $\epsilon_{r,b}$  der gesamten Probe zu erhalten:

$$\epsilon_{r,p} = \epsilon_{r,w} S^{m_1} \left( \frac{\epsilon_{r,p}(\epsilon_{r,w} - 1)}{\epsilon_{r,w}(\epsilon_{r,p} - 1)} \right)^{m_1} \quad (3.5)$$

und

$$\epsilon_{r,b} = \epsilon_{r,p} \Phi^{m_2} \left( \frac{\epsilon_{r,b}(\epsilon_{r,p} - \epsilon_{r,g})}{\epsilon_{r,p}(\epsilon_{r,b} - \epsilon_{r,g})} \right)^{m_2}, \quad (3.6)$$

mit den neu hinzugekommenen Parametern

$\epsilon_{r,p}$  = relative Dielektrizitätskonstante der Porenluft

und  $m_1, m_2$  = Zementationsfaktoren.

Im Gegensatz zum CRIM Modell werden hier auch mikrogeometrische Faktoren berücksichtigt. Während  $m_1$  von der Form der Luftblasen in den Porenräumen abhängt und zudem eine Funktion des Sättigungsgrades ist, wird die Gestalt der Bodenpartikel durch  $m_2$  in die Formel eingebracht.

### Topp-Gleichung

In der Praxis ist es nicht möglich gleichzeitig die Porosität und die Sättigung einer Probe anhand der Dielektrizitätszahl zu bestimmen (*Greaves et al.*, 1996). Anders als in den vorangegangenen Formeln werden daher auch rein empirische Ansätze verfolgt, um den volumetrischen Wassergehalt  $\Theta_v$  einer Probe aus deren Dielektrizitätszahl zu bestimmen.

Der volumetrische Wassergehalt wird definiert durch

$$\Theta_v = \frac{V_w}{V_{dry}} = \frac{W_w \rho_b}{W_{dry} \rho_w} = \frac{W_w \rho_b}{W_{dry}} [\%] \quad (3.7)$$

mit

$\rho_w$  = Dichte des Wassers ( $\rho_w \approx 1$ ),

$\rho_b$  = Dichte der Bodenprobe,

$W_w$  = Gewicht des Wassers in der Bodenprobe

und  $W_{dry}$  = Gewicht der getrockneten Bodenprobe.

Die Topp-Gleichung hat sich in diesem Bereich als eine Standardmethode etabliert. Die Beziehung wurde von *Topp et al.* (1980) mittels Analyse verschiedener Bodenproben mit variierendem Wasser- und Tongehalt bestimmt und lautet

$$\epsilon_{r,b} = 3,03 + 9,3 \Theta_v + 146,0 \Theta_v^2 - 76,7 \Theta_v^3 \quad (3.8)$$

Ein Vorteil dieser Formel liegt in der Tatsache, dass keine Informationen über das Material erforderlich sind. Schwachpunkt ist hingegen der empirische Charakter. Gleichung 3.8 zeigt deutlich den sehr starken Einfluss des Wassergehalts auf die Dielektrizitätszahl  $\epsilon_{r,b}$  der Bodenprobe. Dabei haben aber nicht alle Teile des Porenwassers die gleiche Wirkung. In einer vereinfachten Betrachtungsweise unterscheidet man zwischen freien und gebundenen Wässern, die elektrostatisch an die Oberfläche der Stoffpartikel gebunden sind. Bei den gebundenen Wässern unterscheidet man entsprechend dem Grad der Bindung zwischen Adsorptionswasser und kapillarem Wasser. Im Gegensatz zum freien Wasser ( $\epsilon_w = 80$ ) liegt die Dielektrizitätszahl für

fest gebundene Wasser (Adsorptionswasser) in der Größenordnung der Werte für Eis ( $\epsilon_{Eis} = 3,5 - 3,8$ ) (Campell, 1990). Die Menge des gebundenen Wassers hängt ab von der Gesamtoberfläche der Bodenpartikel, die ihrerseits wieder eine Funktion der Größenverteilung dieser Partikel ist.

Die beschriebenen Mischungsformeln können, aufgrund der sehr komplexen Zusammenhänge und Wechselwirkungen der Einzelkomponenten eines natürlichen Feststoff-Wasser Systems, nur als Annäherung an eine wirklichkeitsnahe Berechnung von  $\epsilon_r$  angesehen werden. Bereits die Ermittlung der relativen Dielektrizitätszahl unterschiedlicher Bodenproben bei unterschiedlichen Frequenzen im Labor erweist sich als problematisch (Hipp, 1974; Dobson et al., 1985, Saarenketo, 1996). Ein Überblick über den potentiellen Einflussbereich von Feststoff-Wasser Gemischen auf die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen unterschiedlicher Frequenzen ist in Abbildung 3.2 gegeben.

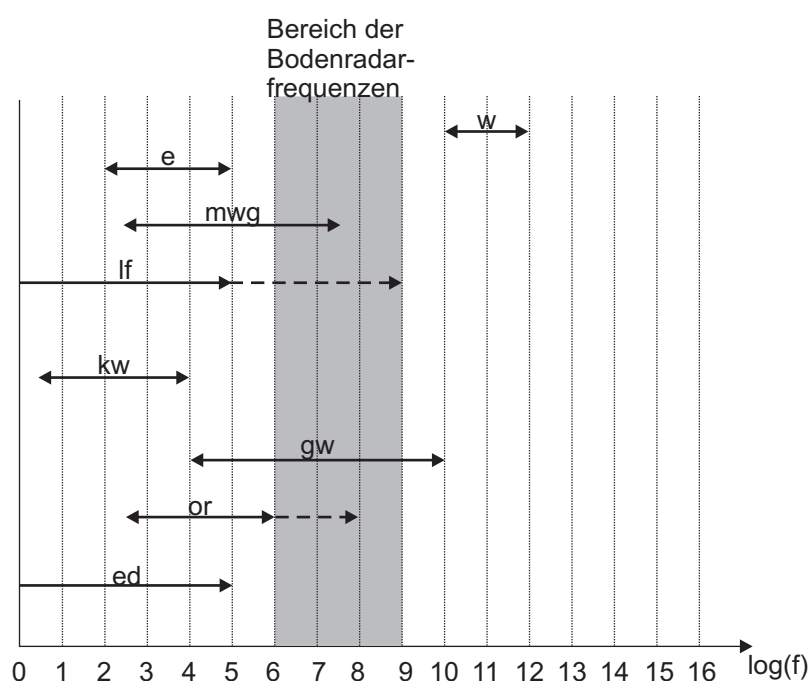


Abbildung 3.2: Frequenzabhängigkeit der dielektrischen Verluste in heterogenen Mischungen, die Wasser enthalten (nach de Loor, 1983).

w = Wasserrelaxation	e = Eisrelaxation
gw = Relaxation gebundener Wässer	or = Oberflächenrelaxation
kw = Kristallwasserrelaxation	ed = elektrische Doppelschicht
mwg = Maxwell-Wagner-Effekt	lf = Leitfähigkeit

Insbesondere ist zu beachten, dass der Relaxationsbereich gebundener Wässer sich über einen Bereich von  $10^4 - 10^{10}$  Hz erstreckt und damit die dielektrischen Eigenschaften des Materials in einem Bereich beeinflusst, der auch von Bodenradarsystemen genutzt wird. Dies ist insofern bemerkenswert, da der Wasserrelaxationsbereich

für den Reinstoff Wasser zwischen  $10^{10} - 10^{12}$  Hz liegt und damit keinen Einfluss auf die elektromagnetischen Wellen des Bodenradars hat.

### 3.2 Die elektrische Leitfähigkeit $\sigma$

Die Diskussion der Mechanismen, welche das dispersive Verhalten der Dielektrizitätszahl verursachen, ist äquivalent mit der, die die Dispersion der elektrischen Leitfähigkeit  $\sigma$  bedingen (Ruffet *et al.*, 1991), welche ebenso als komplexe Größe zu betrachten ist. Entsprechend gilt:

$$\sigma = \sigma' - i\sigma'' \quad . \quad (3.9)$$

Der Imaginärteil beschreibt dabei den durch die Ladungsverschiebung verursachten Polarisationsstrom, der nicht verlustbehaftet ist. Im Gegensatz dazu wird der verlustbehaftete Gleichstromanteil durch den Realteil angegeben. Die Abhängigkeit der Leitfähigkeit verschiedener Gesteine von der Frequenz ist in Abbildung (3.3) dargestellt. Aus der Vielzahl der Prozesse, die Beiträge zur elektrischen Leitfähigkeit

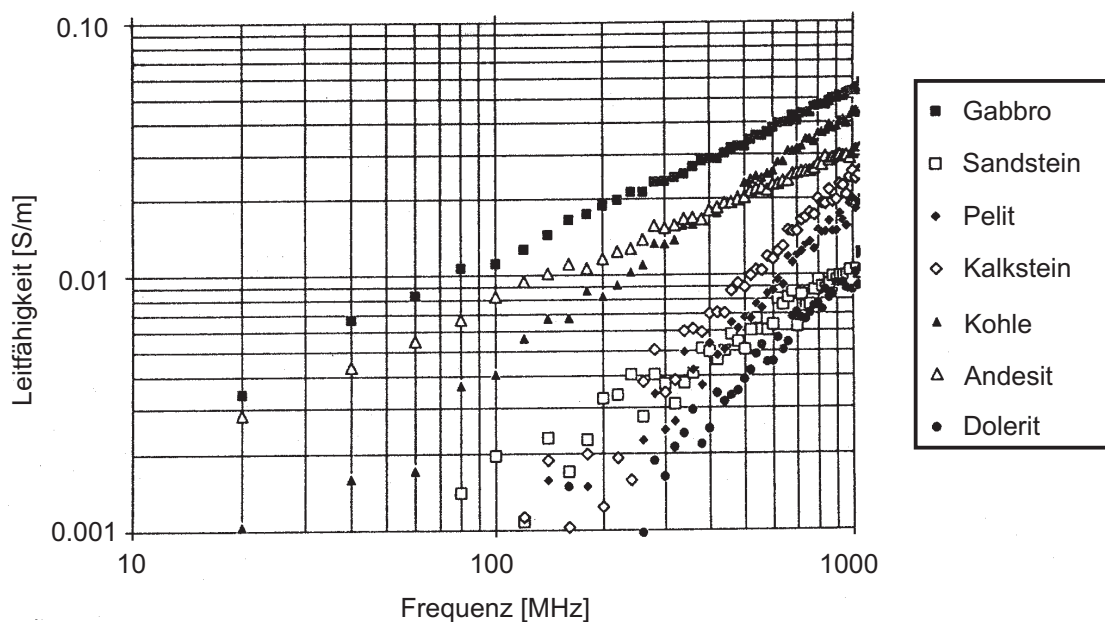


Abbildung 3.3: Frequenzabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit verschiedener Gesteine (Turner, 1992).

liefern, heben sich zwei in ihrer Bedeutung für das Bodenradarverfahren ab. Zum einen ist dies der Ladungstransport durch Ionen. Sie haben ihren Ursprung in Bodenmineralen und gehen in Lösung, wenn die Minerale mit Wasser in Berührung kommen. Der Salinität des Porenwassers fällt also eine besondere Bedeutung zu, denn je höher der Ionengehalt ist, desto höher ist auch die elektrische Leitfähigkeit. Ebenso haben die Temperatur und die Viskosität des Wassers Einfluss auf diese Art der elektrischen Leitung, da sie Auswirkungen auf die Mobilität der Ionen haben.



Von besonderer Bedeutung ist der Tongehalt des Bodens, da Tonminerale eine vergleichsweise hohe Ionenaustauschkapazität haben und somit ein hoher Tongehalt eine höhere Leitfähigkeit des Bodens bedingt. Die Ursache hierfür ist die Doppelschicht von Austauschionen an der Oberfläche der Tonminerale. Diese besteht aus einer festen Schicht in unmittelbarer Nähe der Oberfläche und einer diffusen Schicht, die in ihrer Dichte mit der Entfernung von der festen Schicht exponentiell abfällt. Die Kationen in dieser diffusen Schicht sind frei beweglich und führen so zu einer stark erhöhten Oberflächenleitfähigkeit. Eine solche Doppelschicht existiert im Prinzip bei allen Bodenmineralen und dient dazu, Oberflächenladungen auszugleichen, die z.B. durch Substitutionen im Kristallgitter oder aufgebrochene Verbindungen in diesen zustande gekommen sind (*Ward, 1987*).

### 3.3 Die magnetischen Eigenschaften

Bei Bodenradaranwendungen wird normalerweise  $\mu = \mu_0$ , d.h.  $\mu_r = 1$  gesetzt, da die magnetischen Eigenschaften des Bodens und ihre Auswirkungen auf die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen meist als vernachlässigbar gelten. Allerdings werden Fälle berichtet, in denen die magnetische Permeabilität die elektrischen Eigenschaften bestimmter Böden beeinflusst hat (*Goodman et al., 1994; Olhoeft & Capron, 1994*). Spielen magnetische Eigenschaften eine Rolle, umfassen diese zumeist den ferromagnetischen Bereich und stehen in Zusammenhang mit dem Vorhandensein von Eisen oder eisenhaltigen Mineralien. In Verbindung mit anderen Stoffen tritt Eisen in einer Vielzahl von natürlich auftretenden ferro-, ferri- und paramagnetischen Materialien auf (*Dunlop & Ozdemir, 1997*).

### 3.4 Die effektiven Parameter $\epsilon_{eff}$ und $\sigma_{eff}$

Wie durch die obige Betrachtung klar wird, sind sowohl die elektrische Leitfähigkeit  $\sigma$  als auch die Dielektrizitätszahl  $\epsilon$  komplexe Größen. Die magnetische Permeabilität wird weiterhin als reelle Größe betrachtet. Dieses muss in der Gleichung (2.20) für die Wellenzahl berücksichtigt werden. Durch einfaches Einsetzen von Gleichung (3.1) und Gleichung (3.9) ergibt sich

$$k^2 = \mu\omega^2\epsilon + i\mu\omega\sigma$$

$$\Rightarrow k^2 = \mu\omega^2 \left( \epsilon + i\frac{\sigma}{\omega} \right) \quad \text{oder} \quad \Rightarrow k^2 = i\mu\omega(\sigma - i\omega\epsilon) \quad .$$

Daher lässt sich schreiben

$$\begin{aligned} \mu\omega^2 \left( \epsilon + i \frac{\sigma}{\omega} \right) &= i\mu\omega(\sigma - i\omega\epsilon) \\ \Rightarrow \mu\omega^2 \left[ (\epsilon' + i\epsilon'') + i \left( \frac{\sigma' + i\sigma''}{\omega} \right) \right] &= i\mu\omega \left[ (\sigma' + i\sigma'') - i\omega(\epsilon' + i\epsilon'') \right] \\ \Rightarrow \mu\omega^2 \left[ \underbrace{\left( \epsilon' - \frac{\sigma''}{\omega} \right)}_{\epsilon'_{eff}} + i \underbrace{\left( \epsilon'' + \frac{\sigma'}{\omega} \right)}_{\epsilon''_{eff}} \right] &= i\mu\omega \left[ \underbrace{(\sigma' + \omega\epsilon'')}_{\sigma'_{eff}} + i \underbrace{(\sigma'' - \omega\epsilon')}_{\sigma''_{eff}} \right] . \end{aligned}$$

Damit werden die effektive Dielektrizitätszahl  $\epsilon_{eff}$  und die effektive Leitfähigkeit  $\sigma_{eff}$  definiert als

$$\epsilon_{eff} = \epsilon'_{eff} + i\epsilon''_{eff} = \left( \epsilon' - \frac{\sigma''}{\omega} \right) + i \left( \epsilon'' + \frac{\sigma'}{\omega} \right) \quad (3.10)$$

und

$$\sigma_{eff} = \sigma'_{eff} + i\sigma''_{eff} = (\sigma' + \omega\epsilon'') + i(\sigma'' - \omega\epsilon') \quad (3.11)$$

Außerdem erhält man folgende weiteren Zusammenhänge:

$$\sigma_{eff} = i\omega\epsilon_{eff} \quad (3.12)$$

und

$$k^2 = \omega^2\mu\epsilon_{eff} \Rightarrow k = \omega\sqrt{\mu\epsilon_{eff}} \quad , \quad (3.13)$$

sowie

$$k^2 = i\omega\mu\sigma_{eff} \Rightarrow k = -\sqrt{\omega\mu\sigma_{eff}} \quad . \quad (3.14)$$

Nach *Hollender & Tillard* (1998) können im Experiment immer nur die effektiven Parameter für einen Stoff bestimmt werden. Die Ursache dafür liegt darin, dass eine Trennung der Einflüsse von  $\epsilon'$  und  $\sigma''$  einerseits und  $\epsilon''$  und  $\sigma'$  andererseits nicht möglich ist. Um die dielektrischen und elektrischen Eigenschaften des Materials beschreiben zu können, reicht ein effektiver Parameter aus. In der Praxis kann häufig die Annahme  $\sigma'' = 0$  gemacht werden.  $\sigma' = \sigma_{DC}$  beschreibt dann die frequenzunabhängige Gleichstromleitfähigkeit des Materials.

Die Relation zwischen Qualitätsfaktor und Verlusttangente (Gl. 2.28) lässt sich nun ebenfalls mit den effektiven Parametern ausdrücken. Nach *Kjartansson* (1979) erhält man

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''_{eff}(\omega)}{\epsilon'_{eff}(\omega)} = \frac{\sigma'}{\omega\epsilon'} + \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \frac{1}{Q(\omega)} \quad . \quad (3.15)$$

# Kapitel 4

## Funktionsprinzip des Bodenradars

Dieses Kapitel gibt eine Einführung in die grundlegenden Prinzipien, die zum Verständnis der Funktionsweise des Bodenradars notwendig sind. Damit soll ein Einblick in die komplexen Zusammenhänge gegeben werden, die das Ergebnis einer Bodenradarmessung beeinflussen. Neben den Ausführungen zur Eindringtiefe und dem Auflösungsvermögen des Gerätes wird ausführlich auf die Abstrahlung der elektromagnetischen Wellen von der Antenne und deren Reflexion an Grenzschichten im Untergrund eingegangen.

### 4.1 Radargleichung und Eindringtiefe

Von der Antenne des Bodenradarsystems werden kurze elektromagnetische Impulse abgestrahlt. Das Frequenzspektrum der Signale wird durch die elektrischen und geometrischen Eigenschaften der Antenne bestimmt. Die Anregung für die Antenne besteht dabei aus kurzen Stromimpulsen, die durch standardmäßig in der Sendeelektronik verwendete Avalanche-Transistoren erzeugt werden. Diese sind in der Lage, Impulse mit Pulsbreiten zwischen 0,6 und 10 ns und Spitzenspannungen  $V_p$  von einigen hundert Volt zu erzeugen. Die dadurch erreichbaren hohen Spitzenleistungen bedingen aber nicht zwangsläufig einen sehr hohen Wert der mittleren abgestrahlten Sendeleistung. Dies liegt daran, dass die mittlere Leistung über das Zeitintervall  $T_{PW}$  zwischen dem Aussenden zweier Pulse bestimmt wird, wobei die Pulsdauer  $\tau$  aber nur einen Bruchteil dieses Zeitraums ausmacht (s. Abb. 4.1). Für die mittlere Sendeleistung gilt dann

$$P \sim V_p \tau f_{PW} \quad , \quad (4.1)$$

wobei  $f_{PW} = \frac{1}{T_{PW}}$  die Pulswiederholungsfrequenz ist. Bei dem verwendeten SIR-10A+ können für  $f_{PW}$  Werte im Bereich 2 bis 78 kHz eingestellt werden.

Die endgültig abgestrahlte Sendeleistung  $P_s$  erhält man aber erst nach Berücksichtigung der Verlustleistung  $P_v$ , die indirekt über den Antennenwirkungsgrad  $\eta_S$  angegeben werden kann. Durch den Parameter  $\eta_S$  werden dann auch die Verluste durch

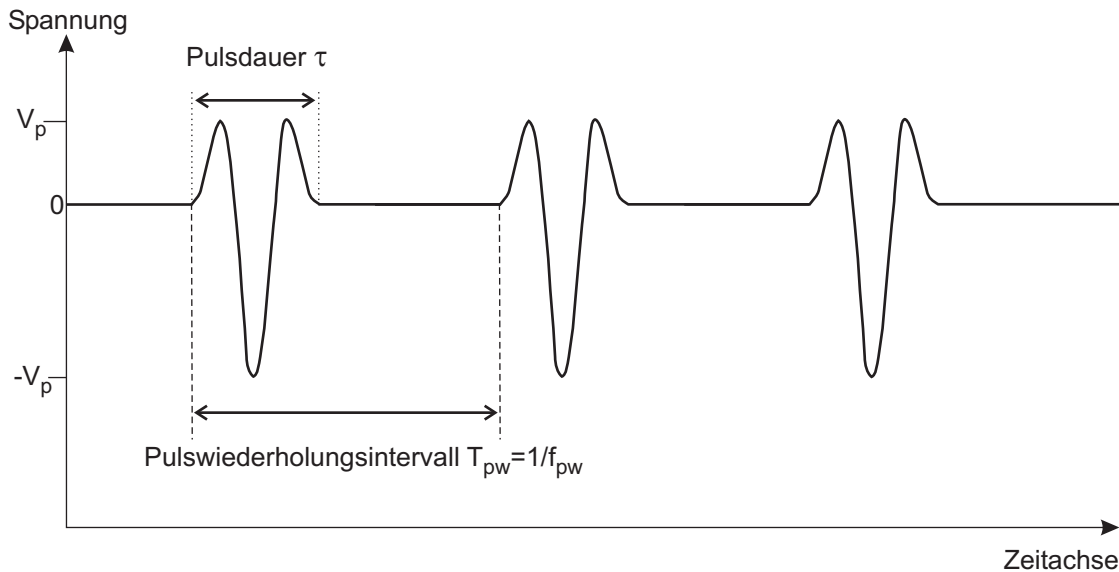


Abbildung 4.1: Folge von Stromimpulsen mit der Pulsdauer  $\tau$  und der Spitzenspannung  $V_p$ , die im Abstand  $T_{PW}$  gesendet werden.

Fehlanpassung der Antenne an den Untergrund berücksichtigt:

$$P_s = \eta_S P \quad . \quad (4.2)$$

Betrachtet man nun ein Zielobjekt im Abstand  $r$  von der Sendeantenne, so lässt sich die dortige Strahlungsdichte  $S_r$  mithilfe des Antennengewinns<sup>1</sup>  $G_s$  der Sendeantenne bezüglich eines isotropen Kugelstrahlers ausdrücken. Man erhält

$$S_r = \frac{P \eta_S G_s}{4\pi r^2} \quad . \quad (4.3)$$

Die vom Zielobjekt reflektierte und zurückgestrahlte Energie wird von seinem Raddarrückstrahlquerschnitt  $\sigma_{RCs}$  (engl. radar cross section) beschrieben (s. Kap. 4.3). Dieser Parameter ist zum einen mit den Reflexionsverlusten an der Grenzschicht des Objekts verknüpft und wird zum anderen von dessen geometrischer Form beeinflusst.

Die reflektierte Welle verliert auf ihrem Weg zum Empfänger durch geometrische Ausbreitungsverluste ( $\sim 4\pi r^2$ ) und Absorptionsverluste, die durch die Dämpfungskonstante des Untergrundes (Gl. 2.22) beschrieben werden, weitere Energie. Für den Weg vom Sender zum Objekt und weiter zum Empfänger betragen diese Verluste  $e^{4\alpha r}$ . Die beim Empfänger ankommende Leistungsdichte ist dann

$$S_E = \frac{P \eta_S G_s}{4\pi r^2} \frac{e^{-4\alpha r} \sigma_{RCs}}{4\pi r^2} \quad . \quad (4.4)$$

Der Anteil der tatsächlich auch von der Empfangsantenne aufgenommenen Energie hängt von ihrem Antennenwirkungsgrad  $\eta_E$  und der effektiven Wirkfläche  $A_{W,E}$

<sup>1</sup>Die im weiteren verwendeten Kenngrößen aus der Antennentechnik werden in Anhang A erklärt.

ab, welche von der Wellenlänge  $\lambda$  der Strahlung und dem Antennengewinn  $G_E$  der Empfangsantenne bestimmt wird:

$$A_{W,E} = G_E \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad . \quad (4.5)$$

Fügt man die Resultate der vorangegangenen Überlegungen zusammen, erhält man die Radargleichung, welche die empfangene Signalleistung  $P_e$  an der Empfangsantenne angibt:

$$P_e = \frac{P\eta_S\eta_E G_S G_E \lambda^2 e^{-4\alpha r} \sigma_{RCS}}{(4\pi)^3 r^4} \quad . \quad (4.6)$$

Eine typische Empfängereinheit eines Impuls-Radars besteht im wesentlichen aus einem Analog/Digital (A/D) Wandler, der das ankommende Signal in eine vorgegebene Zahl von Samples zerlegt. Dies ist insofern problematisch, als sowohl die Empfänger-, wie auch die Senderantenne Breitbandantennen sind, die sehr hochfrequente Signale senden und empfangen. Um alle Fourier-Komponenten der Wellenform korrekt zu erfassen, muss mit einer Frequenz oberhalb der Nyquist-Frequenz gesampelt werden<sup>2</sup>, wofür sehr schnelle und teure A/D Wandler nötig wären. Eine Lösung für dieses Problem ist die Abtastung nach Art eines „sliding window“, wie es in Abbildung 4.2 dargestellt ist. Für diese Art der Abtastung benötigt man ein sich periodisch wiederholendes Signal, welches sich über eine durch die Anzahl der gewünschten Samples definierte Zahl von Zyklen nicht ändert. In kurzen Zeitabständen wiederholt sich dann die Prozedur des Sendens und Empfangens. Bei jedem Vorgang wird ein Sample genommen. Der Zeitpunkt, an dem dies geschieht, verschiebt sich bei jedem Durchgang und wird durch die Steigungen einer langsamen und schnellen Rampe gesteuert. Das Bodenradar muss nun, um eine Radarspur (einen Scan) mit 512 Samples aufzunehmen, auch 512 mal senden und empfangen. Auf diese Weise gelingt es, ein hochfrequentes Signal ohne Informationsverlust in ein niederfrequentes Signal umzusetzen.

Aus der Radargleichung 4.6 lässt sich nun die maximale Detektionstiefe  $r_{max}$  für das Bodenradar bestimmen. Dazu setzt man für  $P_e$  die minimale vom Empfänger noch detektierbare Leistung  $P_{MDL}$  (*Skolnik*, 1990) ein, d.i.

$$P_{MDL} = FkT_0 B_N (SNR) = \frac{P\eta_S\eta_E G_S G_E \lambda^2 e^{-4\alpha r_{max}} \sigma_{RCS}}{(4\pi)^3 r_{max}^4} \quad , \quad (4.7)$$

mit

$F$  = Rauschfaktor des Empfängers,

$k$  = Boltzmannkonstante ( $\sim 1,38 * 10^{-23} \frac{J}{K}$ ),

$B_N$  = „root-mean-square“ Bandbreite des Empfängerrauschens,

$T_0$  = Standard Umgebungstemperatur von 290 K

und  $(SNR)$  = Signal-to-Noise Verhältnis des Signals am Empfänger.

---

<sup>2</sup>Die Nyquist-Frequenz  $f_{Nyq}$  ist die Frequenz, mit der ein Signal mindestens abgetastet werden muss, um es vollständig rekonstruieren zu können. Es gilt  $f_{Nyq} = 2f$ , wobei  $f$  die höchste im abgetasteten Signal vorkommende Frequenz ist (*Buttkus*, 1991).

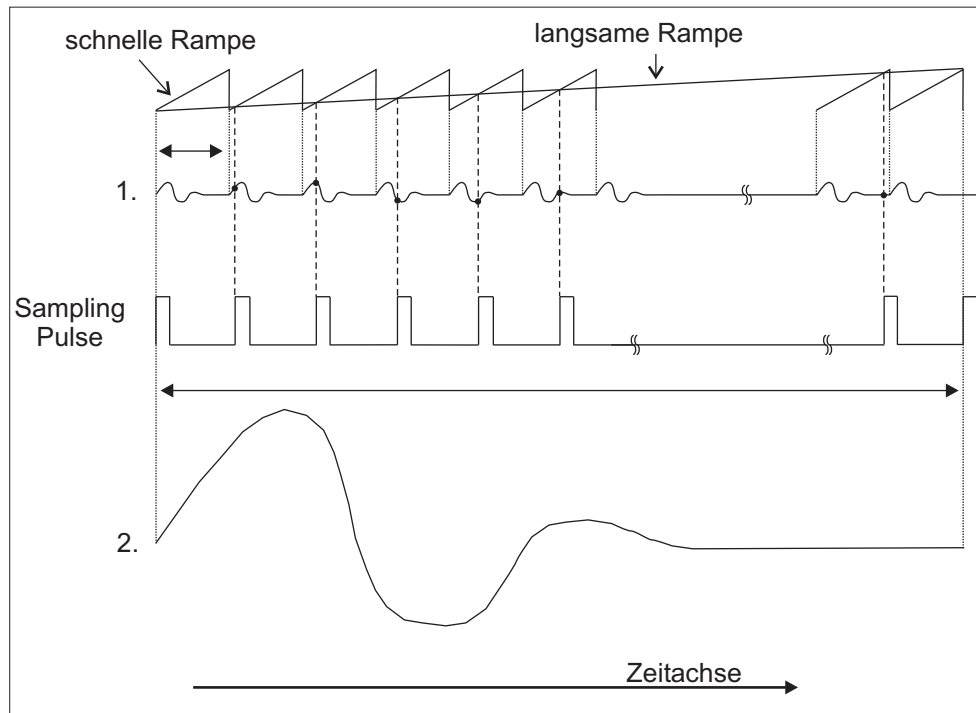


Abbildung 4.2: Prinzip der Abtastung eines hochfrequenten Signals (1) nach Art eines „sliding window“, das so in ein niederfrequentes Signal (2) umgesetzt wird (nach *Karthage*, 1990). Weitere Erklärungen im Text.

Zur Beschreibung der Leistungsfähigkeit des Radarsystems bezüglich der Eindringtiefe wird in der Literatur und bei Herstellerangaben häufig die sogenannte System Performance SP angegeben. Nach *Annan & Davis* (1977) lautet diese:

$$SP = \frac{\text{mittlere Sendeleistung}}{\text{minimale detektierbare Leistung}} = \frac{P}{P_{MDL}} = \left[ \frac{\eta_S \eta_E G_S G_E \lambda^2 e^{-4\alpha r_{max}} \sigma_{RCS}}{(4\pi)^3 r_{max}^4} \right]^{-1} . \quad (4.8)$$

Sind die verschiedenen Parameter bekannt, kann man  $r_{max}$  numerisch aus Gl. 4.8 bestimmen. Ebenso besteht die Möglichkeit, mit Hilfe von Nomogrammen<sup>3</sup> die maximale Detektionstiefe graphisch zu bestimmen (*Turner et al.*, 1993).

<sup>3</sup>Nomogramme sind Ebenen für die graphischen Darstellung von Funktionen mehrerer Veränderlicher. Ihre Aufstellung und Anwendung wird im Rahmen der Nomographie, welche ein Verfahren der angewandten Mathematik darstellt, behandelt.

## 4.2 Eigenschaften der Bodenradarantennen

Die Antenne stellt eine Schnittstelle dar, an der die zunächst durch Elektronen transportierte Energie nun in freie elektromagnetische Energie umgewandelt wird und sich in Form elektromagnetischer Wellen weiter in den Untergrund ausbreitet.

Die grundsätzlichen Anforderungen an eine Bodenradarantenne sehen wie folgt aus:

1. Sie soll die Energie möglichst effizient durch die Grenzfläche Luft/Boden in den Untergrund übertragen, um eine gute Eindringtiefe des Signals zu erreichen.
2. Die Abstrahlung der Energie soll eine starke Richtungsabhängigkeit aufweisen, um eine zuverlässige Ortung von Objekten zu ermöglichen. Zudem werden so Streuverluste minimiert.
3. Um eine gute Auflösung zu erreichen, werden Breitbandantennen verwendet. Diese senden Signale mit einer Mittenfrequenz  $f_c$  und einer Bandbreite  $B$  aus, wobei bei den meisten Bodenradarantennen  $f_c = B$  gilt.

### 4.2.1 Abstrahlcharakteristik

Weit verbreitet bei Bodenradarsystemen sind die sogenannten Bowtie-Antennen, die eine Form des elektrischen Dipols darstellen. Abbildung 4.3 zeigt die Wellen, die von einem Dipol abgestrahlt werden, der sich über einem homogenen dielektrischen Halbraum befindet. Dabei breiten sich sphärische Wellen sowohl in der Luft (A, welche auch als Luftwelle bezeichnet wird) als auch im Boden (B) aus. Zur Erfüllung der Randbedingungen an der Grenzfläche Luft/Boden sind zwei weitere Wellen erforderlich. Für die Luftwelle ist dies die sogenannte Lateralwelle D. Notwendigerweise breiten sich beide mit derselben horizontalen Phasengeschwindigkeit aus. Damit die Lateralwelle diese beibehalten kann, dringt sie unter dem kritischen Winkel der Refraktion  $\vartheta_c$  in den Untergrund ein

$$\vartheta_c = \sin^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_{Boden}}). \quad (4.9)$$

Als Ergänzung zur sphärischen Welle im Untergrund existiert an der Oberfläche die inhomogene Welle C. Beide Wellen breiten sich mit derselben Geschwindigkeit aus. Die Amplitude der inhomogenen Welle nimmt exponentiell mit der Höhe über der Grenzfläche ab. Sie stellt auch den Energieanteil, der in der Praxis von der Empfangsantenne des Bodenradars als Bodenwelle registriert wird (*Wollny, 1999*).

Mit der Überlagerung dieser Wellen lässt sich die räumliche Verteilung der abgestrahlten Energie, die sogenannte Abstrahlcharakteristik bzw. Richtcharakteristik, der Antenne beschreiben (*Radzevicius, 2001*). Die prinzipielle Form dieser Charakteristik ist in Abbildung 4.4 dargestellt.

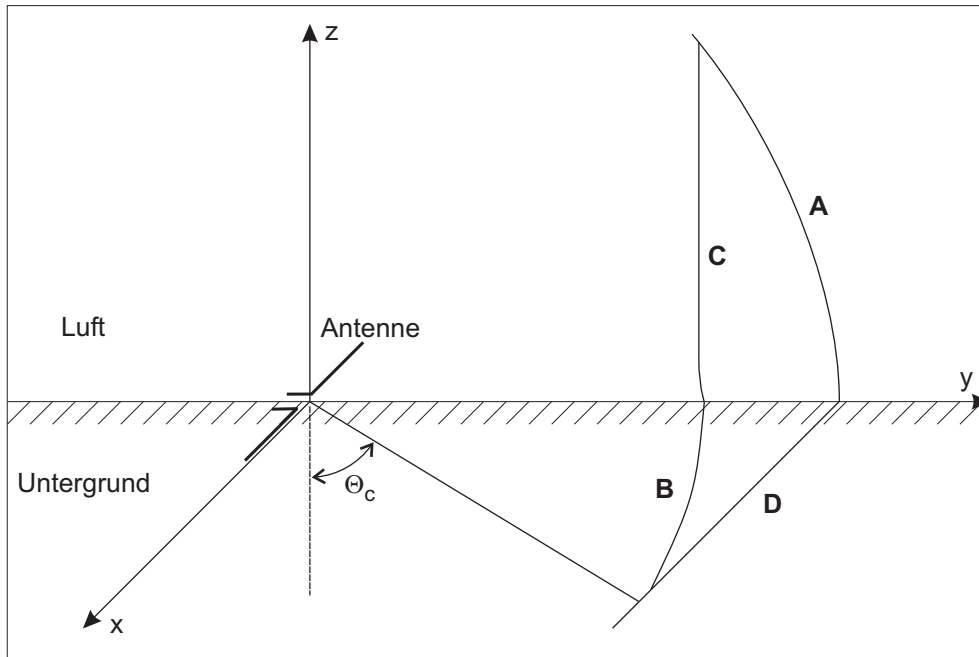


Abbildung 4.3: Darstellung der von einem Dipol über einem homogenen dielektrischen Halbraum abgestrahlten Wellentypen (Arcone, 1984). Es treten sphärische Wellen (A,B), die inhomogene Welle C und die Lateralwelle D auf.

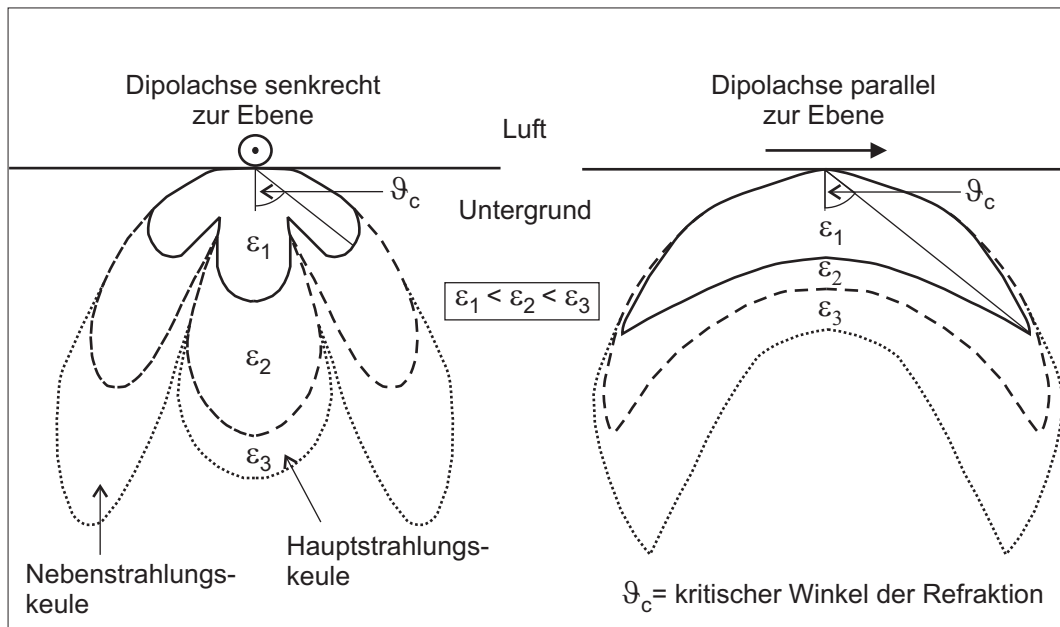


Abbildung 4.4: Abstrahlcharakteristik für eine Dipolantenne über einem homogenen Untergrund mit verschiedenen Dielektrizitätszahlen (Reynolds, 1997). Links die Darstellung in der E-Feld Ebene, rechts die Darstellung für die H-Feld Ebene.



### 4.2.2 Einflüsse auf die Form der Abstrahlcharakteristik

Die Form der auftretenden Strahlungskeulen in der Abstrahlcharakteristik einer Antenne ist abhängig von mehreren Faktoren:

1. betrachtete Tiefe im Untergrund
2. Höhe der Antenne über dem Boden
3. Eigenschaften des Bodens (elektrische Eigenschaften, Inhomogenitäten)
4. Impedanzen der Antenne und des zur Antenne führenden Kabels
5. Bauart und Geometrie der Antenne

Die einzelnen Punkte werden im Weiteren kurz erläutert.

#### Bedeutung der betrachteten Tiefe im Untergrund

Da die Antenne eine ausgedehnte Geometrie hat, betrachtet man sie zur Bestimmung des Gesamtfeldes als aus einzelnen Punktquellenelementen zusammengesetzt. Aus den relativen Beiträgen der einzelnen Elemente zur Phase und Amplitude an einem Beobachtungspunkt im Raum ergibt sich dann das Gesamtfeld.

Das **Nahfeld** wird untergliedert in das sogenannte Blind-Nahfeld und das strahlende Nahfeld (Fresnelregion). Das Blind-Nahfeld schließt sich direkt an die Antenne an und entsteht aus einer Überlagerung von elektrischen und magnetischen Feldern, deren Ursache elektromagnetische Energie ist, die zum einen in der Antenne gespeichert ist und zum anderen von der Antenne abgestrahlt wird. Die Stärke dieses Feldes nimmt schnell mit der Entfernung von der Antenne ab ( $\sim r^2$  bzw.  $\sim r^3$ ).

Innerhalb der Fresnelregion hängt die Auswirkung eines einzelnen Punktquellenelements von seiner Entfernung zum Beobachtungspunkt ab. Damit wird klar, dass bei Betrachtungen innerhalb dieser Region die Geometrie der Antenne eine entscheidene Rolle spielt.

Im **Fernfeld** (Fraunhoferregion) hingegen sind die Wegunterschiede vom Beobachtungspunkt zu den einzelnen Antennenelementen so gering, dass hier die Annahme gemacht wird, dass alle einen identischen Beitrag zum Gesamtfeld liefern. Man kann vereinfachend von einer Punktquelle ausgehen. Die Abstrahlcharakteristik ist unabhängig von der Entfernung. Der Übergang zwischen der Fresnel- und Fraunhoferzone wird erreicht, wenn eine Phasendifferenz von  $\frac{\pi}{8}$  zwischen zwei von verschiedenen Punkten der Antenne ausgehenden Wellen am Empfangsort nicht überschritten wird. Wenn  $D$  die größte geometrische Abmessung der Antenne ist, ist dies nach *Duke* (1990) der Fall bei

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad . \quad (4.10)$$

Der Abstand des Übergangspunktes von der Antenne ist  $r$ . Die Länge der von der Antenne in die Luft abgestrahlten Wellen wird durch  $\lambda_0$  bezeichnet.

Die Abstrahlcharakteristiken für Bodenradarantennen, die in der Literatur zu finden sind, werden meistens in der Fernfeld-Näherung formuliert. Allerdings darf man nicht außer acht lassen, dass ein großer Teil der aufgezeichneten Informationen aus dem Nahfeld der Antenne stammt. Zudem ist zu beachten, dass die Beschreibung des Nahfeldes, wie sie oben dargestellt ist, für die Betrachtung von Antennen gilt, die Wellen in die Luft abstrahlen (z.B. Rundfunkantennen, Luftradar). Beim Bodenradar operieren die Antennen aber in unmittelbarer Nähe der Grenzfläche Luft/Boden. Sie sind kapazitiv an den Untergrund gekoppelt, wodurch die Übertragung der Energie ermöglicht wird.

### **Bedeutung der Höhe der Antenne über dem Boden**

Die Abstrahlcharakteristik ist sehr sensitiv gegenüber der Höhe der Antenne über dem Boden. Die Feldstärke im Boden ist am größten, wenn sich die Antenne etwa zu  $\frac{1}{10}$  der abgestrahlten Wellenlänge über dem Boden befindet (*Roberts & Daniels*, 1997). Ursache dafür ist die Zunahme des Richtfaktors, wenn die Antenne angehoben wird. Zusätzlich hat *Bhattacharyya* (1963) am Beispiel eines Halbwellendipols gezeigt, dass auch der Realteil der Antennenimpedanz mit der Höhe der Antenne variiert. Es zeigt sich, dass dieser in unmittelbarer Nähe zum Boden einen hohen Wert hat, der in einer Höhe von  $\frac{1}{10}$  der benutzten Wellenlänge über dem Untergrund ein Minimum annimmt und in noch größeren Höhen um den Wert des Strahlungswiderstandes im freien Raum oszilliert.

Ob es aber für eine Messung günstig ist, die Antenne aus diesem Grund in der genannten Höhe zu betreiben, hängt in erster Linie von vorhandenen Oberflächenobjekten ab, die in diesem Fall verstärkt Signaturen in den Messdaten hinterlassen könnten.

### **Bedeutung der Eigenschaften des Bodens**

Betrachtet man den Einfluss der elektrischen Eigenschaften des Bodens auf die Abstrahlcharakteristik von Bodenradarantennen, ist zwischen den Effekten, die eine Variation der Dielektrizitätszahl bzw. der elektrischen Leitfähigkeit mit sich bringen, zu unterscheiden.

#### **1. Änderung der Dielektrizitätszahl**

Wie Abbildung 4.4 zeigt, bewirkt eine Erhöhung der Dielektrizitätszahl eine Fokussierung der Hauptkeule. Dies ist gleichbedeutend mit einer Abnahme des kritischen Winkels. Gleichzeitig findet eine Erhöhung des Verhältnisses zwischen dem Anteil der in den Boden eindringenden Energie zu der in die Luft abgestrahlten Energie statt. Erklärt werden kann dies durch die Verringerung des Reflexionskoeffizienten (s. Kap 4.3) an der Grenzfläche Luft/Boden.

#### **2. Änderung der Leitfähigkeit**

Betrachtet man Strahlungscharakteristiken von Dipolen, die über einem wenig bis gar nicht leitfähigen Boden operieren, so zeigen diese keine Abstrahlung in der Verlängerung der Dipolachse. Mit zunehmender Leitfähigkeit kann aber auch dort eine von Null verschiedene Feldstärke beobachtet werden, während

die starke Richtungsabhängigkeit der Dipolabstrahlung zunehmend verloren geht (*Turner, 1994*). Darüber hinaus findet im Untergrund eine deutlich stärkere Abschwächung des Feldes statt als in Luft. Oberflächenobjekte können also bei Messungen über gut leitfähigem Material einen verstärkten Einfluss haben.

### Bedeutung der Impedanzen der Antenne und des zur Antenne führenden Kabels

Bei vielen GPR Geräten findet die Signalübertragung zwischen Elektronik und Antenne über ein Koaxialkabel statt. Vereinfacht betrachtet besteht ein solches Kabel aus einem inneren und einem äußeren Leiter, die durch ein Dielektrikum getrennt sind. Nach *Kraus (1984)* besitzt ein solches Kabel die Impedanz

$$Z_c = 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \log\left(\frac{a}{b}\right) \quad , \quad (4.11)$$

mit

$Z_c[\Omega]$  = charakteristische Impedanz des Koaxialkabels,

$b[m]$  = Radius des äußeren Leiters im Koaxialkabel,

$a[m]$  = Radius des inneren Leiters im Koaxialkabel,

$\epsilon_r$  = relative Dielektrizitätszahl des Mediums zwischen den Leitern

und  $\mu_r$  = relative magnetische Permeabilität des Mediums zwischen den Leitern.

Von entscheidender Bedeutung ist nun der Unterschied zwischen Kabel- und Antennenimpedanz. Eine gute Anpassung besteht, wenn beide Impedanzen gleich sind. In diesem Fall nimmt die Antenne genau den Strom auf, den die Leitung bei der angelegten Spannung liefert. Jede Abweichung führt zu einer Fehlanpassung.

Ist die Antenne durch einen Stromimpuls angeregt, sendet sie einen Puls aus. Um dies möglichst effektiv zu tun, muss sie ebenfalls an die Umgebung angepasst sein. Zum besseren Verständnis betrachtet man dazu das System Antenne-Boden als Resonanzkreis mit einer Kapazität  $C$  und einer Induktivität  $L$ . Der Kreis ist in Resonanz, wenn sich die frequenzabhängigen Blindwiderstände gegenseitig aufheben. Dies geschieht beim Erreichen der Resonanzfrequenz, bei der dann die maximale Energie abgestrahlt wird. Es wird also deutlich, dass jede Antenne nur bei den durch ihre Bauweise festgelegten Bodenverhältnissen diese optimalen Bedingungen erfüllt. Die Variationen in  $\epsilon$ , z.B. aufgrund sich ändernder Bodentypen oder Feuchtigkeitsunterschiede, welche maßgeblich die Kapazität des Untergrundes bestimmen, bewirken aber eine ständig wechselnde Fehlanpassung im Resonanzsystem. Zudem bewirken sie durch die nicht konstant gleichmässig abgestrahlte Energie Veränderungen des Strahlungswiderstandes und damit der Antennenimpedanz.

Ein Resultat dieser variierenden Impedanzen ist das sogenannte „Antennenklingeln“ (engl. „ringing“). Dieses kann sowohl an der Sende- als auch an der Empfängerantenne auftreten. Beim Empfang des Signals kommt es durch die Fehlanpassung dazu, dass die an der Antenne entstehenden Ströme nicht komplett über das Kabel

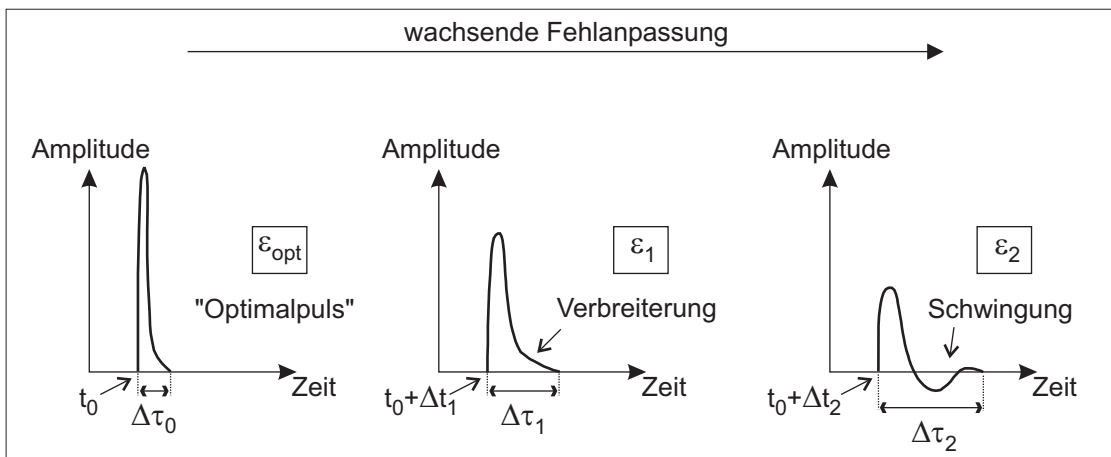


Abbildung 4.5: Darstellung der Auswirkungen auf den Sendepuls bei einer wachsenden Fehlanpassung der Bodenradarantenne an den Untergrund (Wollny, 1999).

zur Empfangselektronik laufen. Ein Teil der Energie wird in die Antenne zurückreflektiert und läuft mehrmals zwischen den Enden und den Ausgangsklemmen der Antenne hin und her, wobei sie mit der Zeit abklingt. Dies bewirkt ein Auftreten von horizontalen Streifen im Radargramm, welche die Interpretation deutlich erschweren können, da sie als Stratigraphie oder multiple Reflexionen fehlgedeutet werden können.

In ähnlicher Weise tritt das „Antennenklingeln“ auch an der Sendeantenne auf. Die Hin- und Herreflexionen finden hier zwischen den Eingangsklemmen der Antenne und der Sendeelektronik statt, so dass nicht ein scharfer Puls gesendet wird, sondern mehrere aufeinanderfolgende Signale übertragen werden, deren Energie mit der Zeit abnimmt.

Um das „Antennenklingeln“ zu verringern, werden die Enden der Antenne mit Widerstände versehen bzw. es werden nach außen zunehmende Widerstände entlang der Antennenelemente angebracht (Shlager *et al.*, 1994). Allerdings verliert die Antenne damit an Effizienz und Sensitivität.

Zusätzlich gibt es durch die Fehlanpassung Auswirkungen in der Erzeugerelektronik des Sendepulses (Wollny, 1999). Diese Beobachtungen wurden an einem Messsystem von pulseEKKO (pE100 bzw. pE1000) gemacht, können aber laut Wollny auch auf die SIR Geräte von GSSI übertragen werden. Sie zeigen eine deutliche Abweichung des Sendepulses vom Optimalpuls bei wachsender Fehlanpassung (s. Abb. 4.5), die sich in folgenden Punkten äußert:

1. Der Sendepuls wird zeitlich später ausgesandt. Dies führt, bei wechselnder Fehlanpassung entlang des Profils, zu sich ändernden Einsatzzeitpunkten der einzelnen Spuren im Radargramm.
2. Eine Verzerrung des Pulses und eine Veränderung seines Frequenzgehalts finden statt.
3. Der Gleichstromanteil sinkt.

### Bedeutung der Bauart und Geometrie der Antenne

Durch die Bauart der Antenne lassen sich vor allem deren Frequenzeigenschaften beeinflussen, d.h. die hauptsächlich abgestrahlte Frequenz und die Bandbreite. Deutlichen Einfluss auf die Richtcharakteristik haben aber auch die elektrischen Eigenschaften der Materialien in unmittelbarer Nähe der Antenne wie z.B. das Antennengehäuse und die Abschirmung. Eine genauere Darstellung ist an dieser Stelle nicht möglich und es wird auf die Fachliteratur zur Antennentechnik verwiesen.

## 4.3 Reflexion elektromagnetischer Wellen

Die sogenannte intrinsische Impedanz eines Mediums ist definiert als

$$\eta_m = \frac{\mu_{Medium}}{\epsilon_{Medium}} \quad (4.12)$$

Trifft nun eine elektromagnetische Welle aus einer beliebigen Richtung auf eine dielektrische Grenzfläche, d.h. eine Grenzfläche, an der sich die intrinsische Impedanz ändert, so verhält sie sich unabhängig von ihrer Polarisation entsprechend dem Snelliusschen Brechungsgesetz

$$k_1 \sin \Theta_e = k_2 \sin \Theta_b \quad (4.13)$$

und dem Reflexionsgesetz

$$\Theta_e = \Theta_r \quad (4.14)$$

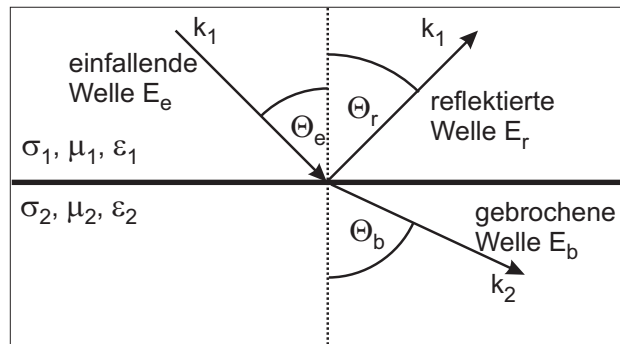


Abbildung 4.6: Reflexion und Brechung elektromagnetischer Wellen an einer Grenzschicht.

Das Verhältnis zwischen der Energie der einfallenden Welle und derjenigen der reflektierten Welle wird durch den Reflexionskoeffizient  $R$  wiedergegeben. Der übrige Anteil wird durch die Grenzfläche transmittiert und lässt sich durch den Transmissionskoeffizienten  $T$  beschreiben. Sollen diese Größen angegeben werden, sind zwei Fälle zu unterscheiden.

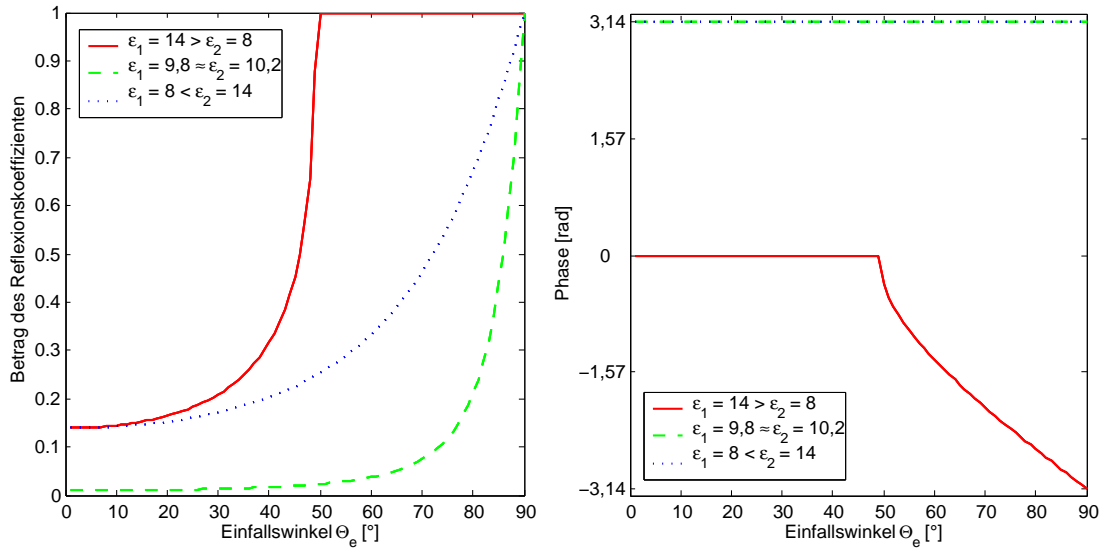
#### 1. Der elektrische Feldvektor ist rechtwinklig zur Einfallsebene der Welle orientiert.

Man spricht hierbei auch von der transversal elektrischen Mode (TE Mode).  $R_{TE}$  und  $T_{TE}$  können nach den Fresnelschen Formeln (*Jackson, 1999*) berechnet werden:

$$R_{TE} = \frac{\mu_2 k_1 \cos \Theta_e - \mu_1 \sqrt{k_2^2 - k_1^2 \sin^2 \Theta_e}}{\mu_2 k_1 \cos \Theta_e + \mu_1 \sqrt{k_2^2 - k_1^2 \sin^2 \Theta_e}} \quad (4.15)$$

und

$$T_{TE} = \frac{2\mu_2 k_1 \cos \Theta_e}{\mu_2 k_1 \cos \Theta_e + \mu_1 \sqrt{k_2^2 - k_1^2 \sin^2 \Theta_e}} \quad (4.16)$$



(a) Verlauf der Amplitude in Abhängigkeit vom Einfallswinkel. (b) Verlauf der Phase in Abhängigkeit vom Einfallswinkel.

Abbildung 4.7: Amplitude und Phase des Reflexionskoeffizienten  $R_{TE}$  im Fall der TE Mode. Dargestellt sind die Fälle für das Auftreffen der elektromagnetischen Wellen auf eine Grenzschicht, an der die Dielektrizitätszahl zunimmt (blau), abnimmt (rot) oder sich nur gering ändert (grün).

Der Verlauf der Amplitude und der Phase des Reflexionskoeffizienten  $R_{TE}$  in Abhängigkeit vom Einfallswinkel  $\Theta_e$  ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

## 2. Der elektrische Feldvektor ist parallel zur Einfallsebene der Welle orientiert.

Dies ist der Fall, der auch als transversal magnetische Mode (TM) beschrieben wird. Mit dem entsprechenden Teil der Fresnelschen Formeln erhält man

$$R_{TM} = \frac{\mu_2 k_1 \sqrt{k_2^2 - k_1^2 \sin^2 \Theta_e} - \mu_1 k_2^2 \cos \Theta_e}{\mu_1 k_2^2 \cos \Theta_e + \mu_2 k_1 \sqrt{k_2^2 - k_1^2 \sin^2 \Theta_e}} \quad (4.17)$$

und

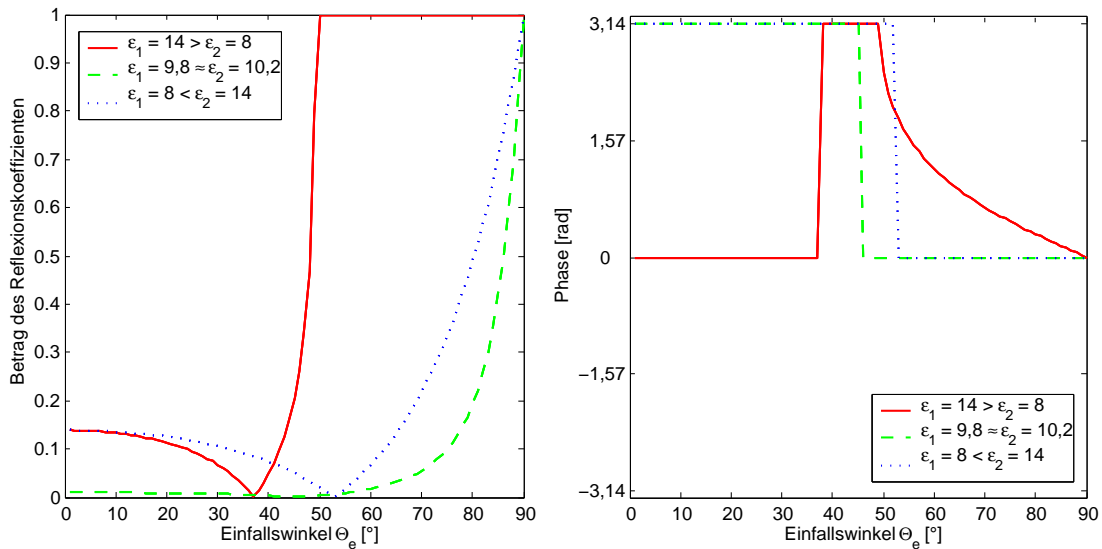
$$T_{TM} = \frac{2\mu_2 k_1 k_2 \cos \Theta_e}{\mu_1 k_2^2 \cos \Theta_e + \mu_2 k_1 \sqrt{k_2^2 - k_1^2 \sin^2 \Theta_e}} \quad (4.18)$$

Abbildung 4.8 zeigt die Abhängigkeit des Reflexionskoeffizienten  $R_{TM}$  vom Einfallswinkel  $\Theta_e$ .

Eine spezielle Situation ergibt sich für den Fall des Brewster-Winkels

$$\tan \Theta_B = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \quad (4.19)$$

Die gesamte Energie wird in diesem Fall an der Grenzfläche reflektiert und es tritt ein Phasensprung von  $90^\circ$  auf. In der Praxis kann dieser Winkel beispielsweise dazu benutzt werden, die Geschwindigkeit des Materials unterhalb der letzten detektierbaren Grenzschicht zu bestimmen (Reppert, 2000).



(a) Verlauf der Amplitude in Abhängigkeit vom Einfallswinkel. (b) Verlauf der Phase in Abhängigkeit vom Einfallswinkel.

Abbildung 4.8: Amplitude und Phase des Reflexionskoeffizienten  $R_{TM}$  im Fall der TM Mode. Dargestellt sind die Fälle für das Auftreffen der elektromagnetischen Wellen auf eine Grenzschicht, an der die Dielektrizitätszahl zunimmt (blau), abnimmt (rot) oder sich nur gering ändert (grün).

Führt man die Bodenradarmessungen als monostatische Reflexionsmessung durch, so gilt  $\Theta_e = 0$ , so dass sich unter Verwendung der Formeln 4.15 bis 4.18 die vereinfachten Reflexions- und Transmissionskoeffizienten ergeben, die unabhängig von der Polarisierung sind, also

$$R_{TE} = R_{TM} = \frac{\epsilon_{eff,1} - \epsilon_{eff,2}}{\epsilon_{eff,1} + \epsilon_{eff,2}} \quad (4.20)$$

und

$$T_{TE} = T_{TM} = \frac{2\sqrt{\epsilon_{eff,1}}}{\epsilon_{eff,1} + \epsilon_{eff,2}} \quad (4.21)$$

Normalerweise wird für Bodenradaranwendungen immer der Fall einer schwachen Dämpfung im Medium ( $Q \gg 1$ ) angenommen, d.h. die Leitungsströme werden vernachlässigt (s. Kap. 2), so dass auch die effektive Dielektrizitätszahl aus Gl. 3.10 eine reelle Größe wird. Aber auch in solchen Materialien dürfen Leitungsphänomene nicht immer unberücksichtigt bleiben. Es zeigt sich, dass auch an Grenzflächen elektrischer Leitfähigkeit Reflexionen auftreten können (Turner, 1992). Dies hat zur Folge, dass  $\epsilon_{eff}$  und damit auch der Reflexionskoeffizient  $R$  und der Transmissionskoeffizient  $T$  als komplexe und frequenzabhängige Größen zu betrachten sind.

In Polarkoordinaten lässt sich dann schreiben

$$R(\omega) = |R(\omega)|e^{i\Phi(\omega)} \quad (4.22)$$

und

$$T(\omega) = |T(\omega)|e^{i\Phi(\omega)} \quad , \quad (4.23)$$

wobei

$|R(\omega)|$  = Betrag des Reflexionskoeffizienten

und  $\Phi(\omega)$  = Phase des Reflexionskoeffizienten.

Das bedeutet, dass auch im Falle des senkrechten Einfalls der Welle nicht nur Phasenverschiebungen von  $0^\circ$  bzw.  $180^\circ$  auftreten, sondern ebenfalls Werte dazwischen möglich sind. Neben der frequenzabhängigen Ausbreitung der Wellen tragen auch diese Phasenverschiebungen zu einer fortschreitenden Verzerrung des elektromagnetischen Signals bei. Die Leistungsverluste durch Reflexion und Transmission werden nach den Gleichungen 4.22 und 4.23 durch  $|R(\omega)|^2$  und  $|T(\omega)|^2$  beschrieben.

Die Notwendigkeit, beim Vorhandensein mehrerer Grenzschichten zwischen zwei grundsätzlichen Fällen zu unterscheiden, birgt eine weitere Schwierigkeit bei der Interpretation der Reflexionssignale. Es wird unterschieden zwischen

### 1. Reflexion am Halbraum

Dies bedeutet, dass der Abstand der Grenzschichten im Vergleich zur Wellenlänge des Signals groß ist, so dass für die Berechnungen die Anwendung der Fresnelschen Formeln ausreichend ist.

### 2. Reflexion an einer dünnen Schicht

In diesem Fall liegen die Grenzflächen im Vergleich zur Wellenlänge des Signals nah beieinander, so dass man Interferenzen sich überlagernder Reflexionen beachten muss. Unter Beachtung der jeweiligen Reflexions- und Transmissionskoeffizienten sowie der zeitlichen Verzögerung zwischen den einzelnen Ereignissen lässt sich das zusammengesetzte Reflexionssignal berechnen.

Ein Faktor, der ebenfalls für die Menge der reflektierten Energie entscheidend, aber in R und T nicht berücksichtigt ist, ist die Größe und die geometrische Form des Objekts auf das die elektromagnetischen Wellen treffen. Der Radarrückstrahlquerschnitt (engl. radar cross section)  $\sigma_{RCS}$  (Skolnik, 1990) berücksichtigt auch diese Faktoren, so dass er eine Maßeinheit für die Fähigkeit eines Objekts ist, die Energie in Richtung des Empfängers zu reflektieren. Für komplexe Objekte ist  $\sigma_{RCS}$  schwer zu berechnen und es können meist nur numerische Näherungen ermittelt werden. Für einfache Objekte können aber exakte Lösungen angegeben werden.

So kann z.B. die Reflexion von einer stratigraphischen Grenzschicht durch die Radarrückstrahlquerschnitte für ein ebenes Objekt mit glatter bzw. rauher Oberfläche beschrieben werden.



### 1. Ebenes Objekt mit glatter Oberfläche

Die Oberfläche eines ebenen Objekts kann als glatt angesehen werden, wenn die Standardabweichung  $\sigma_s$  der Höhenunterschiede auf der Oberfläche relativ zur Wellenlänge  $\lambda$  einen Wert unterhalb von  $\frac{0,1}{\pi}$  annimmt (*Khanifar et al.*, 1994). Man erhält für  $\sigma_{RCS}$  den Wert  $|R(\omega)|^2 \pi r^2$  (*Annan & Davis*, 1977). Dabei gibt  $r$  den Abstand bzw. die Tiefe zum Objekt an.

### 2. Ebenes Objekt mit rauher Oberfläche

In Anlehnung an die Definition der glatten Oberfläche beschreibt *Khanifar et al.* (1994) eine Fläche als rauh, wenn das Verhältnis  $\frac{\sigma_s}{\lambda}$  größer als  $\frac{0,5}{\pi}$  wird. Für den Radarrückstrahlquerschnitt kann in diesem Fall der Bereich der ersten Fresnel-Zone genommen werden (*Cook*, 1975). Dessen Wert ist  $|R(\omega)|^2 \pi \lambda \frac{r}{2}$ .

Die Frequenzabhängigkeit von  $\sigma_{RCS}$  lässt sich gut am Beispiel einer leitfähigen Kugel mit dem Radius  $a$  verdeutlichen. Man trägt dafür den normalisierten Radarrückstrahlquerschnitt  $\frac{\sigma_{RCS}}{\pi a^2}$  ( $\pi a^2 =$  geometrische Querschnittsfläche der Kugel) über die normalisierte Frequenz  $\frac{2\pi a}{\lambda}$  auf (s. Abb. 4.9). Für niedrige Frequenzen ( $\lambda \gg a$ ) nimmt  $\sigma_{RCS}$  schnell mit wachsender Frequenz zu. Dies ist die sogenannte Rayleigh-Zone, in der  $\sigma_{RCS} \sim \frac{1}{\lambda^4}$  gilt. Der Resonanz- oder Mie-Bereich wird erreicht, wenn  $\lambda$  dieselbe Größenordnung wie  $a$  hat. Hier zeigt der Radarrückstrahlquerschnitt starke Fluktuationen. Die Lage der Resonanzpeaks hängt dabei von  $a$  ab. Diese Tatsache kann z.B. zur Objektklassifizierung, etwa bei der Suche von Anti-Personen Minen mit dem GPR benutzt werden (*Brunzell*, 1998). Gilt  $\lambda \ll a$ , erreicht man die optische Region. Mit weiter steigender Frequenz konvergiert  $\sigma_{RCS}$  hier gegen 1, d.h. das Radar erfasst denselben Querschnitt, den auch das menschliche Auge erfasst.

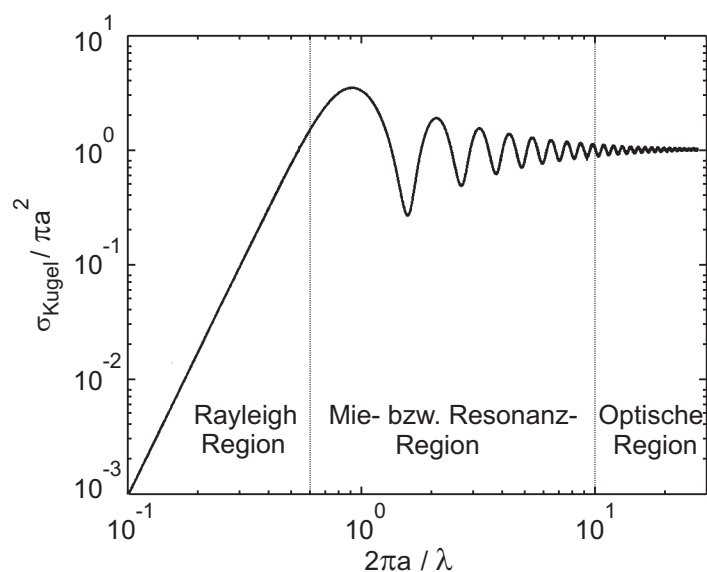


Abbildung 4.9: Radarrückstrahlquerschnitt  $\sigma_{Kugel}$  eines kugelförmigen Objekts mit dem Radius  $a$  in Abhängigkeit von der Wellenlänge  $\lambda$  der Radarwellen (*Noon*, 1996).

## 4.4 Polarisation

Die meisten Bodenradarsysteme arbeiten mit Dipolantennen, die linear polarisierte elektromagnetische Wellen aussenden, wobei der elektrische Feldvektor parallel zur Dipolachse ausgerichtet ist. Lineare Polarisation bedeutet, dass die Orientierung des elektrischen und magnetischen Feldes bei der Ausbreitung der Welle konstant bleibt.

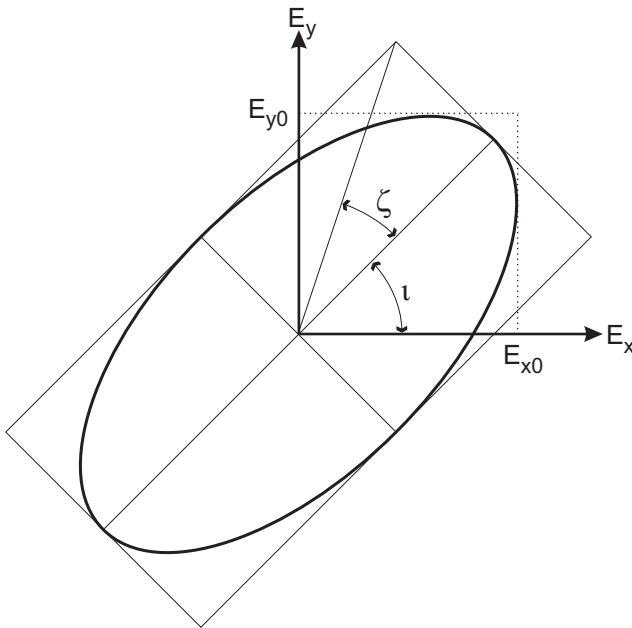


Abbildung 4.10: Darstellung einer Polarisationsellipse mit dem Elliptizitätswinkel  $\zeta$  und dem Neigungswinkel  $\iota$ .

Polarisationen und ihre Beziehungen darzustellen, kann man eine solche Ellipse auf einem Punkt, der sogenannten Poincaré Sphäre abbilden, dessen Breiten- bzw. Längengrad aus dem Elliptizitätswinkel  $\zeta$  und dem Neigungswinkel  $\iota$  abgeleitet werden kann. Durch dieses Hilfsmittel lässt sich die Auswirkung unterschiedlicher Polarisationseigenschaften von Antenne und dem reflektierten elektromagnetischen Feld berechnen (*Kraus*, 1992):

$$V = C \cos \left( \frac{(P_a P_w)}{2} \right) \quad , \quad (4.24)$$

wobei

- $V$  = Spannung, die an der Empfangsantenne induziert wird,
- $P_a$  = Punkt auf der Poincaré Sphäre, die den Polarisationszustand der Empfangsantenne beschreibt,

Bei der Messung kann es nun vorkommen, dass die Polarisation der einfallenden Welle durch den Reflektor geändert wird und die reflektierte Welle durch eine andere Polarisationsrichtung ausgezeichnet ist. Dies wird als Depolarisation der einfallenden Welle beschrieben. Wie gut ein Objekt detektiert werden kann, hängt dann nicht nur davon ab, ob dieses genügend Energie reflektiert, sondern auch vom Grad der Übereinstimmung zwischen den Polarisierungen der Empfängerantenne und der zurückgestrahlten Welle. Dadurch wird der Anteil der Energie bestimmt, den die Antenne überhaupt aufnehmen kann.

Allgemein kann die Polarisation einer Welle durch ihre Polarisationsellipse beschrieben werden (s. Abb. 4.10). Um verschiedene Po-

$P_w$  = Punkt auf der Poincaré Sphäre, die den Polarisationszustand der einfallenden Welle beschreibt,

$(P_a P_w)$  = sphärischer Abstand der Polarisationszustände  $P_a$  und  $P_w$  im Winkelmaß, d.h. der Winkel zwischen den Radien  $\overline{OP_a}$  und  $\overline{OP_w}$ , gemessen im Kugelmittelpunkt O der Poincaré Sphäre

und  $C$  = Konstante, die eine Funktion der Antennengröße und der Feldstärke der Welle ist.

## 4.5 Vertikales und horizontales Auflösungsvermögen

Ob der Einsatz des Bodenradars zur Lösung einer bestimmten Fragestellung sinnvoll ist, wird in erster Linie dadurch bestimmt, ob das erreichbare vertikale und horizontale Auflösungsvermögen ausreichend ist.

Die Definition für das vertikale Auflösungsvermögen wird dabei dem Rayleigh-Kriterium (s. z.B. *Hering*, 1989) aus der Optik entlehnt. Danach lassen sich zwei Reflexionssignale mit gleicher Amplitude aber von verschiedenen Objekten dann unterscheiden, wenn das Maximum des ersten Signals mit dem ersten Minimum des zweiten Signals zusammenfällt. Hierbei spielt die Bandbreite  $B$  des übertragenen Signalpulses, die als das Inverse der zeitlichen Pulsbreite  $\tau$  definiert werden kann, eine wesentliche Rolle

$$B = \frac{1}{\tau} \quad . \quad (4.25)$$

Die obige Definition ist genau dann erfüllt, wenn die zeitliche Trennung der Maxima beider Signale  $\frac{1}{B}$  Sekunden beträgt. Beachtet man, dass das Bodenradar grundsätzlich Zweiwegelaufzeiten registriert, so ergibt sich für den minimalen Abstand  $\Delta R_{vert}$ , den zwei Objekte haben dürfen, um gerade noch vom Bodenradar voneinander getrennt wahrgenommen werden zu können, die Formel

$$\Delta R_{vert} = \frac{v\tau}{2} = \frac{v}{2B} \quad . \quad (4.26)$$

Die von der Antenne abgestrahlte Hauptkeule (s. Abb. 4.4) kann in einer Tiefe  $d$  nur eine von ihrer Form abhängige, begrenzte horizontale Fläche, die als „Footprint“ bezeichnet wird, erfassen. Objekte, deren horizontale Ausdehnung etwa der Fläche des „Footprint“ entsprechen, können verglichen mit kleineren Objekten besser detektiert werden, da der Anteil der von ihnen reflektierten Energie größer ist. Zusätzlich zieht man zur Beurteilung des horizontalen Auflösungsvermögens des Bodenradars das Konzept der Fresnel-Zone (s. Abb. 4.11) heran. Stimmt die horizontale Objektgröße mindestens mit dem Ausmaß der durch die Mittenfrequenz der Antenne bestimmten Fresnel-Zone überein, erhält man ein starkes, zeitlich und räumlich kohärentes Reflexionssignal. Dies führt zu dem Schluss, dass der laterale Mindestabstand  $\Delta R_{hor}$  zweier aneinander grenzender Objekte mindestens der Ausdehnung

der Fresnel-Zone entsprechen muss, damit sie noch getrennt wahrgenommen werden können. Daher erhält man für das horizontale Auflösungsvermögen

$$\Delta R_{hor} = \sqrt{2d\lambda + \frac{\lambda^2}{4}} \quad . \quad (4.27)$$

Dabei bezeichnet  $d$  die Tiefe des Reflektors und  $\lambda$  die Wellenlänge der von der Antenne abgestrahlten elektromagnetischen Welle.

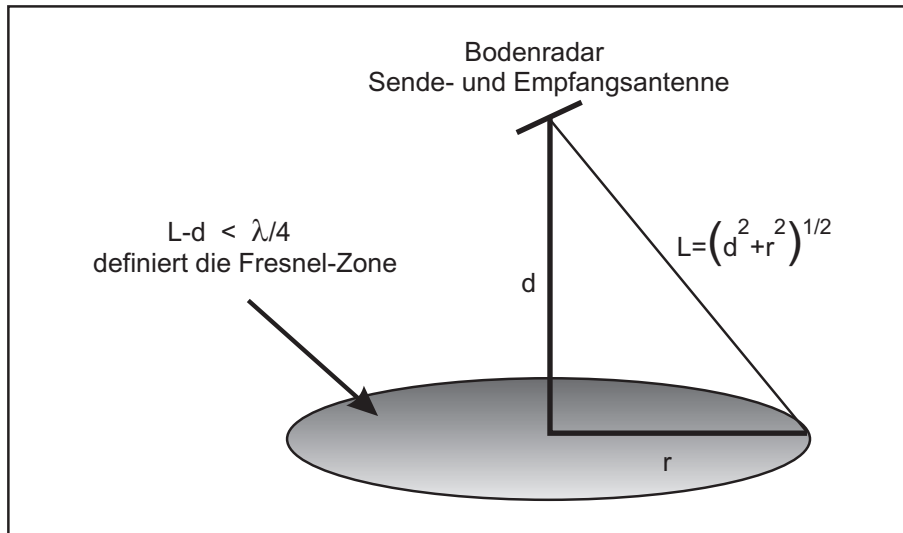


Abbildung 4.11: Definition der Fresnel-Zone (Annan & Cosway, 1994).

Anhand der Gleichungen 4.1, 4.8, 4.26 und 4.27 lässt sich erkennen, dass beim Einsatz des Bodenradars immer ein Kompromiss zwischen Auflösungsvermögen und Eindringtiefe gemacht werden muss.

Geht man von einer konstanten Pulswiederholungsfrequenz aus, so lassen sich nach Gleichung 4.1 die mittlere Sendeleistung und damit die Eindringtiefe nur dann steigern, wenn man die zeitliche Länge  $\tau$  des Sendepulses vergrößert. Eine Steigerung von  $V_P$  in Gleichung 4.1 ist im Rahmen der technischen Möglichkeiten nur bedingt zu erzielen. Ein größeres  $\tau$  bedeutet nach Gleichung 4.26 aber eine Verschlechterung des vertikalen Auflösungsvermögens. Ebenso verhält es sich, wenn man versucht, mithilfe einer höheren Antennenfrequenz, d.h. einer geringeren Wellenlänge der abgestrahlten elektromagnetischen Wellen, eine bessere Auflösung zu erzielen, da in diesem Fall keine kleinen Bandbreiten möglich sind, d.h. die zeitliche Pulsbreite  $\tau$  nicht vergrößert werden kann.

# Kapitel 5

## Das Messgerät: GSSI SIR 10A+

Nachdem durch die vorangegangenen Kapitel die Grundlagen zum Verständnis der Bodenradarmessmethode geschaffen wurden, wird nun das in dieser Arbeit verwendete Messgerät mit seinen wichtigsten Merkmalen vorgestellt.

Das SIR 10A+ System besteht aus zwei Einheiten, der MF-10 Steuereinheit einerseits und der CD-10 Kontroll- und Darstellungseinheit andererseits. Beide sind über ein Kabel verbunden. Die Erfassung und Verarbeitung der Daten erfolgt über die Steuereinheit, die darüber hinaus die Schnittstellen zu den Antennen zur Verfügung stellt und die digitale Speicherung der Daten auf Band oder einer Festplatte ermöglicht. Das System ist vollständig IBM/AT kompatibel und die Steuerung erfolgt über einen 80386er Mikroprozessor. Als Interface zur Steuereinheit dient die CD-10 Einheit, die einen Monitor zur Sichtung der Daten vor Ort enthält. Die Einstellungen der Apparatur lassen sich wahlweise über die eingebaute bzw. eine extern angeschlossene Tastatur vornehmen. Das System kann auf bis zu vier Kanälen gleichzeitig betrieben werden, wobei Antennen mit verschiedenen Frequenzen und Systemeinstellungen simultan zur Anwendung kommen können. Aus den für das Gerät lieferbaren Antennen standen die 100, 200 und 400 MHz Antennen für die in dieser Arbeit beschriebenen Messungen zur Verfügung.

Nachfolgend werden kurz die wichtigsten Systemeinstellungen erklärt, die vor einer Messung gesetzt werden.

### 1. **Range**

Dieser Wert legt die zeitliche Länge eines Scans in ns fest.

### 2. **Samples/Scan**

Das SIR 10A+ bietet die wahlweise Einstellung von 128, 256, 512, 1024 oder 2048 Samples/Scan. Der einzugebende Wert richtet sich hauptsächlich nach der Einstellung **Range**. Im Normalfall sind Sende- und Empfangsantenne sensitiv für denselben Frequenzbereich. Die höchste reflektierte Frequenz  $f_{max}$ , die noch Informationen enthält, entspricht also der höchsten gesendeten Frequenz. Es ist darauf zu achten, dass das Samplingintervall

$$\Delta t = \frac{Range}{(Samples/Scan)}$$

in Bezug auf diesen Wert das Nyquist-Kriterium erfüllt, damit kein Aliasing auftritt. Es muss also

$$\Delta t = \frac{1}{2f_{max}} \quad (5.1)$$

sein.

### 3. Scans/Second

Das Produkt (**Scans/Second** · **Samples/Scan**) gibt an, wie oft das Gerät in der Sekunde sendet und empfängt. Wird die Antenne ohne zusätzliche Hilfsmittel zur Entfernungskalibrierung gleichmäßig entlang eines Profils bewegt, hat diese Einstellung einen Einfluß auf den Messpunktabstand.

### 4. Digitalisierung

Jeder aufgezeichnete Amplitudenwert wird, wie in Kapitel 4.1 beschrieben wurde, vom System digitalisiert. Es besteht die Möglichkeit, zwischen einer 8-Bit und einer 16-Bit Digitalisierung zu wählen.

### 5. Gain

Das System bietet die Möglichkeit einer Auto-Gain Funktion (AGC = Automatic Gain Control), die eine von der Laufzeit abhängige Verstärkungsfunktion über die Daten legt, bevor die Amplituden digitalisiert werden. Diese Funktion wird berechnet, indem zunächst die integrierte Leistung des aufgezeichneten Scans bestimmt wird, anhand derer die Verstärkung festgelegt wird, die notwendig ist, um die Stärke der Amplitudenwerte insgesamt auf einen bestimmten Prozentsatz des Dynamikbereichs des Geräts zu erhöhen. Dieser Prozentwert lässt sich vorgeben. Im Weiteren besteht die Option, die automatisch bestimmte Kurve manuell zu optimieren. Dadurch wird erreicht, dass die Amplituden aus dem oberflächennahen, den mittleren und tiefen Bereichen auf nahezu die gleiche Größe gebracht werden.

### 6. Vertikaler Infinite-Impulse-Response (IIR) Filter

Dieser Filter bewirkt eine Filterung der Daten in vertikaler Richtung (d.h. Zeitrichtung). Es ist möglich, einen Tief- und einen Hochpassfilter zu definieren, um hoch- bzw. tieffrequentes Rauschen (Noise) gleich bei der Erfassung der Daten zu eliminieren. Der Hochpassfilter sollte auf jeden Fall gesetzt werden, um den niederfrequenten Noise (Tilt) zu blockieren, der bei jeder Messung auftritt (GSSI, 1996). Dabei lautet die Empfehlung, für die Grenzfrequenz des Filters ein Viertel der Mittenfrequenz der verwendeten Antenne zu benutzen.

Die elektromagnetische Energie, die über die Empfangsantenne des Radargeräts aufgenommen wird, wird als Spannungssignal an die Empfangselektronik weitergegeben. Somit ist die Messgröße in der SI-Einheit Volt anzugeben. Bei verschiedenen Bodensradargeräten können die Werte auch in dieser Einheit ausgelesen werden. Die Daten aus dem SIR 10A+ sind keine dimensionierten Werte. Bei der Konvertierung der Messdaten in ASCII Werte, die zur weiteren Verarbeitung benötigt werden, erhält man die einzelnen Amplitudenwerte ohne Angabe der Einheit Volt als dimensionslose Größen. Der Umrechnungsfaktor zur Berechnung des Spannungswertes ist leider nicht bekannt.

Aufgrund dieser Tatsache werden die im Folgenden beschriebenen Amplituden der Signale und der berechneten Amplitudenspektren nicht mit einer SI-Einheit angegeben, sondern werden als dimensionlose Zahl aufgeführt.





# Kapitel 6

## Untersuchung von Systemeigenschaften

Bevor die Wiederholungsmessungen im Feld durchgeführt werden, sollen durch die Untersuchungen in diesem Kapitel Erkenntnisse über die vom System unter Laborbedingungen erreichbare Signalstabilität gewonnen werden. Zudem werden Tests zum in der Praxis zu erwartenden Rauschniveau in den Daten gemacht.

### 6.1 Langzeitstabilität einer Radarmessung

Für diese Messung wird die Antenne an einem Ort fest positioniert und während der Messung nicht bewegt. An der Messanordnung und deren Umfeld werden während der Datenaufnahme keine Veränderungen vorgenommen. Ohne eine vorherige Aufwärmphase wird direkt nach dem Einschalten über einen Zeitraum von 65 Minuten alle 30 Sekunden eine Radarspur aufgezeichnet. Die Parameter der Messung sind in Tabelle 6.1 aufgeführt.

<b>Einstellungsoption</b>	<b>Wert</b>
Frequenz	200 MHz
Range	25 ns
Samples/Scan	1024
Scans/Second	2
Digitalisierung	16 Bit
AGC	nicht gesetzt
Vert IIR HighPassFilter	N=1 ; F=40 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=2 ; F=1600 MHz

Tabelle 6.1: Systemeinstellungen des Bodenradargeräts während der Testmessung zur Untersuchung der Langzeitstabilität des von einer 200 MHz Antenne abgestrahlten Radarsignals.

Die Bedeutung der Einstelloptionen wurde in Kapitel 5 erläutert. Zur Festlegung der AGC-Funktion wird zunächst der dort erläuterte Algorithmus angewandt. Die manuelle Korrektur erfolgt durch die Variation diskreter Werte auf der errechneten AGC-Kurve. Diese sind in der Tabelle aufgeführt. Aus den neuen Werten wird vom System durch Interpolation eine neue Verstärkungskurve festgelegt. Die Anzahl der veränderbaren Werte kann vom Benutzer vorgegeben werden. Zwischen ihnen liegen zeitlich identische Intervalle, die vom System auf Grundlage der zeitlichen Länge der Radarspur bestimmt werden. Der im Wertefeld der Filteroptionen auftretende Parameter N ist ein Maß für die Flankensteilheit der Filterfunktionen an der angegebenen Grenzfrequenz F. Je größer N ist, desto steiler fällt die Flanke aus (s. Abb. 6.1), d.h. Frequenzen ober- oder unterhalb der jeweiligen Grenzfrequenz werden stärker unterdrückt.

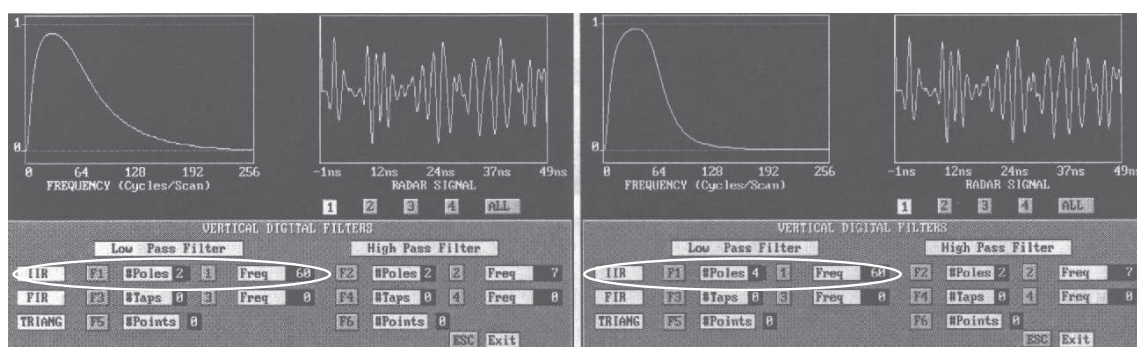


Abbildung 6.1: Darstellung der Auswirkungen des Parameters N (= #Poles) bei Verwendung des vertikalen IIR Filters. Die Flanke der Filterfunktion an der oberen Grenzfrequenz fällt im linken Bild (N=2) deutlich flacher ab als in der rechten Darstellung (N=4) (GSSI, 1996).

### 6.1.1 Amplitudenstabilität

Zunächst wird untersucht, welches Verhalten die Amplituden der Radarspur über die gesamte Messdauer zeigen, um so eine Abschätzung der Amplitudenreproduzierbarkeit zu erhalten.

Abbildung 6.2 zeigt das Verhalten der Mittelwerte der Einzelspuren in Abhängigkeit von der Messdauer. Mit fortschreitender Messzeit zeigt sich eine deutliche Verschiebung zu einem höheren Amplitudenmittel. Insgesamt erfahren die Werte über die gesamte Messdauer eine Erhöhung um ca. 5 dB. Auffällig ist der starke Anstieg innerhalb der ersten 15 Minuten, der danach deutlich flacher verläuft. Die Vermutung, dass hier temperaturbedingte Effekte („Aufwärmphase“) eine Rolle spielen, liegt nahe. Für die Praxis bedeutet das, dass man das Gerät mindestens 15-20 Minuten vor den eigentlichen Messungen in Betrieb nehmen sollte, um eine erhöhte Beeinflussung der Messdaten durch diesen Effekt zu vermeiden. Diese Zeitspanne wird in den meisten Fällen durch die Dauer, die zum Einstellen der Systemparameter benötigt wird, eingehalten.

Für eine Aussage über den Energiegehalt der Radarspur ist das Verhalten des Amplitudenquadrats von Bedeutung. Dieses zeigt im Vergleich zum Amplitudenverlauf ein genau umgekehrtes Verhalten (s. Abb. 6.3), d.h. der Energiegehalt der Spur nimmt mit der Zeit ab. Innerhalb der Messdauer lässt sich eine Drift von ca. 0,07 dB feststellen. Mit der Beobachtung aus Abbildung 6.2 führt dies zu dem Schluss, dass der Mittelwert der Absolutwerte der Amplituden einer Spur mit der Zeit abnimmt, während gleichzeitig die Signalanteile mit einer positiven gegenüber denen mit einer negativer Amplitude an Gewicht zunehmen. Da die für den Anteil der reflektierten Energie verantwortlichen Faktoren während der Messung nicht verändert wurden (die Antenne wurde nicht bewegt), bedeutet dies, dass die Ursache für die Energieabnahme im Erzeugungssystem des Sendepulses selbst liegt. Es besteht die Möglichkeit, dass dieses durch die mit fortlaufender Messdauer abfallende Betriebsspannung des Akkus in seiner Leistung beeinflusst wird. Eine Korrelation des Verlaufs der Versorgungsspannung und des Energiegehalts der Spur sind auch von anderen Systemen wie z.B. dem PulseEKKO IV bekannt (*Jung, 2000*).

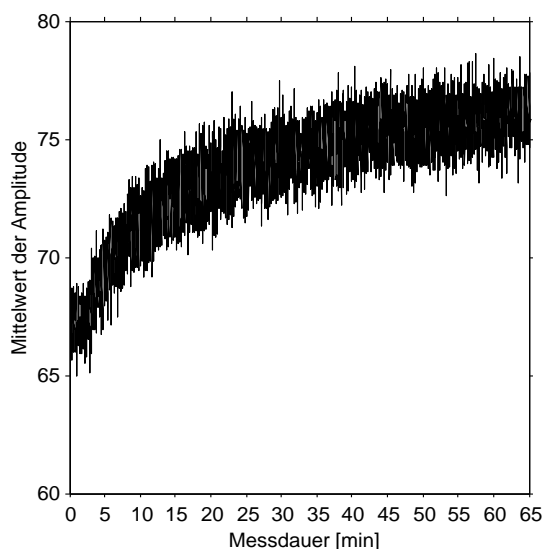


Abbildung 6.2: Zeitlicher Verlauf der Amplitudenmittelwerte der einzelnen Radarspuren bei einer Dauermessung über 65 Minuten.

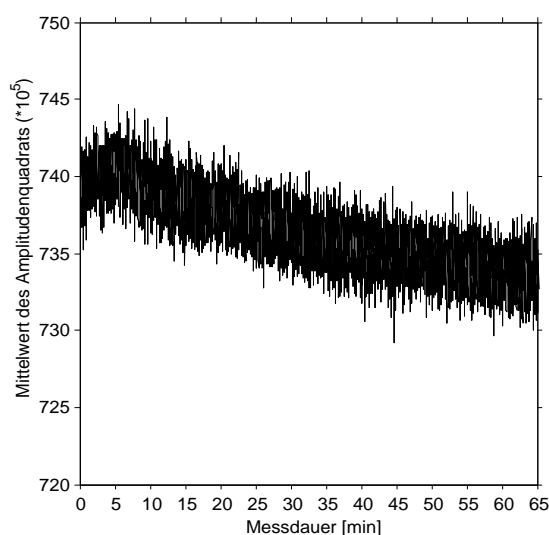


Abbildung 6.3: Zeitlicher Verlauf der Mittelwerte der Amplitudenquadrate der einzelnen Radarspuren bei einer Dauermessung über 65 Minuten.

Das Verhalten der Amplitudendifferenzen entlang der Achse für die Signallaufzeit ist den Abbildungen 6.4 und 6.5 zu entnehmen. Deutlich ist zu erkennen, dass an Stellen, an denen das Signal die größte Flankensteilheit aufweist, auch die Standardabweichungen maximal werden. Dies ist zurückzuführen auf den bei der A/D Wandlung auftretenden Zitterfehler („jitter“). Die Größe dieses Fehlers hängt von den Charakteristika des Wandlers ab und wird dadurch bedingt, dass die Abtastwerte des Signals keine Nadelimpulsfunktionen sind, sondern die Abtastung eine endliche Dauer aufweist. Viele Wandler erfassen nur den Spitzenwert dieses endlichen Intervalls und verursachen so einen „jitter“ (*Stearns, 1994*).

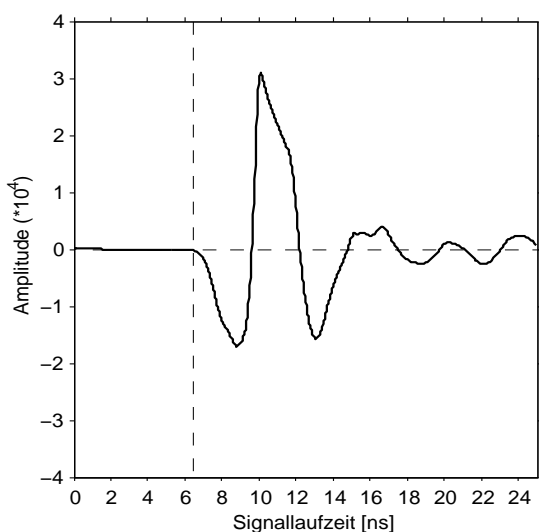


Abbildung 6.4: Gemittelte Radarspur aus 8000 Einzelaufzeichnungen, die über einen Zeitraum von 65 Minuten am selben Ort aufgenommen wurden. Der Nullpunkt des Signals wird durch die vertikale, gestrichelte Linie angezeigt.

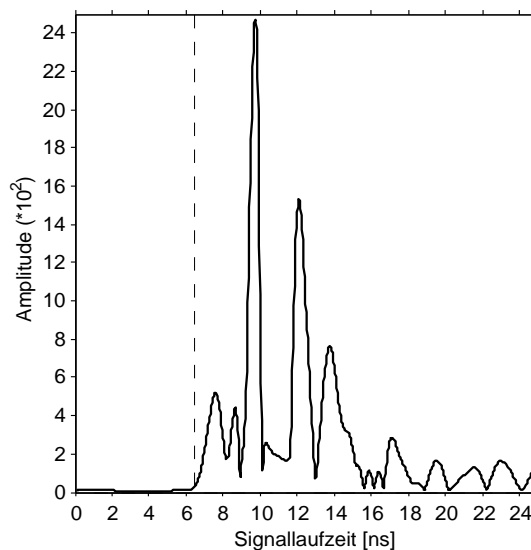


Abbildung 6.5: Standardabweichungen für die gemittelte Spur in Abbildung 6.4.

Um nun zu einem zweckmäßigen Vergleichswert zu kommen, der auf die späteren Wiederholungsmessungen anzuwenden ist, wird auf der Grundlage der Standardabweichung ein relativiertes, maßstabsunabhängiges Streuungsmaß definiert. Der sogenannte Variationskoeffizient  $v$  (Voß, 2000) errechnet sich aus dem Mittelwert  $\bar{x}$  und der Standardabweichung  $s$  nach

$$v = \frac{s}{\bar{x}} * 100[\%] \quad . \quad (6.1)$$

Die Betrachtung dieser Größe lässt den Zitterfehler besonders gut erkennen (s. Abb. 6.6). Im Bereich der Nullstellen des Signals zeigen sich hier deutliche Peaks, so dass insgesamt Werte von -1650 % bis 1300 % beobachtet werden können. Vor dem Nullpunkt des Signals auftretende Abweichungen haben ihren Ursprung in Steuerungssignalen aus der Sende- und Empfangselektronik und werden nicht berücksichtigt. Einen besseren Überblick über die Größenverteilung des Variationskoeffizienten erlaubt die Histogrammdarstellung. Abbildung 6.7 zeigt die deutliche Konzentration der Werte auf den Bereich -20 % bis +20 %, wobei der Mittelwert der Verteilung im negativen Bereich liegt. Für die Berechnung des Mittelwertes und der Standardabweichung wurden nur Werte im Bereich -100 % bis +100 % berücksichtigt, da die starken lokalen Maxima und Minima das Ergebnis verzerren würden. Mit der genannten Einschränkung werden immer noch 97 % der Daten erfasst. Es ergibt sich ein Mittelwert von  $-1 \pm 17$  %.

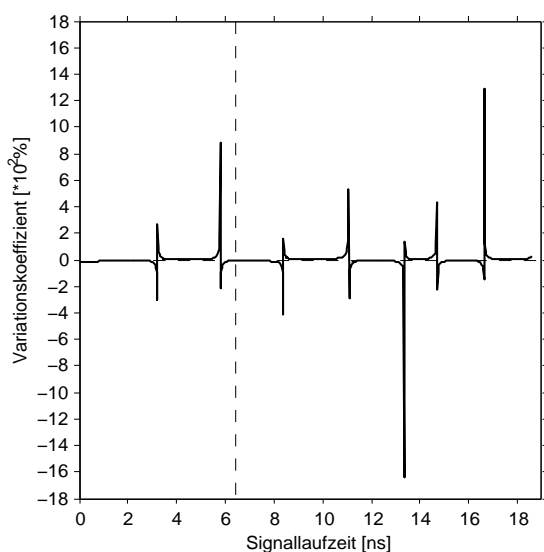


Abbildung 6.6: Verlauf des Variationskoeffizienten für die gemittelte Spur aus Abbildung 6.4.

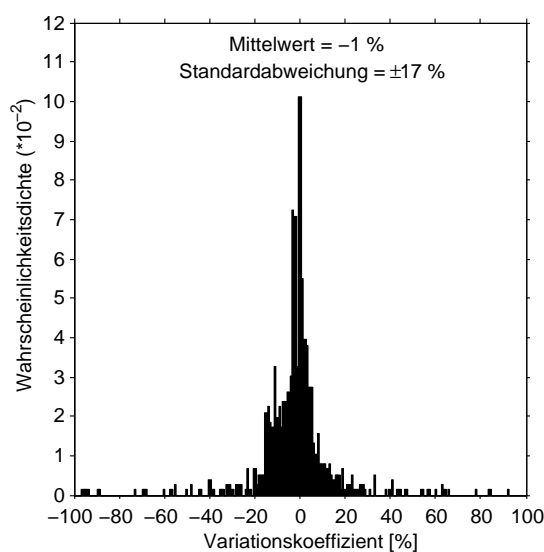


Abbildung 6.7: Größenverteilung des Variationskoeffizienten der gemittelten Spur in Abbildung 6.4 im Bereich -100% bis +100%.

### 6.1.2 Frequenzstabilität

Analog zum Vorgehen bei den Amplituden wird auch das Verhalten des Spektrums im Verlauf der Messung und für die einzelnen Frequenzanteile untersucht. Um mögliche Frequenzverschiebungen im Amplitudenspektrum mit fortschreitender Messdauer zu erfassen, wird für jede Einzelspur die sogenannte Centroid-Frequenz berechnet (*Liu et al.*, 1998). Diese wird definiert als

$$f_c = \frac{\int_0^\infty f S(f) df}{\int_0^\infty S(f) df} \quad (6.2)$$

Die Standardabweichung der Centroid-Frequenz wird definiert durch

$$\sigma_c = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (f - f_c)^2 S(f) df}{\int_0^\infty S(f) df}} \quad (6.3)$$

Für die Berechnung wurden die Integrationsgrenzen in Anlehnung an die Filterparameter aus Tabelle 6.1 gewählt, d.h. die Integration erfolgte von 0 bis 1600 MHz. Die, gemessen an der Mittenfrequenz der 200 MHz Antenne, relativ hohe Centroid-Frequenz (s. Abb. 6.8) erklärt sich dadurch, dass auch die hohen Frequenzanteile, welche im Amplitudenspektrum (s. Abb. 6.9) sichtbar werden, bei der Berechnung miteinbezogen werden. Anteile dieser höheren Frequenzen gehen offensichtlich mit der Zeit verloren, so dass sich die Centroid-Frequenz im zeitlichen Verlauf zu tieferen Frequenzen verlagert. Insgesamt lässt sich eine Verschiebung um 16,1 MHz feststellen.

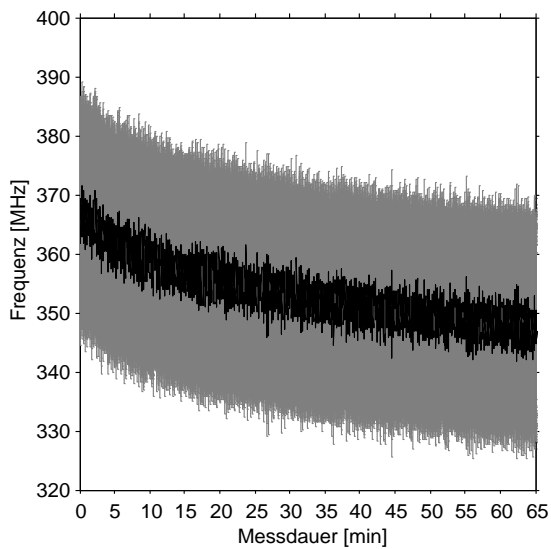


Abbildung 6.8: Zeitlicher Verlauf der Centroid-Frequenz der einzelnen Radarspuren bei einer Dauermessung über 65 Minuten. Der graue Bereich gibt die Größe der Standardabweichungen wider.

Beschränkt man aber den Frequenzgehalt der Spur auf die Bandbreite der Antenne von 100 - 300 MHz, so lässt die erneute Betrachtung der Centroid-Frequenz keine Verschiebungen im Amplitudenspektrum erkennen (s. Abb. 6.10). Eine mögliche Erklärung ist, dass das System nach der anfänglichen Aufwärmphase an Stabilität gewinnt und so hochfrequente Rauschanteile vermindert werden. Auch die Berechnung des Variationskoeffizienten für das gemittelten Amplitudenspektrum bestätigt die gute Stabilität im Frequenzbereich um 200 MHz (s. Abb. 6.11). Sie kommt hier zum Ausdruck durch eine sehr geringe Schwankung des Koeffizienten von  $0,7 \pm 0,6\%$  im Frequenzband 100-300 MHz. Werden Frequenzen von 0 - 700 MHz berücksichtigt, ergibt sich ein Mittelwert für den Variationskoeffizienten von  $1 \pm 1\%$ .

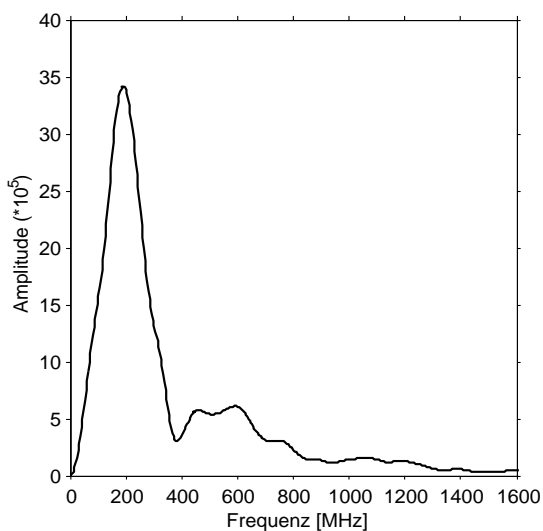


Abbildung 6.9: Gemitteltes Amplitudenspektrum aus 8000 Einzelaufzeichnungen, die über einen Zeitraum von 65 Minuten am selben Ort aufgenommen wurden.

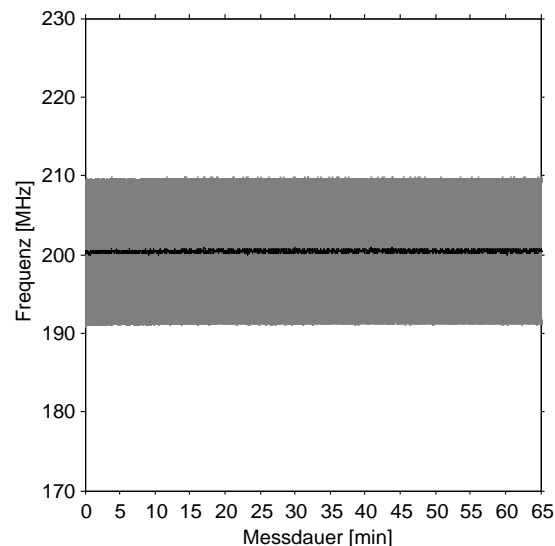


Abbildung 6.10: Zeitlicher Verlauf der Centroid-Frequenz der einzelnen Radarspuren (gefiltert mit einem Bandpass von 100 - 300 MHz) bei einer Dauermessung über 65 Minuten. Der graue Bereich gibt die Größe der Standardabweichungen wider.

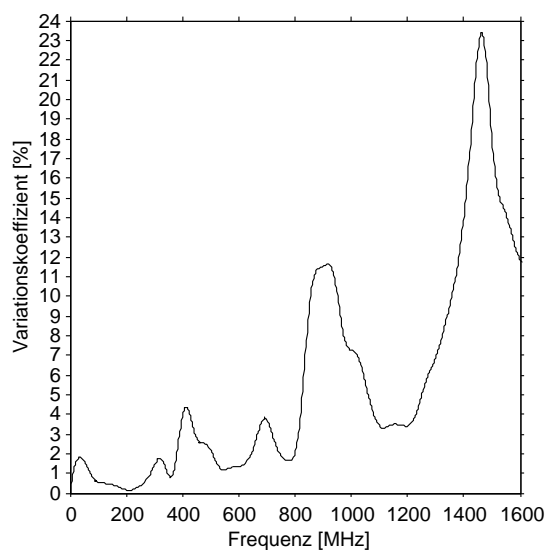


Abbildung 6.11: Verlauf des Variationskoeffizienten für das gemittelte Amplitudenspektrum aus Abbildung 6.9.

## 6.2 Rauscheigenschaften des Systems im Feldeinsatz

Zur besseren Beurteilung der Reproduzierbarkeit ist es notwendig, Anhaltspunkte über den Rauschanteil in den Messdaten zu haben. Bei einem Feldeinsatz setzt sich dieser Anteil im Wesentlichen aus dem elektronischen Rauschen des Systems und den durch die Antenne aus der Umgebung aufgefangenen unerwünschten elektromagnetischen Signalen zusammen. Während der zweite Anteil je nach Lokation variieren kann, wird der übrige Anteil im Wesentlichen durch die Eigenschaften des Empfängers beeinflusst und als konstant angesehen.

Die folgenden Messungen wurden an einem Messplatz innerhalb eines Stadtgebietes auf einer Asphaltfläche aufgenommen und dienen als Referenz für das Rauschniveau. Im näheren Umfeld dieser Lokation befinden sich keine außergewöhnlich starken Quellen elektromagnetischer Felder (z.B. Funktürme, Radaranlagen etc.). Der Einfluss von Störfeldern auf die Messungen wird daher als durchschnittlich angenommen, so dass die Verwendung als Referenzdaten gerechtfertigt ist.

Die Mehrkanalausführung des SIR 10A+ erlaubt es, die Antenne an einem Kanal nur als Empfangsantenne zu betreiben, so dass aufgrund des fehlenden Sendesignals nur das beschriebene Rauschen aufgezeichnet wird. Die unterschiedlichen Bauweisen und Frequenzeigenschaften der benutzten Antennen, insbesondere die unterschiedliche Abschirmung gegen Einflüsse von der Oberfläche, machen es notwendig, die Untersuchungen für alle verfügbaren Antennenmodelle durchzuführen. Zudem sind Unterschiede beim Ankopplungsverhalten an den Untergrund zu bedenken.

### 6.2.1 100 MHz Antenne

Für die Messungen wurden die Einstellungen aus Tabelle 6.2 verwendet. Diese entsprechen den minimalen Anforderungen, d.h. es wurde neben den notwendigen Hochpasseinstellungen zur Unterdrückung des niederfrequenten Rauschens auf weitergehende Filtereinstellungen verzichtet. Insgesamt wurden 2048 Einzelspuren aufgezeichnet.

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	100 MHz
Range	100 ns
Samples/Scan	1024
Scans/Second	40
Digitalisierung	16 Bit
AGC	nicht gesetzt
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=25 MHz
Vert IIR LowPassFilter	nicht gesetzt

Tabelle 6.2: Systemeinstellungen für die Tests zu den Rauscheigenschaften im Feldeinsatz der 100 MHz Antenne.

Um den Einfluss von Driftprozessen während einer Aufwärmphase auszuschließen, wurde die Messung erst nach einer ausreichend langen Betriebsphase des Geräts begonnen. Abbildung 6.12 zeigt die Rauschamplituden einer einzelnen Spur, der das Ergebnis einer aus 2048 Einzelspuren durch Stapeln ermittelten Spur in Abbildung 6.13 gegenübersteht. Die Histogramme in Abbildung 6.14 und 6.15 verdeutlichen die

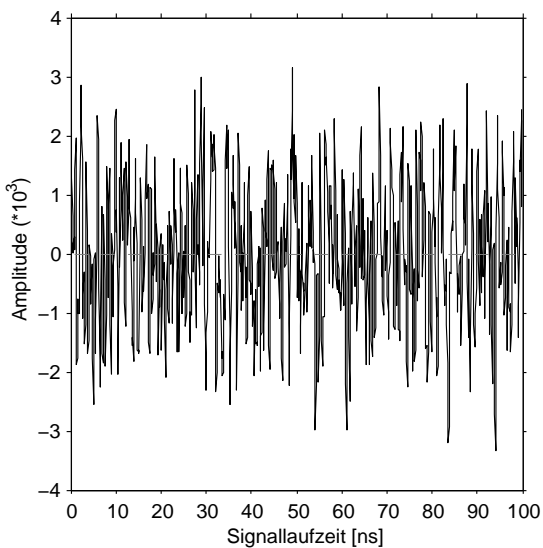


Abbildung 6.12: Messung zum Rauschverhalten der 100 MHz Antenne im Feldeinsatz (Einzelspur).

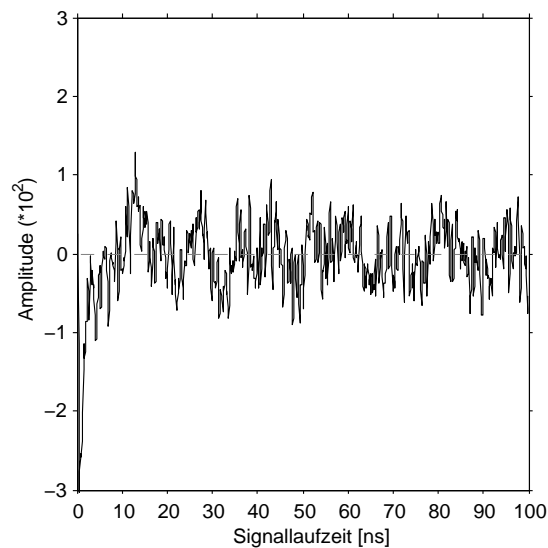


Abbildung 6.13: Messung zum Rauschverhalten der 100 MHz Antenne im Feldeinsatz (gestapelte Spur).



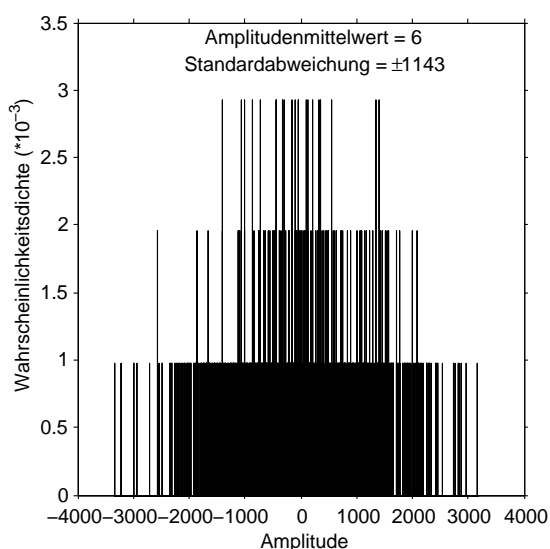


Abbildung 6.14: Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.12.

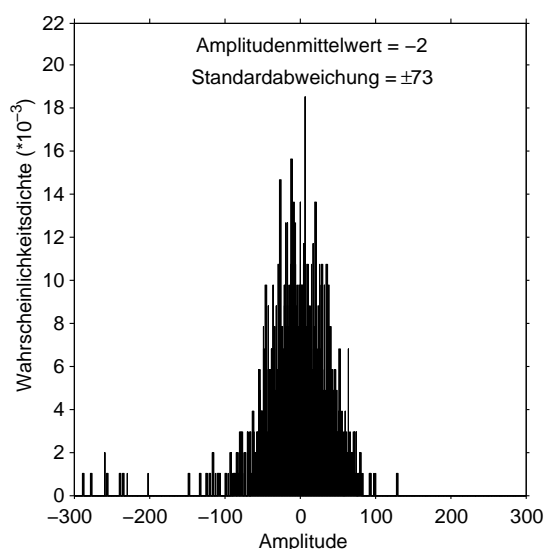


Abbildung 6.15: Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.13.

Verteilung der Amplitudenwerte. Während sich für die Einzelspur eine Standardabweichung von  $\pm 1143$  Einheiten ergibt, erhält man für die gestapelten Daten  $\pm 73$  Einheiten. Bei der eingestellten 16-Bit Auflösung führt dies daher zu einer effektiven Auflösung von  $\pm 32768 (= 2^{16}) / \pm 1143 \approx 29$ , die sich durch das Stapeln der Spuren auf  $\pm 32768 / \pm 73 \approx 449$  verbessern lässt. Somit werden nur  $\approx 4,8$  Bit bzw.  $\approx 8,8$  Bit erreicht. Der Rauschpegel konnte durch die Stapelung um einen Faktor  $1143/73 \approx 16$  gesenkt werden. Würde es sich bei diesem Rauschen um einen rein statistischen Prozess handeln, wie er z.B. beim sogenannten „weißen Rauschen“ zugrunde liegt, hätte sich der Rauschpegel im Falle der Stapelung von  $n$  Spuren um den Faktor  $\frac{1}{\sqrt{n}}$  verbessert (Telford, 1990). Das Ergebnis hätte dann  $\frac{1}{\sqrt{n}} \approx 45$  lauten müssen. Als statistisch kann aber nur der Anteil des elektronischen Rauschens betrachtet werden.

Der Einfluss der Frequenzeigenschaften der angeschlossenen Antenne lässt sich gut an den Leistungsspektren verdeutlichen, die die Verteilung der Leistung über alle Frequenzen für eine Einzelspur (s. Abb. 6.16) und die gestapelte Spur (s. Abb. 6.17) zeigen. Es ist deutlich erkennbar, wie durch die Stapelung die Anteile außerhalb der Frequenzbandbreite der Antenne in den Hintergrund treten. Im Fall der betrachteten Einzelspur sind hier noch starke Peaks erkennbar. Nach der Stapelung treten dagegen die Maximalspitzen unterhalb von 150 MHz deutlich hervor.

Da kein Sendesignal vorliegt, ist die Ursache für die Peaks im Leistungsspektrum vor allem in elektromagnetischen Feldern aus der Umwelt zu suchen (s. Tab. 6.3). Wie die Antenne auf diese Felder reagiert, hängt dann von ihren Frequenzeigenschaften und der Abschirmung ab.

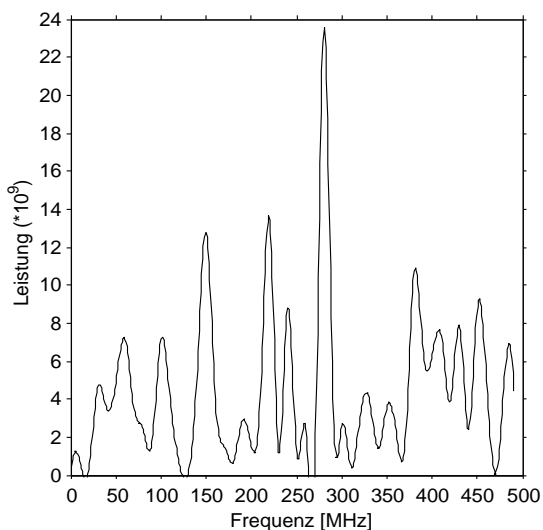


Abbildung 6.16: Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.12.

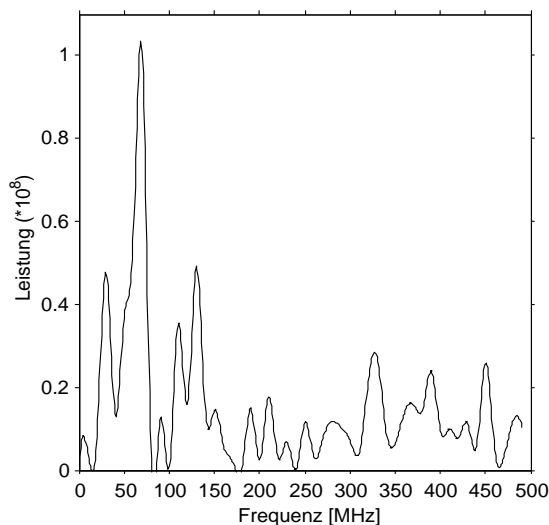


Abbildung 6.17: Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.13.

Anlage	Frequenz [MHz]	Sendeleistung [Watt]
Rundfunksender (Kurzwelle)	3,95 bis 30	bis 100000
Rundfunksender (UKW)	87,5 bis 108	bis 100000
Fernsehsender (VHF I)	47 bis 68	bis 500000
Fernsehsender (VHF III)	174 bis 230	bis 500000
Fernsehsender (UHF)	470 bis 790	bis 500000
Mobilfunk-Basisstation (D-Netz)	890 bis 960	10 bis 20 (je Kanal)
Mobilfunk-Basisstation (E-Netz)	1710 bis 1880	10 bis 20 (je Kanal)
UMTS-Basisstationen	1920 bis 2170	10 bis 20 (je Kanal)
BOS-Funk (z.B. Polizei, Feuerwehr)	ausgewählte Frequenzbereiche zwischen 108 und 470	<12

Tabelle 6.3: Funksendeanlage mit Frequenzbereichen und Sendeleistung (aus *LfU Baden-Württemberg*, 2002).

## 6.2.2 200 MHz Antenne

Für die Untersuchungen zum Rauschverhalten bei Verwendung der 200 MHz Antenne wurde bei den Geräteeinstellungen lediglich der Hochpassfilter dem veränderten Frequenzbereich der Antenne angepasst (s. Tab. 6.4). Es wurden wiederum 2048 Spuren aufgezeichnet.

Es zeigen sich im Vergleich zur vorhergehenden Messung mit 100 MHz deutlich bessere Ergebnisse. Die aufgezeichneten Spuren (s. Abb. 6.18 und 6.19) lassen bereits

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	200 MHz
Range	100 ns
Samples/Scan	1024
Scans/Second	40
Digitalisierung	16 Bit
AGC	nicht gesetzt
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=50 MHz
Vert IIR LowPassFilter	nicht gesetzt

Tabelle 6.4: Systemeinstellungen für die Tests zu den Rauscheigenschaften im Feldeinsatz der 200 MHz Antenne.

auf den ersten Blick ein geringeres Rauschniveau erkennen.

Aus den Verteilungen der Amplitudenwerte (s. Abb. 6.20 und 6.21) erhält man für die Einzelspur eine Standardabweichung von  $\pm 73$  Einheiten, so dass man eine effektive Auflösung von 449 Einheiten erhält. Durch die Stapelung der Spuren erreicht man eine Verbesserung um den Faktor 22 auf 10052 Einheiten. Es werden somit Auflösungen von  $\approx 8,8$  Bit bzw.  $\approx 13,3$  Bit erreicht.

Bei der Verteilung der einzelnen Peaks in den Leistungsspektren zeigen sich Abweichungen im Vergleich zu den Beobachtungen der vorherigen Untersuchung mit der 100 MHz Antenne (s. Abb. 6.22 und 6.23). Sowohl in dem Leistungsspektrum aus Abbildung 6.23 als auch in dem in Abbildung 6.17 ist ein Peak bei einer Frequenz von 130 MHz zu erkennen. Dieser liegt für beide Antennen im Bereich ihrer Bandbreite, zeigt sich aber bei dem 200 MHz Modell deutlich schwächer. Dies ist ein Indiz

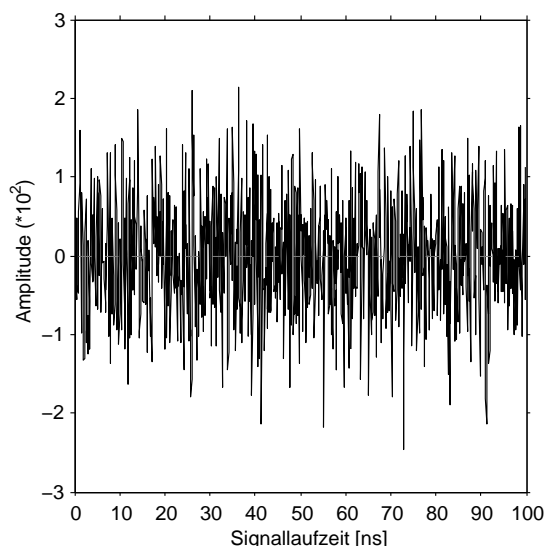


Abbildung 6.18: Messung zum Rauschverhalten der 200 MHz Antenne im Feldeinsatz (Einzelspur).

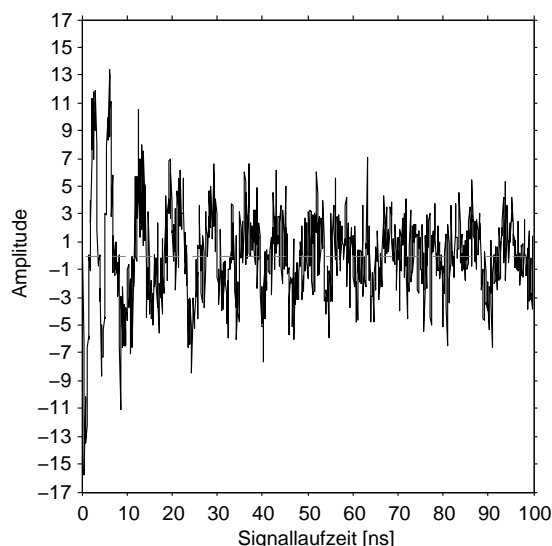


Abbildung 6.19: Messung zum Rauschverhalten der 200 MHz Antenne im Feldeinsatz (gestapelte Spur).

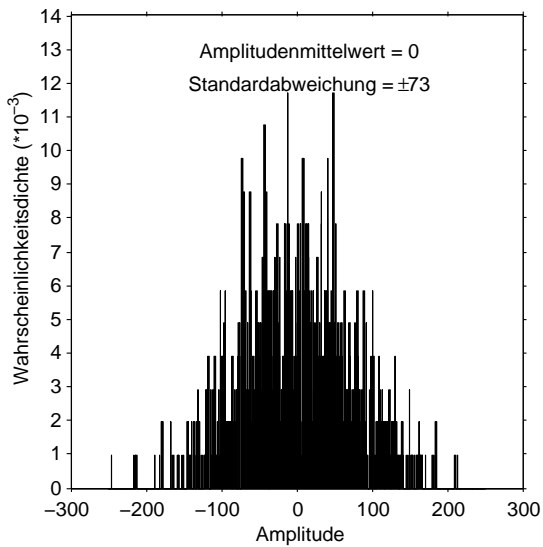


Abbildung 6.20: Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.18.

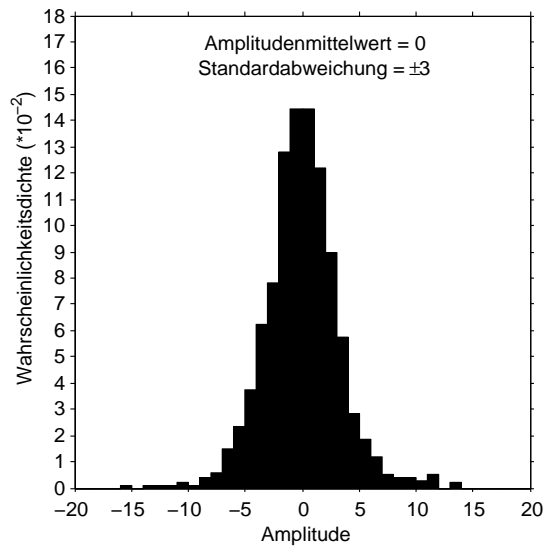


Abbildung 6.21: Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.19.

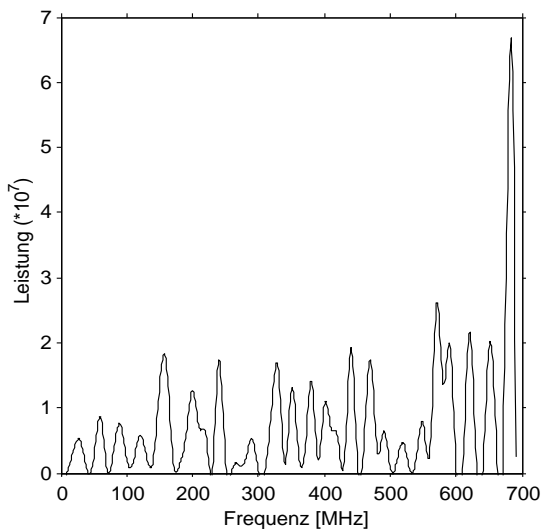


Abbildung 6.22: Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.18.

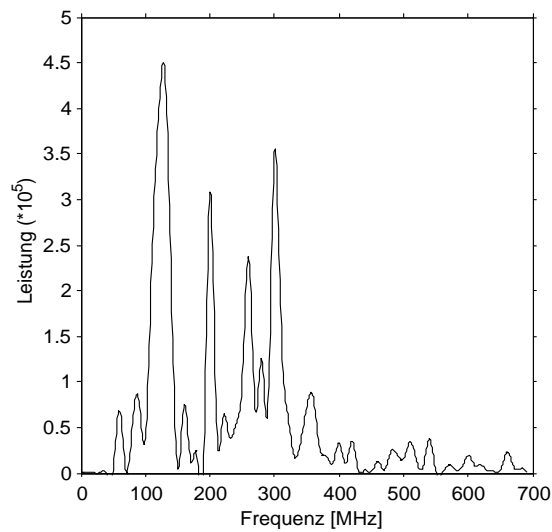


Abbildung 6.23: Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.19.

dafür, dass diese Antenne eine wirkungsvollere Abschirmung gegen äußere Einflüsse besitzt.

Insgesamt lässt sich festhalten, dass das Rauschniveau deutlich geringer ausfällt und weit unter dem der vorherigen Untersuchung liegt.

### 6.2.3 400 MHz Antenne

Abschließend werden die vorangegangenen Messungen mit einer 400 MHz Antenne und den Einstellungen in Tabelle 6.5 wiederholt.

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	400 MHz
Range	100 ns
Samples/Scan	1024
Scans/Second	40
Digitalisierung	16 Bit
AGC	nicht gesetzt
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=100 MHz
Vert IIR LowPassFilter	nicht gesetzt

Tabelle 6.5: Systemeinstellungen für die Tests zu den Rauscheigenschaften im Feldeinsatz der 400 MHz Antenne.

Im Vergleich zur 100 MHz bzw. 200 MHz Messung erkennt man eine weitere Verbesserung im Rauschverhalten, d.h. geringere Rauschamplituden und eine Verminderung der Standardabweichungen (s. Abb. 6.24 - 6.27). Mit einer Standardabweichung von  $\pm 22$  Amplitudeneinheiten wird eine effektive Auflösung von 1489 Einheiten erreicht, die sich nach dem Stapeln der Spuren auf 16384 erhöht. Diese Werte führen zu Auflösungen von  $\approx 10,5$  Bit bzw. 14 Bit.

Die Ergebnisverbesserung zeigt sich auch in dem aus den Leistungsspektren (s. Abb. 6.28 und 6.28) ablesbaren geringeren Rauschniveau.

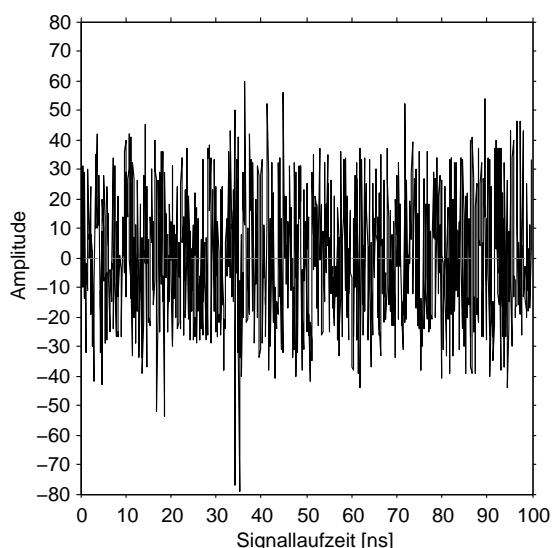


Abbildung 6.24: Messung zum Rauschverhalten der 400 MHz Antenne im Feldeinsatz (Einzelspur).

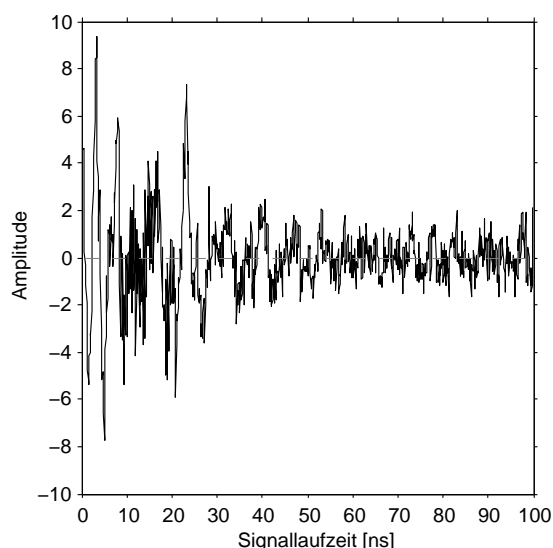


Abbildung 6.25: Messung zum Rauschverhalten der 400 MHz Antenne im Feldeinsatz (gestapelte Spur).

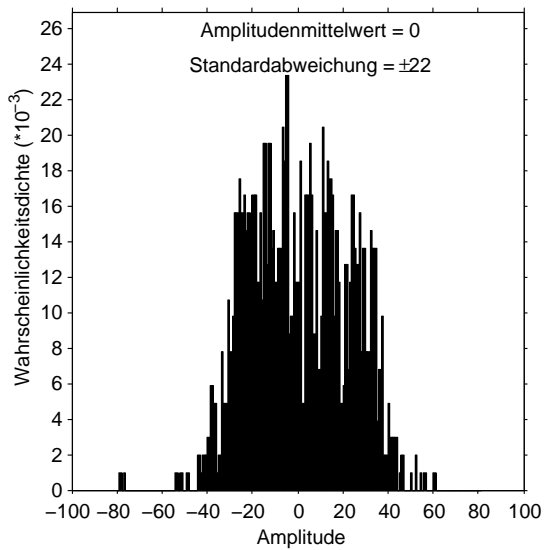


Abbildung 6.26: Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.24.

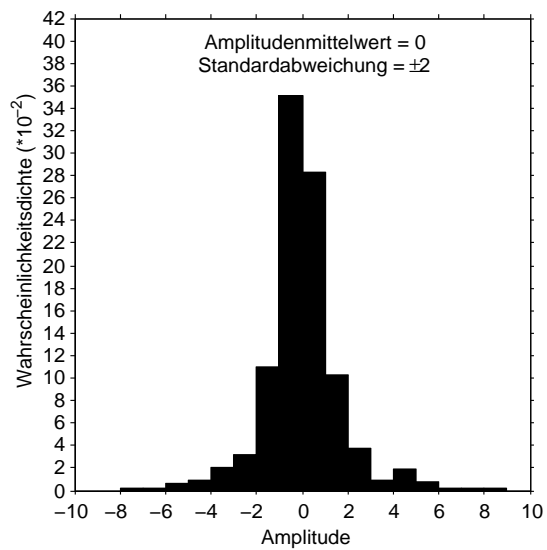


Abbildung 6.27: Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.25.

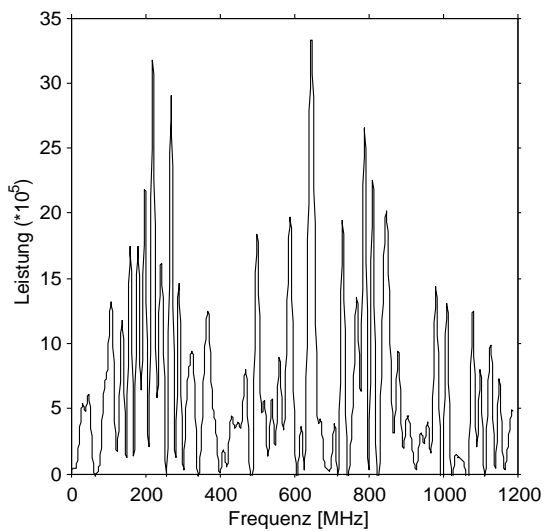


Abbildung 6.28: Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.24.

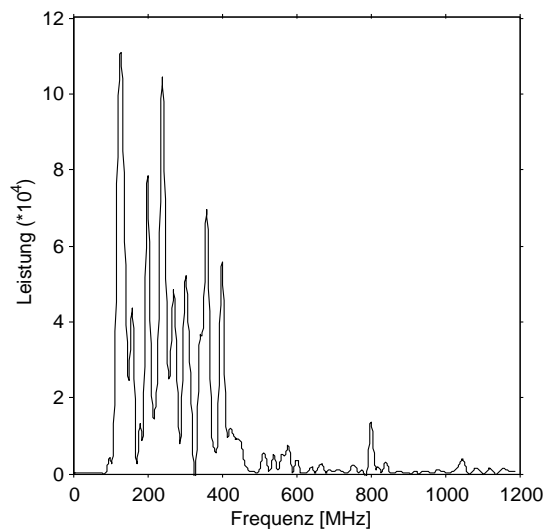


Abbildung 6.29: Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.25.

## 6.3 Stabilität der abgestrahlten Wellenform

Abschließend wird die von den Sendeantennen abgestrahlte Wellenform untersucht, die zu den entscheidenden Merkmalen eines Bodenradarsystems zählt und eine möglichst gute Konstanz zeigen sollte.

Aufgrund der Bauweise der Antennen ist es möglich, die abgestrahlte Wellenform aufzuzeichnen, indem die Antennen himmelwärts gerichtet werden. Die Position wird dabei so gewählt, dass störende Reflexionen von Objekten auf der Oberfläche möglichst ausgeschlossen werden können. Daher wird auch nur ein angemessen kurzes Zeitfenster von 50 ns für die Aufzeichnung eingestellt. Zu beachten ist, dass die kapazitive Ankopplung an den Boden fehlt, die ihrerseits Auswirkungen auf das Sendesignal hat, wie in Kapitel 4.2.2 dargelegt wurde. Eine Messung mit der Antenne auf dem Boden kommt für das angestrebte Ziel nicht in Frage, da die Reflexionen aus dem Untergrund eine Interpretation des abgestrahlten Signals unmöglich machen würden.

### 6.3.1 100 MHz Antenne

Insgesamt wurden 4096 Spuren aufgezeichnet, aus denen das gemittelte Ergebnis und die zugehörige Standardabweichung der einzelnen Samples errechnet wurden.

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	100 MHz
Range	50 ns
Samples/Scan	1024
Scans/Second	20
Digitalisierung	16 Bit
AGC	nicht gesetzt
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=40 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=2 ; F=240 MHz

Tabelle 6.6: Systemeinstellungen für die Untersuchungen zur Stabilität der abgestrahlten Wellenform der 100 MHz Antenne.

Die Radarspur in Abbildung 6.30 zeigt die abgestrahlte Wellenform. Diese ist beiderseitig durch die vertikalen Linien gekennzeichnet. Daneben sind auch noch deutliche Amplituden zu späteren Zeiten zu erkennen. Ein Abklingverhalten, d.h. eine exponentiell abnehmende Amplitude, wie man es von sogenannten Nachschwingern erwarten würde, lässt sich aber nicht beobachten. Ein Erklärungsansatz könnte eine schlechte Bedämpfung der Antenne sein, so dass die Reflexionen des Sendepulses an den Enden der Antenne nicht ausreichend unterdrückt werden. Dies führt dann, wie in Kapitel 4.2.2 dargelegt wurde, in der Praxis zum sogenannten „Antennenklingeln“. Im Rahmen verschiedener Feldmessungen konnte der Autor dieses Phänomen bei dieser Antenne relativ häufig beobachten. Als Auswirkung der hohen Anzahl gestapelter Spuren lassen sich Amplitudenabweichungen beobachten, die im Vergleich

zu den Ergebnissen der Rauschmessungen geringer ausfallen. Eine Erklärung kann der hier zusätzlich verwendete Tiefpassfilter liefern, der bestimmte Rauschfrequenzen unterdrückt. Andererseits liegt ein weiterer wesentlicher Unterschied zwischen beiden Messungen in der Ausrichtung der Antennen, die im Fall der Untersuchungen zum Rauschverhalten auf dem Boden stand, der damit über die kapazitive Ankopplung ebenfalls einen Einfluss auf das System hatte. Überraschend im Verlauf der Standardabweichung (s. Abb. 6.31) sind die sehr hohen Werte vor Beginn des Sendepulses. An dieser Stelle sind lediglich Steuersignale aus der Elektronik des Systems zu erwarten, die sich dann unter Umständen durch zeitlich begrenzte Spitzen in der Standardabweichung bemerkbar machen können. Der anhaltend hohe Wert lässt sich nicht erklären.

Dieses anomale Verhalten könnte allerdings der Hinweis auf eine Störung sein, die auch die übrige Radarspur beeinträchtigt. Insgesamt lässt sich die Amplitudenstabilität als gut bewerten, wie die Verteilung des Variationskoeffizienten für das abgestrahlte Signal zeigt (s. Abb. 6.32).

Für den gekennzeichneten Bereich des abgestrahlten Signals in Abbildung 6.30 wurde zur Untersuchung des Frequenzverhaltens das Amplitudenspektrum berechnet (s. Abb. 6.33). Die Mittenfrequenz im Spektrum liegt unerwartet hoch bei 146 MHz. Die  $-3\text{dB}$ -Punkte liegen bei circa 66 MHz bzw. 226 MHz. Daraus ergibt sich eine Bandbreite von 160 MHz. Für gewöhnlich wird, wie bereits angemerkt, bei Bodenradarantennen eine Bandbreite angegeben, die in der Größe der Mittenfrequenz liegt. Der bestimmte Wert liegt somit sowohl für die ermittelte als auch die erwartete Mittenfrequenz von 100 MHz zu hoch.

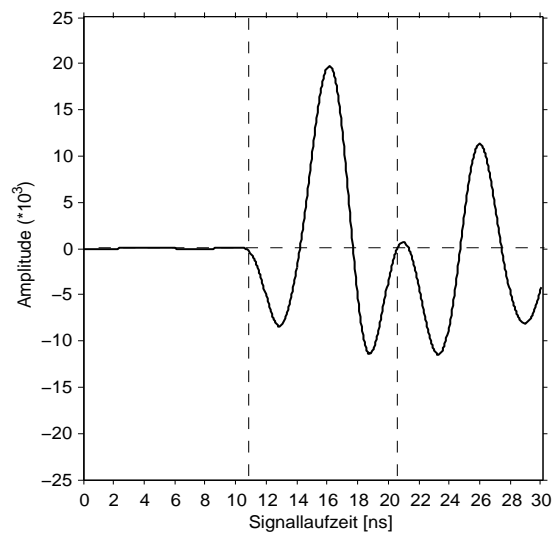


Abbildung 6.30: Aufgezeichnete Radarspur einer himmelwärts gerichteten 100 MHz Antenne. Die Spur wurde gemittelt aus 4096 Einzelspuren. Der als Bereich der abgestrahlten Wellenform identifizierte Bereich ist beiderseitig durch die vertikal gestrichelten Linien gekennzeichnet.

Abschließend wird die Konstanz des Amplitudenspektrums durch Vergleich der Einzelspektren der 4096 Spuren betrachtet. Die berechneten Variationskoeffizienten weisen im Frequenzbereich bis circa 300 MHz recht niedrige Werte ( $< 2\%$ ) auf und zeigen so nur geringe Schwankungen in diesen Anteilen an. Danach findet ein Anstieg zu deutlich höheren Werten statt (s. Abb. 6.34). Die bessere Konstanz bei den niederen Frequenzen ist zum einen darauf zurückzuführen, dass hier der Frequenzbereich des Nutzsignals liegt und demzufolge ein günstigeres Signal/Noise Verhältnis vorliegt. Zum anderen ist der Einfluss des Tiefpassfilters mit zu berücksichtigen. Dieser



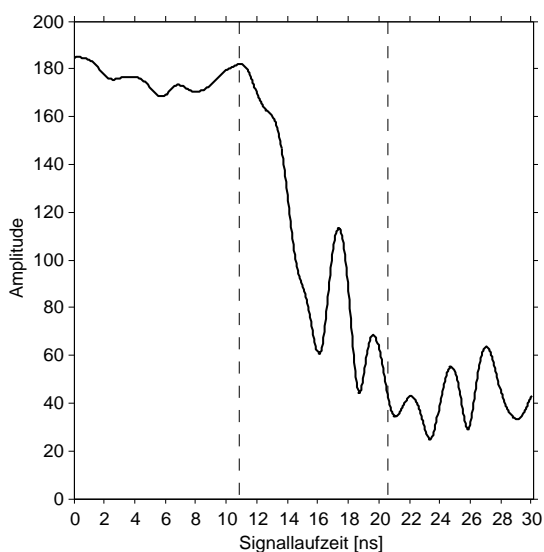


Abbildung 6.31: Größe der Standardabweichung in den Amplitudenwerten für die Radarspur in Abbildung 6.30.

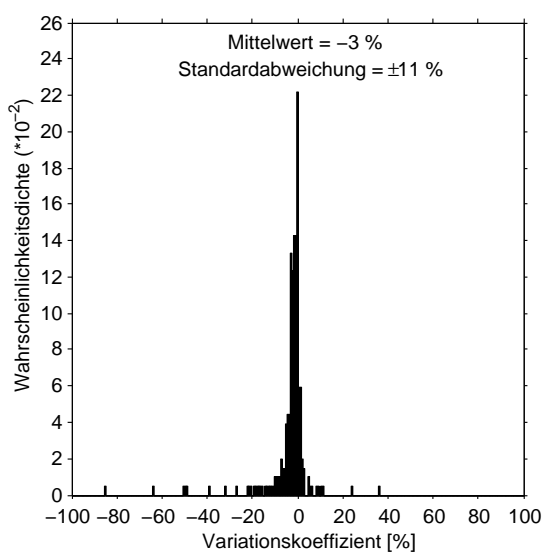


Abbildung 6.32: Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung des Variationskoeffizienten für die Untersuchung der abgestrahlten Wellenform der 100 MHz Antenne. Grundlage der Berechnung sind die Werte im Bereich zwischen den vertikalen gestrichelten Linien aus den Abbildungen 6.30 und 6.31.

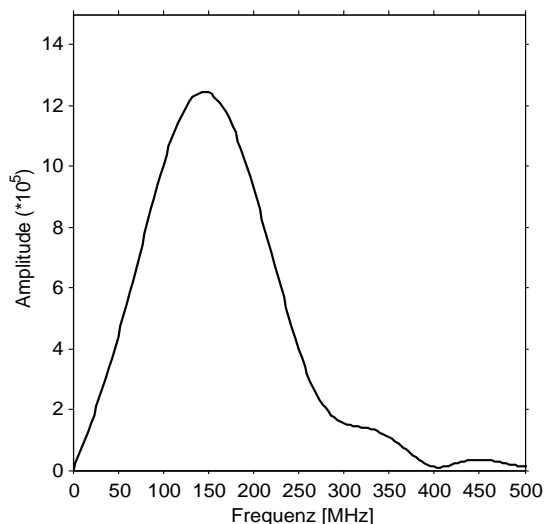


Abbildung 6.33: Amplitudenspektrum für den Bereich der abgestrahlten Wellenform in der Radarspur in Abbildung 6.30.

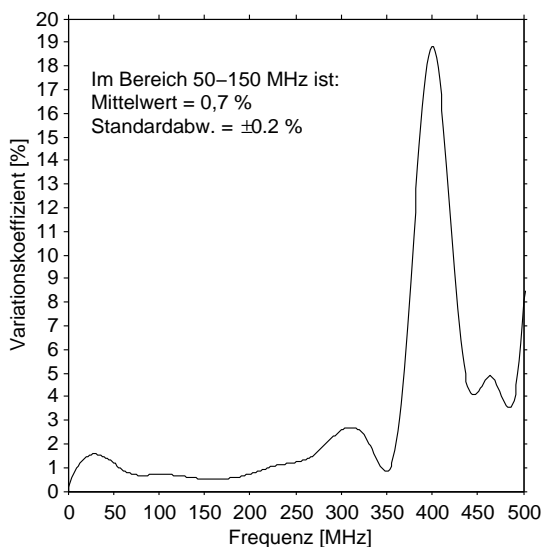


Abbildung 6.34: Verlauf des Variationskoeffizienten für die einzelnen Frequenzanteile im Amplitudenspektrum in Abbildung 6.33.

schwächt Signale aus dem Bereich oberhalb seiner Grenzfrequenz. Dass die Anteile im Amplitudenspektrum dort trotzdem nicht verschwinden, ist im wesentlichen auf Rauschprozesse zurückzuführen, die aufgrund ihrer Natur folglich eine entsprechend schlechte Konstanz aufweisen.

### 6.3.2 200 MHz Antenne

Abbildung 6.35 zeigt die von der 200 MHz abgestrahlte Wellenform, die sich aufgrund der höheren Frequenz erwartungsgemäß zeitlich kürzer darstellt als das 100 MHz Signal. Bei der Datenaufnahme waren die Einstellungen aus Tabelle 6.7 gesetzt.

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	200 MHz
Range	50 ns
Samples/Scan	1024
Scans/Second	20
Digitalisierung	16 Bit
AGC	nicht gesetzt
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=60 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=2 ; F=400 MHz

Tabelle 6.7: Systemeinstellungen für die Untersuchungen zur Stabilität der abgestrahlten Wellenform der 200 MHz Antenne.

Es lässt sich wiederum die unregelmässige Wellenform im Anschluss an das Signal beobachten, die nicht die typischen Charakteristika eines Nachschwingphänomens aufweist. Es kann nicht ausgeschlossen werden, dass dies ein Hinweis auf Interferenzen im System oder unerwünschte Reflexionen ist, die das Ergebnis dieser Messung beeinflussen. Im Vergleich zum abgestrahlten Puls fallen die Amplituden im höheren Zeitbereich allerdings deutlich geringer aus.

Bei der Betrachtung der Konstanz der Amplitudenwerte lässt sich feststellen, dass insbesondere der Bereich vor Beginn des eigentlichen Signals im Vergleich zur 100 MHz Antenne deutlich ungestörter ist (s. Abb. 6.36). Die relative Betrachtung von Standardabweichung und Mittelwert der Amplituden der abgestrahlten Wellenform mittels des Variationskoeffizienten weist Schwankungen von  $-2 \pm 9 \%$  auf (s. Abb. 6.37).

Die anhand des Amplitudenspektrums (s. Abb. 6.38) festgestellte Mittenfrequenz von 216 MHz entspricht annähernd dem theoretischen Wert von 200 MHz. Die in derselben Größe erwartete Bandbreite liegt mit 250 MHz aber schon deutlich darüber. Bei der Überprüfung der Konstanz der einzelnen Frequenzanteile ergibt sich ein Bild, das zunächst eine geringe Variation in den niedrigen Frequenzen bis ca. 410 MHz zeigt (Variationskoeffizient  $< 1\%$ ) und danach einen starken Anstieg aufweist (s. Abb. 6.39). Eine Beschreibung hierfür liefern die bereits für die 100 MHz Antenne

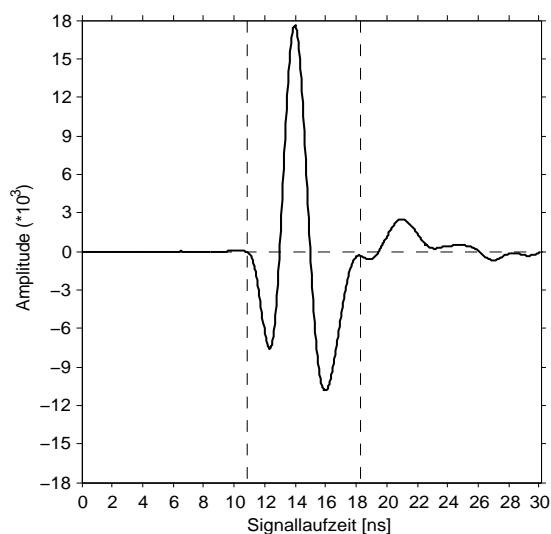


Abbildung 6.35: Aufgezeichnete Radarspur einer himmelwärts gerichteten 200 MHz Antenne. Die Spur wurde aus 4096 Einzelspuren gemittelt. Der als Bereich der abgestrahlten Wellenform identifizierte Bereich ist beiderseitig durch die vertikal gestrichelten Linien gekennzeichnet.

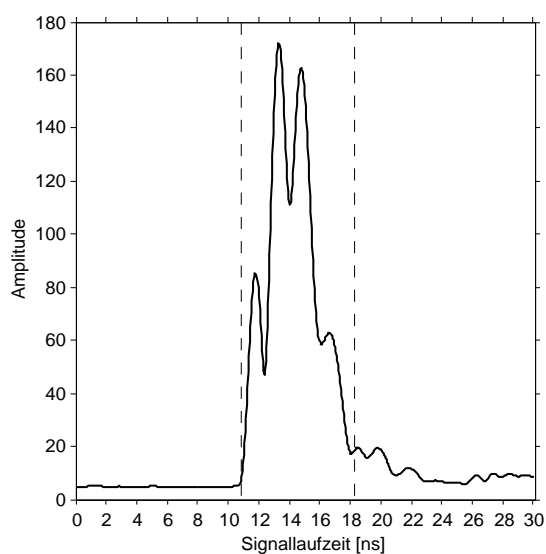


Abbildung 6.36: Größe der Standardabweichung in den Amplitudenwerten für die Radarspur in Abbildung 6.35.

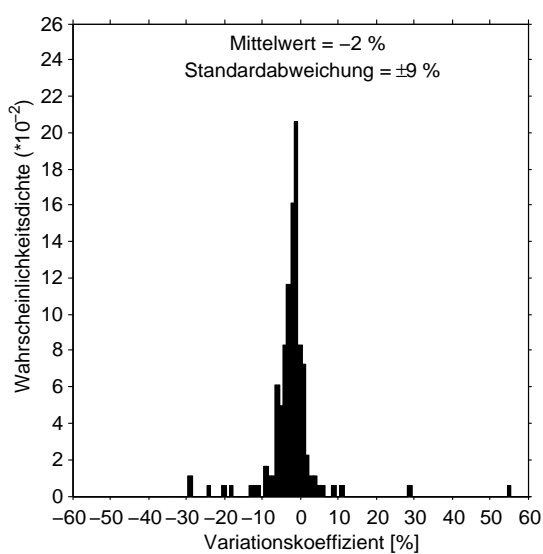


Abbildung 6.37: Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung des Variationskoeffizienten für die Untersuchung der abgestrahlten Wellenform der 100 MHz Antenne. Grundlage der Berechnung sind die Amplitudenmittelwerte und Standardabweichungen im Bereich zwischen den vertikalen gestrichelten Linien aus den Abbildungen 6.35 und 6.36.

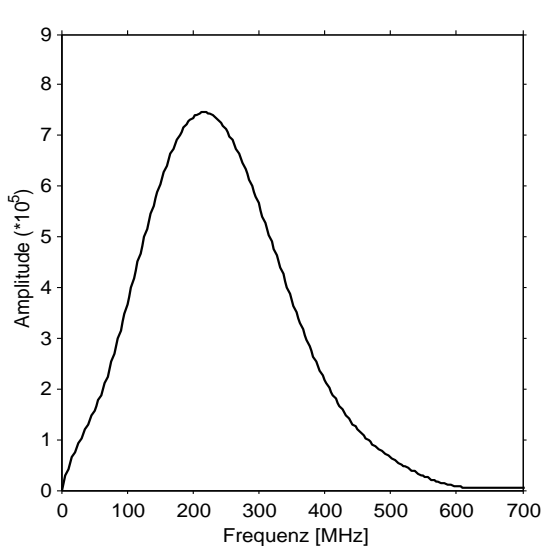


Abbildung 6.38: Amplitudenspektrum für den Bereich der abgestrahlten Wellenform in der Radarspur in Abbildung 6.35.

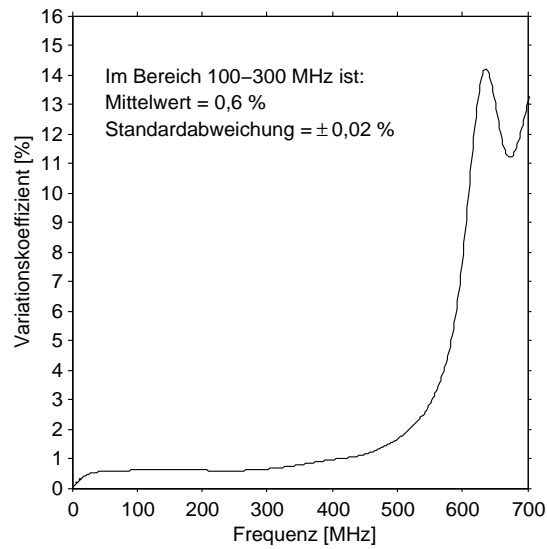


Abbildung 6.39: Verlauf des Variationskoeffizienten für die einzelnen Frequenzanteile im Amplitudenspektrum in Abbildung 6.38.

gemachten Aussagen. Bemerkenswert ist der innerhalb der theoretischen Bandbreite sehr konstante Wert des Variationskoeffizienten, der die sehr gute Frequenzstabilität der Antenne verdeutlicht.

### 6.3.3 400 MHz Antenne

Abschließend wurde die Untersuchung der abgestrahlten Wellenform noch für die 400 MHz Antenne durchgeführt (s. Abb. 6.40). Diese zeigt ein sehr deutliches Signal mit sich anschließenden kleinen Nachschwingern. Darauf folgen keine signifikanten Amplituden mehr. Aus dieser Sicht gelingt hier die „sauberste“ Abstrahlung des Sendepulses.

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	400 MHz
Range	50 ns
Samples/Scan	1024
Scans/Second	20
Digitalisierung	16 Bit
AGC	nicht gesetzt
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=100 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=2 ; F=1000 MHz

Tabelle 6.8: Systemeinstellungen für die Untersuchungen zur Stabilität der abgestrahlten Wellenform der 400 MHz Antenne.

Im Vergleich mit den Ergebnissen der anderen Antennen lassen sich allerdings die höchsten Standardabweichungen der Amplituden erkennen (s. Abb. 6.41). Zwar fallen auch die höheren Amplitudenwerte der Wellenform auf, doch weist auch die Verteilung des Variationskoeffizienten auf eine vergleichsweise schlechtere Konstanz hin (s. Abb. 6.42).

Bei der Betrachtung des Amplitudenspektrums (s. Abb. 6.43) ergibt sich mit 386 MHz abweichend zu den vorherigen Feststellungen eine geringere Mittenfrequenz, als die Herstellerangaben über die Antenne erwarten lassen. Die Bandbreite fällt mit 493 MHz wiederum zu hoch aus. Die Betrachtung des für das Spektrum berechneten Variationskoeffizienten ergibt das bekannte Bild. Bis 700 MHz bleibt der Wert unterhalb von 2,5 %, um danach stark anzusteigen (s. Abb. 6.44). Im Gegensatz zu den Abbildungen 6.34 und 6.39 fällt der Beginn dieses Werteanstiegs nicht unmittelbar in die Nähe der Grenzfrequenz des Tiefpassfilters. Dieses Verhalten wird also nicht ausschließlich durch den Filter gesteuert.

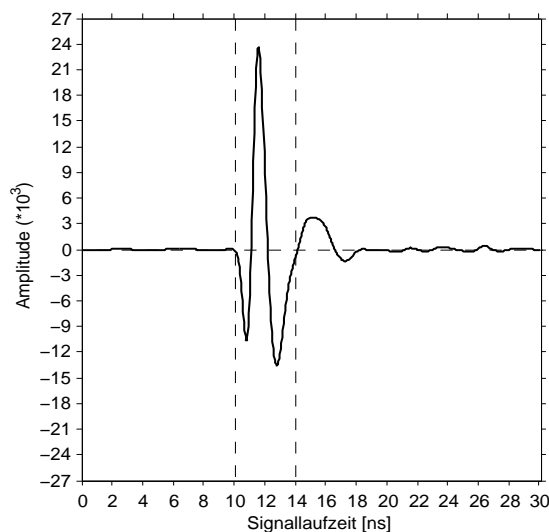


Abbildung 6.40: Aufgezeichnete Radarspur einer himmelwärts gerichteten 400 MHz Antenne. Die Spur wurde aus 4096 Einzelspuren gemittelt. Der als Bereich der abgestrahlten Wellenform identifizierte Bereich ist beiderseitig durch die vertikal gestrichelten Linien gekennzeichnet.

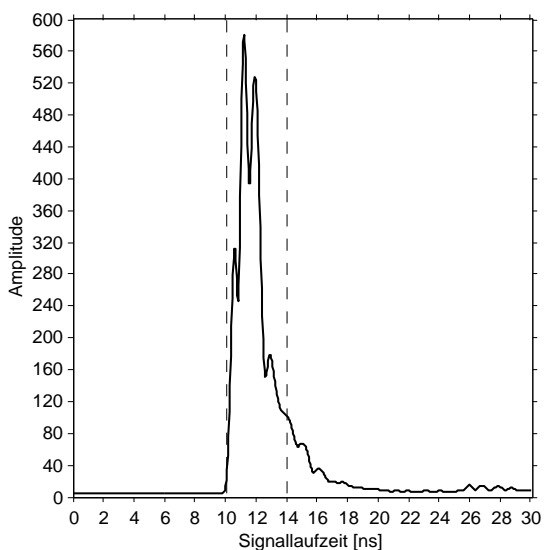


Abbildung 6.41: Größe der Standardabweichung in den Amplitudenwerten für die Radarspur in Abbildung 6.40.

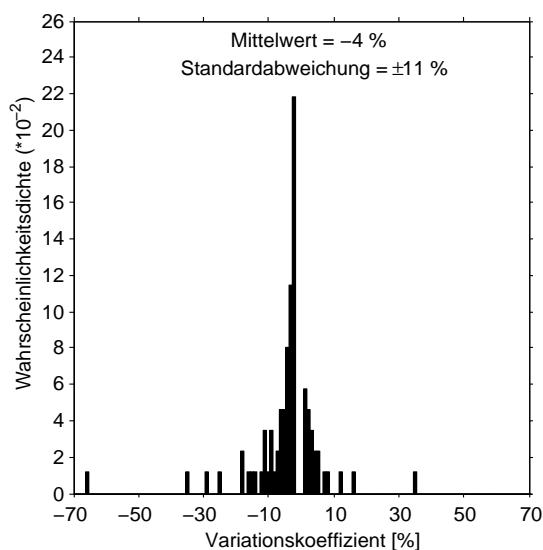


Abbildung 6.42: Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung des Variationskoeffizienten für die Untersuchung der abgestrahlten Wellenform der 100 MHz Antenne. Grundlage der Berechnung sind die Werte im Bereich zwischen den vertikalen gestrichelten Linien aus den Abbildungen 6.40 und 6.41.

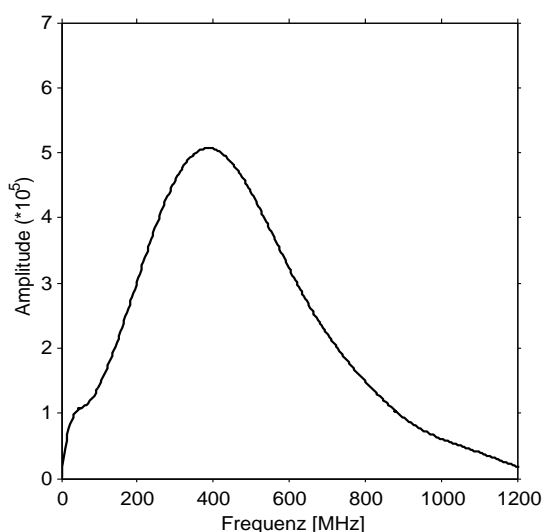


Abbildung 6.43: Amplitudenspektrum für den Bereich der abgestrahlten Wellenform in der Radarspur in Abbildung 6.40.

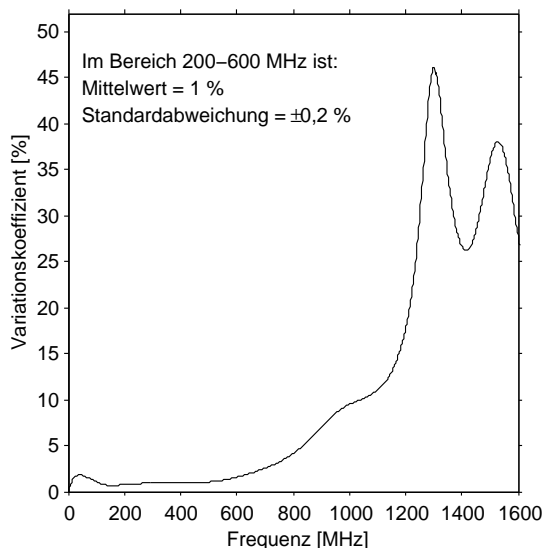


Abbildung 6.44: Verlauf des Variationskoeffizienten für die einzelnen Frequenzanteile im Amplitudenspektrum in Abbildung 6.43.

# Kapitel 7

## Untersuchung von Störeffekten beim Messvorgang

In der Literatur finden sich vielfach Beschreibungen über die limitierenden Faktoren einer Bodenradarmessung. So führen eine erhöhte Bodenfeuchte oder ein zu hoher Tongehalt im Untergrund zu einer Herabsetzung der Eindringtiefe und einem Verlust an Datenqualität, die so weit führen können, dass die Daten unbrauchbar werden. Diese Einschränkungen ergeben sich aus den theoretischen Grundlagen des Verfahrens, wie sie in den ersten Kapiteln beschrieben worden sind. Häufig hat aber der Benutzer weniger Kenntnisse über die Effekte, deren Ursache im System des Bodenradars und dem Prozess der Datenaufnahme zu suchen sind und die Datenqualität einer Messung beeinflussen können.

Hier ist zunächst die Elektronik zu nennen, die neben dem unvermeidlichen Rauschen auch Ursache anderer störender Effekte sein kann, die unmittelbar in den Daten des Radargramms sichtbar werden. Als weiterer Schwachpunkt muss die Kabelverbindung zwischen dem Pulserzeugungssystem und der Antenne betrachtet werden. Dies ist ein grundsätzliches Problem, das immer dort auftritt, wo ein Signal übertragen wird. Mit entsprechender Technik muss versucht werden, dies möglichst verlustfrei und störungsfrei zu erreichen. Im Weiteren wird dann die elektromagnetische Energie von der Antenne in den Boden eingekoppelt. Auch hier liegt eine Quelle für mögliche Störungen. Nicht zuletzt sind Einflüsse von außen zu beachten, die, je nachdem wie gut das System dagegen abgeschirmt ist, die Daten beeinflussen können.

Eine korrekte quantitative Erfassung dieser Effekte, die häufig zu charakteristischen Mustern in den Daten führen, ist nur schwer möglich. Es wird daher versucht, Störungen an den genannten Schwachpunkten gezielt hervorzurufen, um eine Zuordnung der Muster zu ihren Störungsquellen zu erreichen.

So können Fehlinterpretationen vermieden werden und es ist eine gezieltere Fehleranalyse möglich.

## 7.1 Kabelverbindungen

An der Oberseite jeder Antenne befindet sich ein Panel mit Steckverbindungen. Diese bieten unter anderem Platz, um das Antennenkabel und das Markerkabel anzuschliessen. In der Ausführung des SIR 10A+ werden hier Anschlüsse verwendet, die einem beim Militär gebräuchlichen Standard entsprechen. Das bedeutet in erster Linie eine sehr robuste Bauweise. Gleichzeitig sorgt eine Vorrichtung dafür, dass sich die Verbindungen nicht unabsichtlich lösen können. Nichtsdestotrotz kann man feststellen, dass in dem Verbindungsgefüge ein, wenn auch sehr geringer, Bewegungsspielraum verbleibt.

In einem ersten Schritt soll nun untersucht werden, ob dies Auswirkungen auf die Messergebnisse haben kann, da nicht ausgeschlossen werden kann, dass eine gegenseitige Bewegung von Buchse und Stecker negative Auswirkungen auf die Signalübertragung haben kann.

Dies wurde anhand eines einfachen Experiments überprüft. Dazu wurde eine 400 MHz Antenne stationär betrieben. Während der Datenaufzeichnung wurde dann eine solche Störung an der Steckverbindung („Wackler“) provoziert. Daraufhin werden deutliche Auswirkungen in den Daten sichtbar, die teilweise als Spurversätze zu

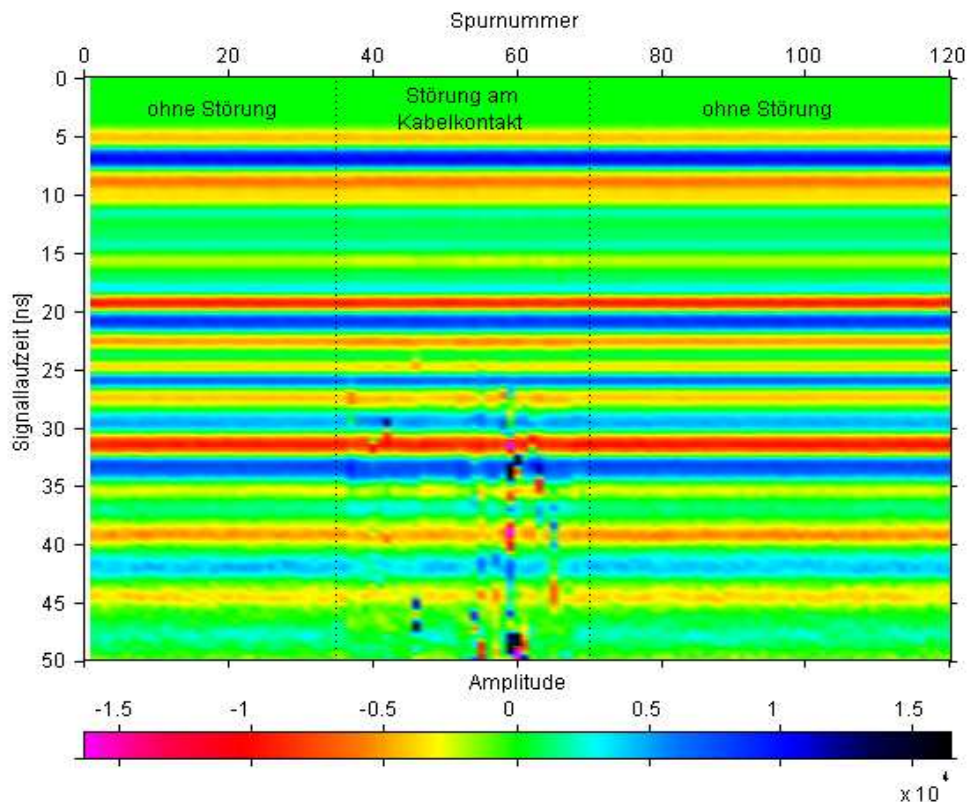


Abbildung 7.1: Das Radargramm zeigt eine stationäre Messung mit einer 400 MHz Antenne. Im markierten Bereich ist eine Störung an der Steckverbindung zwischen Kabel und Antenne (Kabelkontakt) provoziert worden.



erkennen sind, teilweise aber auch völlig regellos erscheinen (s. Abb. 7.1). Gemeinsam ist bei allen gestörten Spuren zu beobachten, dass sich die Unregelmässigkeiten erst in der zweiten Hälfte der Spuren bemerkbar machen. Dies hängt mit dem bei dieser und den folgenden Messungen verwendeten AGC (s. Kap. 5) zusammen, d.h. die Störungen sind entlang der kompletten Spur vorhanden, werden aber nur im unteren Teil durch die dort höhere Verstärkung sichtbar.

Ein Erklärungsansatz für die beobachteten Beeinträchtigungen der Spuren kann sein, dass sich durch die Bewegungen an der Kabelverbindung auch leichte Variationen in den Widerstandsverhältnissen ergeben. Um das Signal optimal in die Antenne zu übertragen, müssen die Widerstände des Kabels und der Anschlussbuchse aufeinander abgestimmt sein. Ist dies nicht der Fall, können unerwünschte Reflexionen, die zurück in das Kabel laufen, stattfinden, die dann über weitere Reflexionen noch den Weg in die Antenne finden und dort Unregelmässigkeiten erzeugen.

Wie die Erfahrung im Umgang mit dem SIR 10A+ zeigt, lassen sich insbesondere auf unebenem Gelände immer wieder Störungen dieser Art in den Daten feststellen. Dort überträgt sich die ungleichmässige und teilweise ruckartige Bewegung der Antenne auf die Kabelverbindung und erzeugt so die beschriebenen Muster in den Daten. Abhilfe kann in diesem Fall dadurch geschaffen werden, dass eine angemessen langsame Messgeschwindigkeit gewählt wird, die starke Erschütterungen der Antenne beim Ziehen über den Untergrund reduziert. Zudem kann versucht werden, das Antennenkabel an der Oberfläche der Antenne weitergehend zu fixieren.

In einem weiteren Experiment soll geklärt werden, inwiefern die Verwendung verschiedener Kabel einen Einfluss hat. Für das benutzte System besteht die Möglichkeit, ein 7 m oder 30 m langes Koaxialkabel zu verwenden. Für diese beiden Längen beschreibt *Redmann* (1998) vergleichende Messungen, die Verschiebungen der Radarspur im Zeitfenster und auftretende Amplitudenerhöhungen bei der Verwendung des längeren Kabels ergeben. Im Weiteren zeigt sich, dass die Art der Auslage des Antennenkabels keine Rolle spielt. Dies wurde untersucht, da die Vermutung bestand, dass das Kabel trotz Abschirmung selbst als eine Art Antenne wirken könnte.

Normalerweise ist davon auszugehen, dass die Ergebnisse zweier Messungen, bei denen jeweils baugleiche 30 m Kabel verwendet werden, identisch sind. Allerdings ist nicht auszuschließen, dass sich z.B. aufgrund von Verschleißerscheinungen an den Steckern Unterschiede ergeben. Um zu überprüfen, ob dies bei den zwei zur Verfügung stehenden 30 m Kabeln der Fall ist, wurde eine stationäre Messung mit einer 200 MHz Antenne durchgeführt. Nachdem 52 Spuren aufgezeichnet waren, wurde die Messung gestoppt und erst nach dem Austausch der Kabel fortgesetzt. Im Radargramm (s. Abb. 7.2) erkennt man deutlich, dass sich im oberen Zeitbereich keine Veränderungen ergeben. Die Reflexion bei 24 ns weist im zweiten Teil stärkere Amplituden auf und zeigt sich leicht verkürzt. Die Einsatzzeit ist aber unverändert. Am auffälligsten ist der verminderte Anteil horizontaler Streifen und Störungen im unteren Teil des Zeitfensters, nachdem das Kabel gewechselt wurde. Dies weist auf ein vermindertes Rauschniveau hin. Eine horizontale Streifenbildung ist in Radardaten häufig zu beobachten. Die Ursache dafür ist aber in erster Linie in Ankopplungsproblemen der Antenne an den Untergrund zu suchen. Da diese hier unverändert

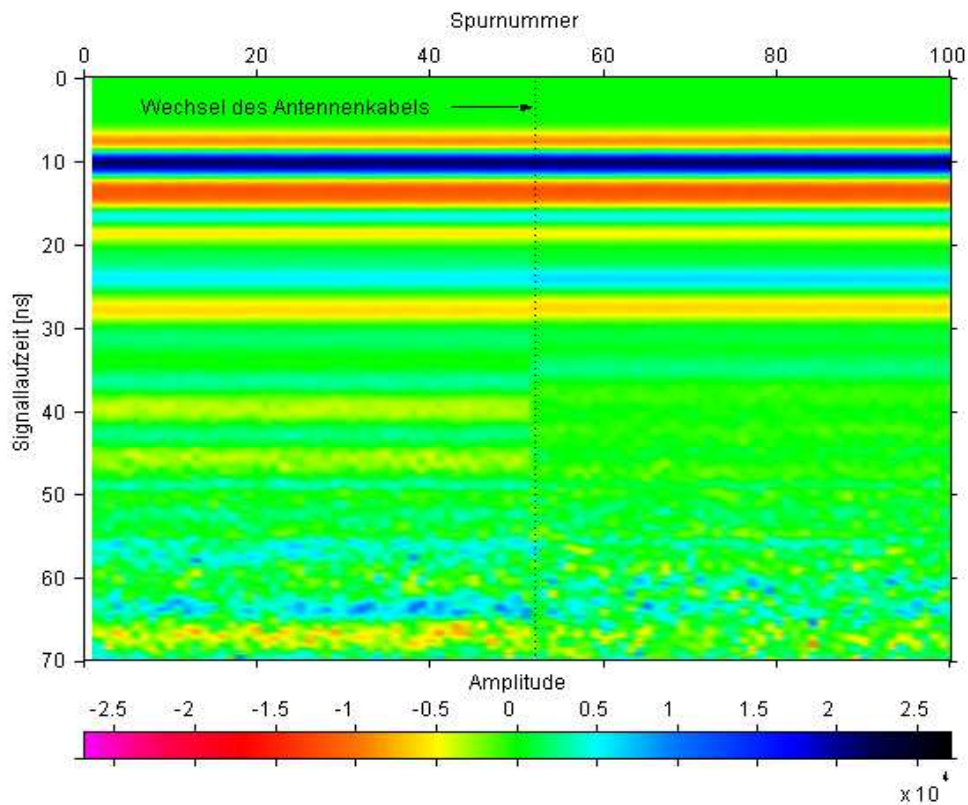


Abbildung 7.2: Das Radargramm zeigt eine stationäre Messung mit einer 200 MHz Antenne. Bei Spur 52 wurde die Messung gestoppt und das Antennenkabel wurde gegen ein baugleiches Modell ausgetauscht.

bleiben, muss die Ursache in internen Kabelreflexionen liegen, die beim zweiten Kabel offensichtlich geringer ausfallen. Für die Wiederholungsmessungen bedeutet das, dass darauf geachtet werden muss, diese mit demselben Kabel durchzuführen.

Ein weiterer Bestandteil des Radarsystems ist der sogenannte Marker. Dies ist ein Druckknopf, mit dessen Hilfe Markierungen in den Daten gesetzt werden können, die später für eine Entfernungskalibrierung benötigt werden. Über ein Spiralkabel wird er an der Oberseite der Antenne an das System angeschlossen. Gerät dieses Kabel zu stark in Bewegung, kann es zu enormen Störungen in den Daten (s. Abb. 7.3) führen.

Folgende Überlegung könnte dafür eine Erklärung liefern. Die Abschirmung der Antenne, die verhindern soll, dass elektromagnetische Energie nach oben abgestrahlt wird, kann an der Einbaustelle des Anschlusspanels nicht optimal ausgeführt werden. Die Wechselwirkung zwischen austretender Energie und Markerkabel führt dann zu den beschriebenen Störungen, bei denen die kräftige Bewegung des Kabels eine entscheidende Rolle spielt. Wird bei der Messung darauf geachtet, dass die Person, die den Markerknopf bedient, einen angemessenen Abstand von der Antenne einhält und das Spiralkabel straff hält, um zu große Bewegungen zu verhindern, kann der Effekt aufgehoben bzw. reduziert werden.

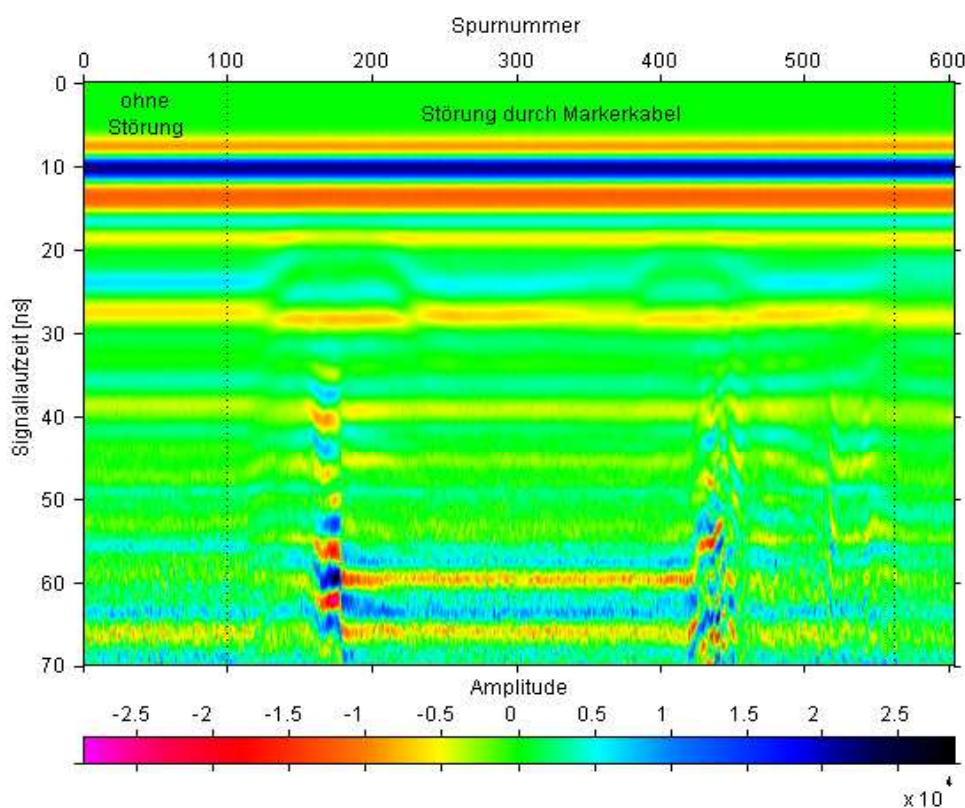


Abbildung 7.3: Das Radargramm zeigt eine stationäre Messung mit einer 400 MHz Antenne. Die Störungen im markierten Bereich wurden durch Hin- und Herschwingen des angeschlossenen Markerkabels verursacht.

## 7.2 Schnittstelle Antenne-Untergrund

Einer der sensibelsten Punkte für eine erfolgreiche Bodenradarmessung ist die Übertragung des elektromagnetischen Signals von der Antenne in den Boden. In ihrer Bauweise sind die Radarantennen auf eine bestimmte Mittenfrequenz ausgelegt, die sie bei einem Betrieb in Luft abstrahlen. Wird die Antenne auf dem Boden bewegt, so wird sie durch die Eigenschaften der Erde an diesem Ort beeinflusst. Theoretisch ist dies in Kapitel 4.2.2 beschrieben worden. Die praktischen Auswirkungen sind in Abbildung 7.4 dargestellt. Beide gezeigten Spuren wurden am selben Ort aufgenommen, wobei die Ankopplung im zweiten Fall durch Unterlegen von feuchtem Laub verändert wurde. Deutlich ist zu erkennen, dass der feuchtere Untergrund die Bedingungen verschlechtert. So hat die Verbreiterung des Signals negativen Einfluss auf das Auflösungsvermögen. Es können überdies stärkere Nachschwinger beobachtet werden. Schließlich fallen die Amplituden im Vergleich geringer aus, woraus ein geringerer Energiegehalt der Spur gefolgert werden kann. Auch soll hier noch einmal auf die Ausführungen in Kapitel 4.2.2 verwiesen werden, denen zufolge diese Veränderungen in der Ankopplung auch Auswirkungen auf das Pulserzeugungssystem des Radargeräts haben können.

Die Tatsache, dass die Topographie entlang eines Profils einer Bodenradarmessung

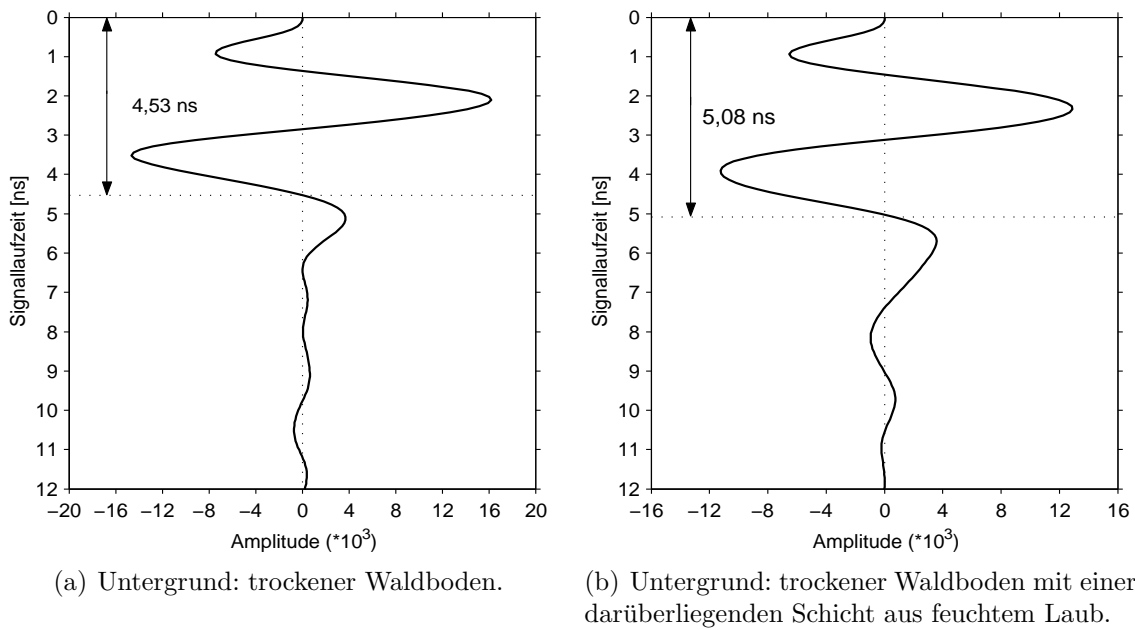


Abbildung 7.4: Gegenüberstellung zweier Radarspuren, die am selben Ort mit einer 400 MHz Antenne aufgenommen wurden. Zwischen den Messungen wurden die Ankopplungsbedingungen verändert.

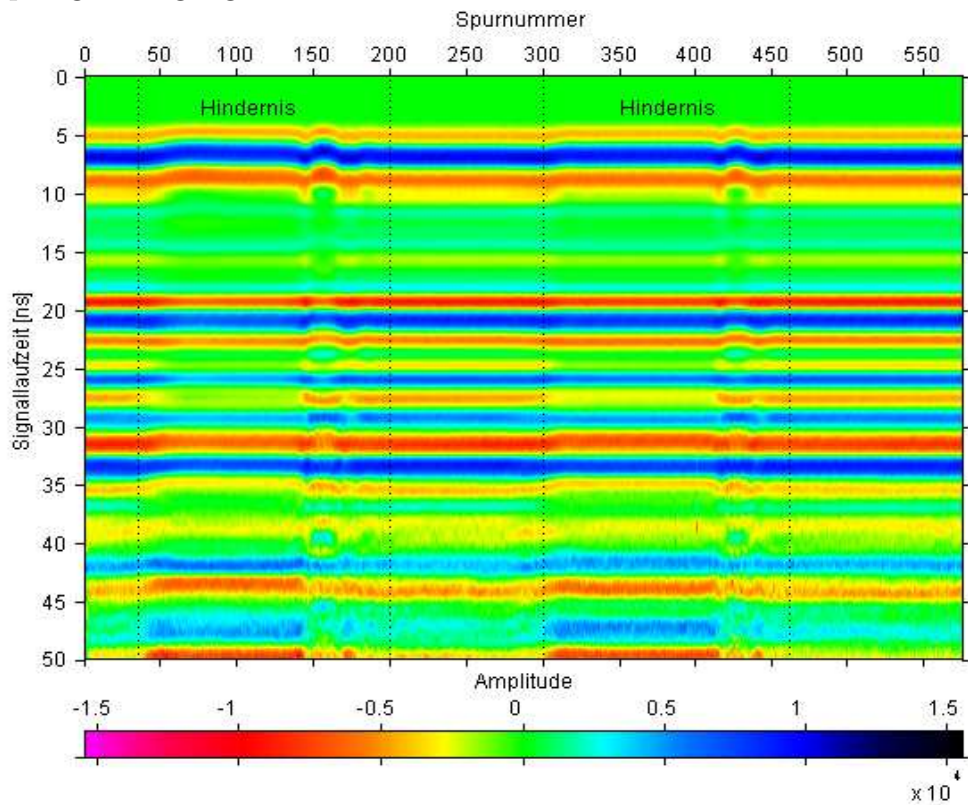


Abbildung 7.5: Bodenradarmessung, bei der die Antenne über ein kleines Hindernis gezogen wird (Bereiche zwischen den vertikalen Linien).



Geräte, die zur Ortsbestimmung der Antenne eingesetzt werden und die Verbindung zur Basisstation über Funk betreiben, als Störquellen genannt. Es wird aber immer nur von negativen Auswirkungen auf das Radargerät berichtet. Eine umgekehrte Wirkung konnte nicht festgestellt werden. Besonders deutlich zeigt sich dies bei der Demonstration der entstehenden Interferenzen beim Betrieb eines Handys in der Nähe des operierenden Bodenradars (s. Abb. 7.6). Während die Beeinflussung auf das Radar in den verschiedenen Operationsstufen des Handys klar ersichtlich ist, ließen sich beim Benutzen des Handys keine Störeinflüsse feststellen. Auch die Gesprächsqualität war nicht beeinträchtigt.

Eine andere Quelle für Interferenzen ist der Computer im Inneren der Kontrolleinheit des SIR 10A+ (*Olhoeft, 2000*). Dieser kann zu ähnlichen Störungen führen wie in Abbildung 7.6. Allerdings zeigen diese dann weniger einen vertikalen Charakter, sondern führen zu diagonal verlaufenden Störsignalen in den Daten.

# Kapitel 8

## Wiederholungsmessungen mit dem GSSI SIR 10A+

Im diesem Kapitel werden nun die Ergebnisse der unter verschiedenen Bedingungen gemachten Wiederholungsmessungen präsentiert.

Für die Durchführung der Wiederholungsmessungen wurden in den Messgebieten jeweils ein oder mehrere Profile ausgewählt, die dann in unmittelbarer zeitlicher Abfolge vermessen wurden. Damit wird sichergestellt, dass die beobachteten Abweichungen auf den Messprozess zurückzuführen sind und nicht etwa durch äußere Bedingungen wie z.B. Regen bedingt waren. Einzelne Aspekte der Messungen wurden in den verschiedenen Messgebieten variiert, um deren Einfluss auf die Reproduzierbarkeit der Daten zu untersuchen.

In Vorbereitung auf die weitere Verarbeitung wurde mit Hilfe der Software REFLEXW (*Sandmeier, 2003*) nur das minimal nötige Datenprocessing durchgeführt. Dazu gehören folgende Schritte:

1. **Interpolation der Daten in Profilrichtung auf Basis der während der Messungen gesetzten Entfernungsmarken**

Dies ist nötig, da das Gerät gemäß des in der Option **Scans/Second** (s. Kap. 5) eingestellten Wertes unabhängig von der Bewegung der Antenne Radarspuren aufzeichnet. Durch die nicht immer exakt konstante Messgeschwindigkeit variiert dann die Anzahl der aufgezeichneten Spuren zwischen aufeinanderfolgenden Entfernungsmarken. Um aber zwei Radargramme miteinander vergleichen zu können (z.B. die Differenz zu bilden), müssen diese möglichst dieselbe Anzahl von Spuren aufweisen. Dieser Wert kann im Programm REFLEXW angegeben werden, welches dann durch Interpolation bzw. Stapelung für identische Spuranzahlen und konstante Spurabstände zwischen den Marken sorgt. Das ist ein übliches Verfahren bei Bodenradarmessungen. Gleichzeitig ist zu beachten, dass dieses Verfahren auch Quelle für Differenzen beim Vergleich sein kann, da die Spuren strenggenommen nicht als am selben Ort aufgenommen gelten können. Gleichwohl liegt diese Ungenauigkeit, aufgrund der hohen Spurdichte bei einer kontinuierlichen Radarmessung, im unteren Zentimeter-

bereich oder sogar darunter.

Vermieden werden kann dieser Verarbeitungsschritt durch die Verwendung eines sogenannten Survey-Wheels. Dies ist ein Laufrad, das an die Antenne angeschlossen wird und die Datenaufnahme in Abhängigkeit von der Bewegung der Antenne steuert. Dieses Verfahren kommt bei den folgenden Untersuchungen ebenfalls zum Einsatz.

## 2. Entfernen der AGC-Funktion aus den Daten

Das Benutzen der AGC-Funktion (s. Kap. 5) ist bei jeder Messung sinnvoll, um auch die durch Dämpfung abgeschwächten Signale aus größeren Tiefen deutlicher aufzeichnen zu können. Dazu wird die Verstärkung zu höheren Laufzeiten hin immer weiter heraufgesetzt. Dabei werden auch die unregelmäßigen Rauschanteile in diesen Bereichen der Radarspuren mitverstärkt. Um entlang der Zeitachse vergleichbare Amplituden zu erhalten, wird die Verstärkung nachträglich aus den Daten herausgerechnet. Dies ist insbesondere für die Betrachtung der Amplitudendifferenzen unerlässlich und sorgt dafür, den Einfluss der nicht reproduzierbaren Rauschanteile auf das Vergleichsergebnis zu verringern.

Während der Messungen wirkt üblicherweise eine Bandpassfunktion auf die Daten, um den betrachteten Frequenzbereich im Wesentlichen auf das Spektrum der von der Antenne abgestrahlten Signale einzugrenzen. Im Hinblick auf die Überprüfung der Reproduzierbarkeit der Daten ist dies kein Problem, da auf diese Weise nur der Rauschanteil vermindert wird. Wie in Kapitel 5 erklärt wurde, ist die Anwendung eines Hochpassfilters vom Hersteller sogar zwingend vorgeschrieben. Bei der nachträglichen Bearbeitung wurden keine weiteren Filter angewandt.

Im nächsten Schritt war zu überlegen, wie die Daten miteinander verglichen werden sollten. Die folgende Aufzählung skizziert die Prozedur, die dazu festgelegt wurde.

### 1. Berechnung des Variationskoeffizienten für alle Datenpunkte

Es wird der Variationskoeffizient (s. Gl. 6.1) für alle miteinander zu vergleichenden Datenpunkte berechnet. Dieser beschreibt die Standardabweichung an einem bestimmten Punkt relativ zu dem dort ermittelten Mittelwert der Amplituden. Er lässt auf Anhieb erkennen, wo die prozentual stärksten Abweichungen zu finden sind und ist daher aussagekräftiger als die absolute Differenz. Zudem ist er, wie bereits in Kapitel 6.1 bemerkt, als Vergleichsgröße gut geeignet.

### 2. Berechnung des Mittelwerts und der Standardabweichung der Amplitudendifferenzen und Variationskoeffizienten

Diese Werte erlauben einen Vergleich mit den gemessenen Amplitudenschwankungen der Rauschmessungen und den Untersuchungen zur Signalstabilität in Kapitel 6.1.

### 3. Berechnung des Korrelationskoeffizienten $r$ nach Bravais-Pearson in einem gleitenden Zeitfenster

Der Korrelationskoeffizient  $r$  nach Bravais-Pearson ist eine dimensionslose Größe und berechnet sich nach *Vofß* (2000) für ein Wertepaar  $(x_i, y_i)$  mit einer



Werteanzahl  $i = 1 \dots n$  nach

$$r = \frac{s_{xy}}{s_x \cdot s_y} \quad , \quad (8.1)$$

wobei

$$s_{xy} = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y}) \quad (= \text{Kovarianz XY}),$$

$$s_x^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \quad (= \text{Varianz X})$$

$$\text{und } s_y^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 \quad (= \text{Varianz Y}).$$

Mit ihm lässt sich bewerten, wie stark der lineare Zusammenhang zwischen zwei Wertepaaren ist. Diese Paare sind hier gegeben durch die Amplitudenwerte zweier, miteinander zu vergleichender Radarspuren. Für den optimalen Fall, dass diese exakt übereinstimmen, erhält man den Wert +1. Stellt die eine Spur quasi das Spiegelbild der zweiten dar, d.h. gleiche Amplitudenwerte aber entgegengesetzte Polarität, erhält man -1. Liegt kein linearer Zusammenhang vor, lautet das Ergebnis 0.

Bei dieser Betrachtung wird nun der Korrelationskoeffizient über ein Fenster einer vorgegebenen zeitlichen Länge berechnet. Das Fenster gleitet dann kontinuierlich entlang der Zeitachse über die Daten und die Berechnung findet für jede Position statt. Am unteren Ende der Radarspur erfolgt die letzte Berechnung für den Wert, bei dem noch über die volle Fensterlänge gerechnet werden kann. Die Länge des Fensters orientiert sich an der theoretischen zeitlichen Länge des verwendeten Signals, welche dem Kehrwert der benutzten Frequenz entspricht.

Insbesondere zielt diese Untersuchung darauf ab, den Bereich im Radargramm, in dem das Nutzsignal überwiegt, gegenüber dem Bereich, in dem die Rauschanteile dominieren, zu trennen, da im erstgenannten ein stärkerer linearer Zusammenhang zwischen den Werten erwartet werden kann. Die überwiegend verrauschten Bereiche, die bei einer abschließenden Beurteilung der Reproduzierbarkeit das Ergebnis verfälschen würden, können dann aus der Betrachtung herausgenommen werden.

#### 4. Berechnung des Variationskoeffizienten für alle Datenpunkte der Amplitudenspektren

Analog zur Betrachtung dieser Größe für die Radargramme wird dies auch für ihre Amplitudenspektren durchgeführt, um Abweichungen im Frequenzgehalt der Radarspuren aufzuzeigen.

#### 5. Berechnung des Mittelwerts und der Standardabweichungen der Differenzen der Amplitudenspektren

Hiermit soll ebenfalls ein Vergleich mit den Ergebnissen aus den Messungen in Kapitel 5 ermöglicht werden.

## 6. Betrachtung von Laufzeitdifferenzen

Für einen Laufzeitvergleich zwischen den Wiederholungsmessungen wird je nach Verfügbarkeit zunächst ein gut sichtbarer Reflektor in den Daten ausgewählt. Über die entsprechende Funktion des REFLEXW Programms können dann dessen Laufzeiten in beiden Messungen bestimmt und verglichen werden.

## 7. Berechnung des Korrelationskoeffizienten $r$ nach Bravais-Pearson für alle miteinander zu vergleichenden Radarspuren

In den vorangegangenen Schritten wurde ein Vergleich zwischen den Messungen erreicht, indem einzelne Samples in den Radargrammen bzw. Amplitudenspektren betrachtet wurden. Im Gegensatz dazu gehen bei der hier durchzuführenden Bestimmung des Korrelationskoeffizienten die Radarspuren als Ganzes in die Berechnung ein. Entlang eines Profils können so Bereiche, in denen die Spuren besser übereinstimmen, von solchen, in denen dies nicht der Fall ist, unterschieden werden.

## 8.1 Messgebiet Melbtal

Die Wiederholungsmessungen im Messgebiet Melbtal wurden im Rahmen des Teilprojekts B13 im SFB 350 „Wechselwirkung kontinentaler Stoffsysteme und ihre Modellierung“ durchgeführt, in dessen Rahmen Hangrutschungen im Bonner Raum untersucht wurden.

Durch die relativ hohe Bodenfeuchte und den hohen Tonanteil der hier vorliegenden tertiären Sedimente musste mit einer starken Dämpfung der elektromagnetischen Wellen gerechnet werden. Aufgrund des Baumbestandes und des daher von Wurzeln durchzogenen flachen Untergrundbereiches war eine weitere negative Beeinflussung der Signalqualität, insbesondere in Bezug auf die Eindringtiefe, zu erwarten.

Die Abbildungen 8.1 und 8.2 zeigen die Wiederholungsmessungen in diesem Messgebiet. Die Parameter der Messung sind der Tabelle 8.1 zu entnehmen. Ziel der Messung im Projekt war es, Aufschluss darüber zu bekommen, ob sich der Rutschhang von einem ungestörten Bereich des Hanges in den Radardaten abgrenzt. Dazu wurde das Profil vertikal über die vermutete Trennungslinie beider Bereiche gelegt, die im Bereich 12 - 14 m erwartet wurde. Die Standorte von unmittelbar an das Profil angrenzenden Bäumen sind im Radargramm mit einem roten B gekennzeichnet. Im Bereich 14 - 16,5 m verlief die Messung zusätzlich über einen Waldweg, der sich durch dort stark verdichteten Boden auszeichnete.

Deutlich erkennbar sind die hyperbelartigen Strukturen, die durch die Wurzeln der in der Nähe stehenden Bäume verursacht werden. Ansonsten lässt sich feststellen, dass das Reflexionsmuster im Bereich bis 10 m deutlich höhere Amplituden aufweist, die abgesehen von den Hyperbeln keine klare Struktur erkennen lassen. Dies lässt im Vergleich zum übrigen Profil auf eine heterogenere Untergrundstruktur schließen, wie sie durch frühere Rutschereignisse entstanden sein könnte. Der übrige Teil der Daten weist deutlich homogenere Untergrundverhältnisse aus, die dem ungestörten Teil des Hanges zugeordnet werden. Der Übergang zwischen beiden Bereichen liegt im Bereich 9 - 10 m.

Für den Vergleich wurde nun zunächst die oben beschriebene Markerinterpolation

<b>Einstellungsoption</b>	<b>Wert</b>
Frequenz	400 MHz
Range	40 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	60
Digitalisierung	16 Bit
AGC	-10/29/54/63/68 db
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=125 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=600 MHz

Tabelle 8.1: Systemeinstellungen während der 400 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Melbtal.

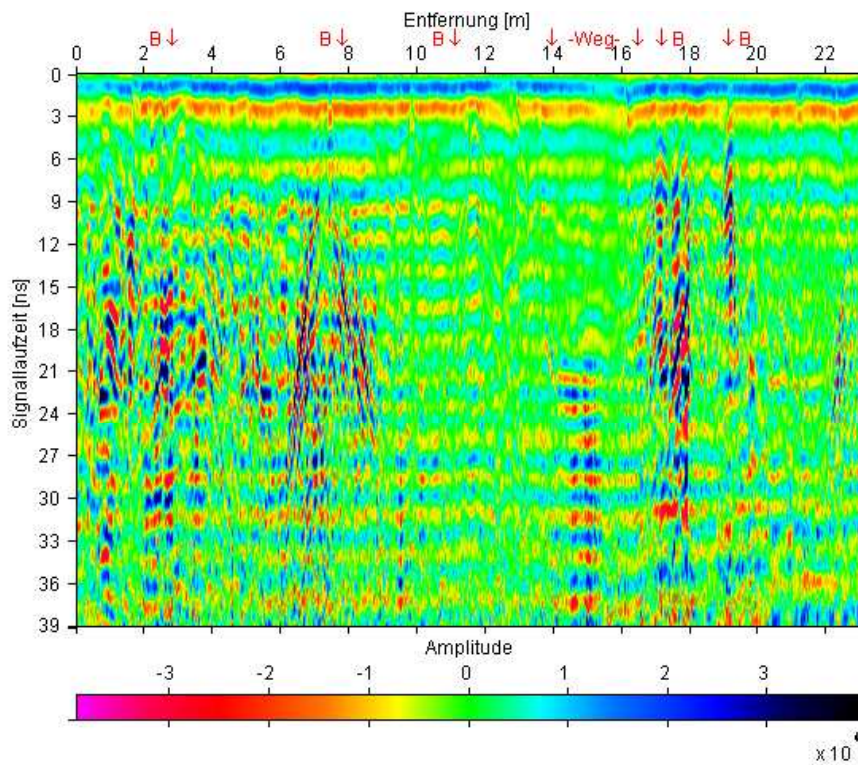


Abbildung 8.1: MELBTAL1 - 1. Messung im Messgebiet Melbtal (400 MHz). Die roten Markierungen geben die Lage der Bäume (B) bzw. des Waldweges an.

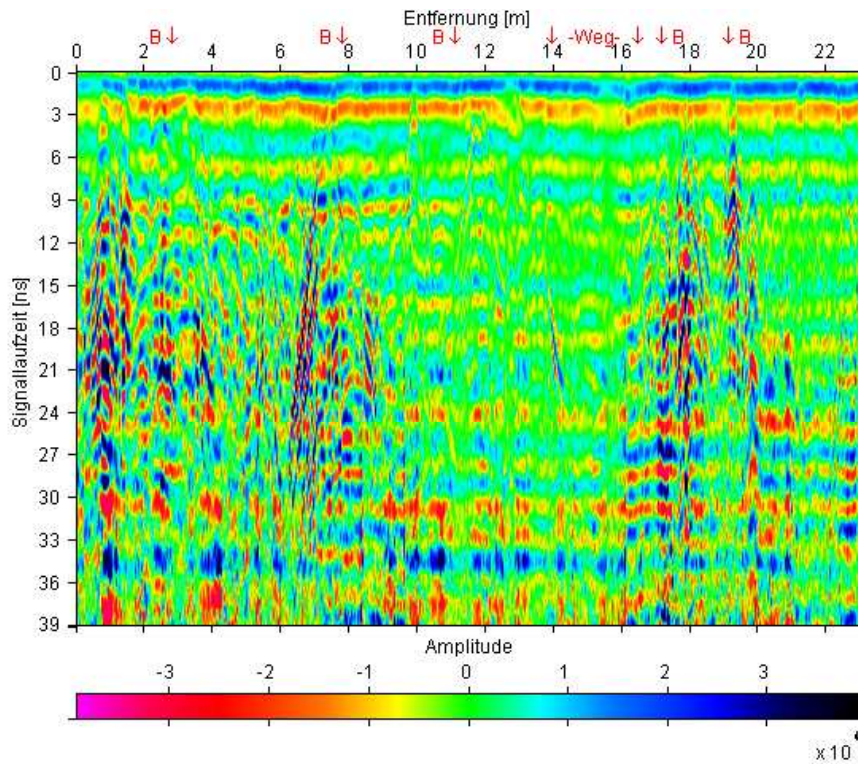


Abbildung 8.2: MELBTAL2 - 2. Messung im Messgebiet Melbtal (400 MHz).

durchgeführt und dann die Verstärkung aus den Daten herausgerechnet. Die Spuranzahl in den Originaldaten beträgt bei der ersten Messung 6517 und bei der zweiten Messung 7426. Durch die Interpolation ergaben sich für beide Messungen 5751 Spuren. Bei einer Profillänge von 23 m ist dies gleichbedeutend mit einem Spurbstand von 0,004 m. Im Mittel bedeutet das eine Stapelrate von 1,1 bzw. 1,3.

Bildet man die Differenz der Radargramme, so ergibt sich über den gesamten Bereich gemittelt eine Amplitudenabweichung von  $-4 \pm 967$  Einheiten. Die Schwankungen fallen somit deutlich höher aus als diejenigen, die in Kapitel 6.2 im Rahmen der Rauschuntersuchungen gefunden wurden.

Abbildung 8.3 zeigt die errechneten Variationskoeffizienten. Im oberen Zeitbereich bis ca. 9 ns sind dabei die geringsten Abweichungen festzustellen. Die dort zu beobachtenden schmalen Bereiche höherer Differenzen sind zurückzuführen auf leichte zeitliche Unterschiede des Nulldurchgangs des Signals in diesen Bereichen. Dies ist vergleichbar mit dem „Jitter-Effekt“, der in Kapitel 6.1 beschrieben wurde, und kann

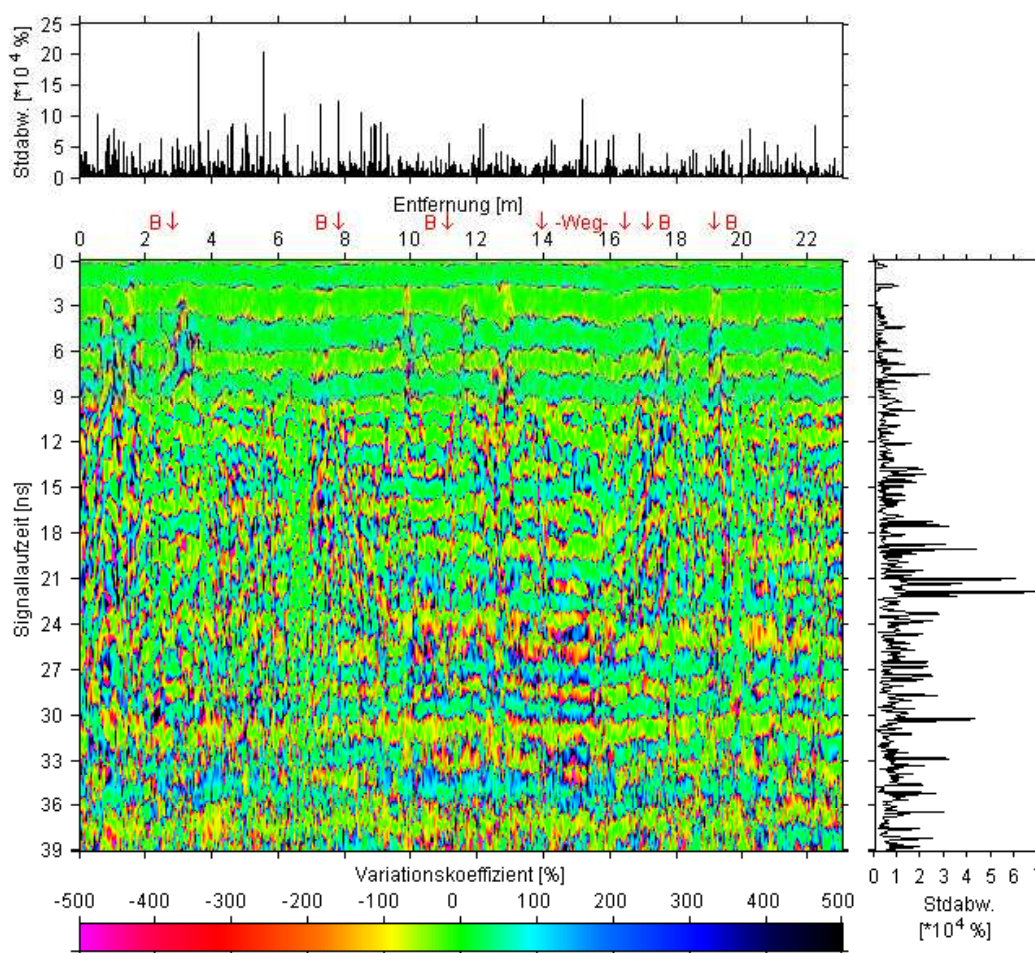


Abbildung 8.3: Variationskoeffizienten für die Messungen MELBTAL1 und MELBTAL2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

auch in den nachfolgenden Messungen beobachtet werden. Die Variationskoeffizienten fallen in diesen Zonen, die weniger als 10 % der Gesamtdatenmenge ausmachen, um einige Größenordnungen höher aus als im restlichen Teil der Daten. Um die Unterschiede in den Koeffizienten in diesem Datenbereich besser darstellen zu können, erwies es sich als sinnvoll, die Farbskala in Abbildung 8.3 und allen weiteren derartigen Abbildungen auf den Bereich -500 % bis +500 % einzuschränken. Überdies weist der Variationskoeffizient im Bereich 0 m bis 10 m höhere Schwankungen auf, als der Verlauf der Standardabweichung im oberen Teil von Abbildung 8.3 zeigt.

Führt man die Berechnung unter Einbeziehung aller Werte durch, erhält man einen mittleren Variationskoeffizienten von  $-1 \pm 10226$  %. Um aber die Aussagekraft über die Variation der Amplituden zu stärken, ist es sinnvoll, die Betrachtung möglichst auf den Bereich der Werte zu beschränken, in denen der Signalanteil größer ist als der Rauschanteil. Es ist nicht zu erwarten, dass eine solche Abgrenzung scharf erfolgen kann. Es wurde aber versucht eine Grenze festzulegen, indem folgende Aspekte betrachtet wurden.

1. Eindeutige Reflektoren können nur dort sichtbar sein, wo der Signalanteil den Rauschanteil überwiegt.
2. Da von einem zufälligen Rauschen ausgegangen wird, ist zu erwarten, dass der Variationskoeffizient in den Bereichen, in denen das Rauschen dominiert, stärker schwankt. Es wird daher die Standardabweichung des Koeffizienten über zeitgleiche Werte berechnet (s. rechter Teil in Abb. 8.3).
3. Ebenso ist zu erwarten, dass die Spuren im weniger verrauschten Bereich einen stärkeren linearen Zusammenhang aufweisen. Dazu wird, wie oben bereits erklärt, der Korrelationskoeffizient in einem über die Spuren gleitenden Fenster berechnet (s. Abb. 8.4). Die Länge des Fensters für die Berechnung beträgt hier 5 ns. Das entspricht der doppelten zeitlichen Pulslänge der benutzten 400 MHz Antenne. Der höhere Wert wurde gewählt, um einer eventuellen Pulsverbreiterung durch Dispersion Rechnung zu tragen.

Die Radargramme zeigen nachvollziehbare Reflexionen bis ca. 24 ns. In diesem Zeitbereich lassen sich in Abb. 8.4 gleichermaßen hohe Werte des Korrelationskoeffizienten zwischen 0,8 und 1 finden, die zu höheren Laufzeiten nur noch vereinzelt auftreten. Die Betrachtung der Standardabweichungen des Variationskoeffizienten legt dagegen eher eine Abgrenzung bei ca. 20 ns nahe, da sich ab hier deutlich vermehrt starke Peaks zeigen und auch ein Anstieg im mittleren Niveau der Standardabweichungen zu beobachten ist. Als Kompromiss wird die Grenze zum „verrauschten“ Anteil der Radargramme bei 22 ns gezogen. Eine erneute Berechnung ergibt dann eine Schwankung des Koeffizienten von  $1 \pm 9520$  %, was nur eine geringfügige Verbesserung gegenüber dem vor der Unterscheidung festgestellten Wert bedeutet. Dies wird dahingehend gedeutet, dass die Ungenauigkeit in diesen Daten allgemein als relativ hoch angesehen werden muss. Die mittlere Amplitudenabweichung in diesem Bereich fällt mit  $-7 \pm 1286$  Einheiten sogar noch etwas schlechter aus.

Ursachen für die Abweichungen in den Amplitudenwerten wurden bereits in den Kapiteln 6 und 7 behandelt. Beim praktischen Durchführen der Wiederholungsmes-

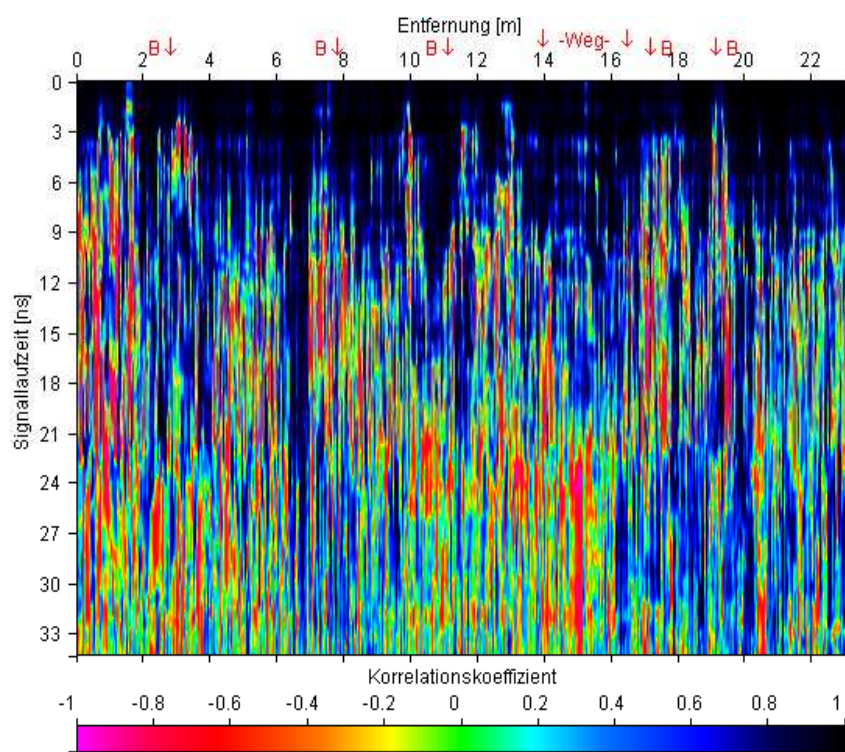


Abbildung 8.4: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen MELBTAL1 und MELBTAL2.

sungen kommen als zusätzliche Quelle die Ortsungenauigkeiten bei der wiederholten Vermessung der Profile dazu. Weicht die Antenne bei der Wiederholungsmessung nur geringfügig vom Profil der ersten Messung ab, „sieht“ sie ein Objekt möglicherweise unter einem anderen Winkel, so dass eine Veränderung der Reflexionsamplitude eintreten kann oder aufgrund der Geometrie des Objekts die elektromagnetische Energie in eine ganz andere Richtung gestreut wird und die Empfangsantenne gar nicht mehr erreicht. Wie in Kapitel 4.3 und 4.4 erläutert wurde, wird der Anteil der zurückgestrahlten Energie zudem bestimmt durch den Radarrückstrahlquerschnitt und die möglichen Polarisationsseigenschaften der Objekte. Die hier vorliegenden heterogenen Untergrundverhältnisse und die geringe Größe der detektierten Ziele, wie die Wurzeln der Bäume, können daher leicht zum Entstehen von Abweichungen führen. Desweiteren ist zu beachten, dass schon geringfügige Ortsabweichungen zu Veränderungen in der Anpassung der Antenne an den Untergrund führen können, so dass Einflüsse auf die Abstrahlcharakteristik, die Intensität der in den Boden eingekoppelten und somit auch die Intensität der reflektierten Energie zu beachten sind.

Um die Beiträge all dieser Faktoren zur Gesamtabweichung zu bestimmen, wäre eine Vielzahl von Testmessungen nötig, bei denen unter Laborbedingungen einzelne Bedingungen wie z.B. Art, Größe und Geometrie des Objekts, Homogenität bzw. Heterogenität des umgebenden Materials, Position der Antenne auf der Oberfläche, kontrolliert verändert werden müssten. Im Verlauf dieser Arbeit war dies nicht zu

leisten.

Im nächsten Schritt wird nun überprüft, welche Differenzen in den Amplitudenspektren der Messungen (s. Abb. 8.5 und 8.6) auftreten. Änderungen im Frequenzgehalt der Spuren können z.B. durch Störungen hervorgerufen werden, wie sie in Kapitel 7 beschrieben wurden. Insbesondere sind hier elektromagnetische Interferenzen mit externen Quellen zu nennen. Im Mittel erhält man einen Variationskoeffizienten von  $10 \pm 12 \%$  und eine mittlere Differenz von  $4309 \pm 35021$  Einheiten. Es können keine Bereiche ausgemacht werden, die auf wesentliche Frequenzunterschiede hinweisen. Wiederum fallen die markanten Abweichungen im Umfeld der benannten Objekte (Bäume, Weg) auf. Die im Bereich bis 200 MHz beobachteten geringen Variationen lassen sich im Wesentlichen auf den bei der Messung verwendeten Bandpassfilter zurückführen.

Es bleibt also festzustellen, dass die Auswirkungen der oben erörterten Prozesse, die die Unterschiede zwischen den Wiederholungsmessungen bedingen, zu einer hohen Standardabweichung des Variationskoeffizienten bei den Amplituden führt. Bei der Untersuchung des Frequenzgehalts der Radarspuren fällt dieser Koeffizient deutlich geringer aus. Dies konnte auch bereits bei den Untersuchungen zur Stabilität des abgestrahlten Signals beobachtet werden.

Trotz der vorangegangenen numerischen Ergebnisse kann man nicht davon sprechen, dass die Messungen schlecht zu reproduzieren gewesen seien. Dies zeigt ein Blick auf die beiden Radargramme und die Berechnung des Korrelationskoeffizienten für alle zu vergleichenden Spuren (s. Abb. 8.8). Dieser weist eine weitgehend gute Übereinstimmung aus, was sich in dem hohen Mittelwert von  $0,955 \pm 0,065$  ausdrückt. Nur in der Umgebung der Bäume als auch des Weges zeigen sich teilweise deutliche Abnahmen des Koeffizienten. Dies ist ein weiteres Indiz für die Bedeutung der Ortsungenauigkeit zwischen den Messungen, deren Auswirkungen sich im Bereich konkreter Objekte stärker bemerkbar macht.



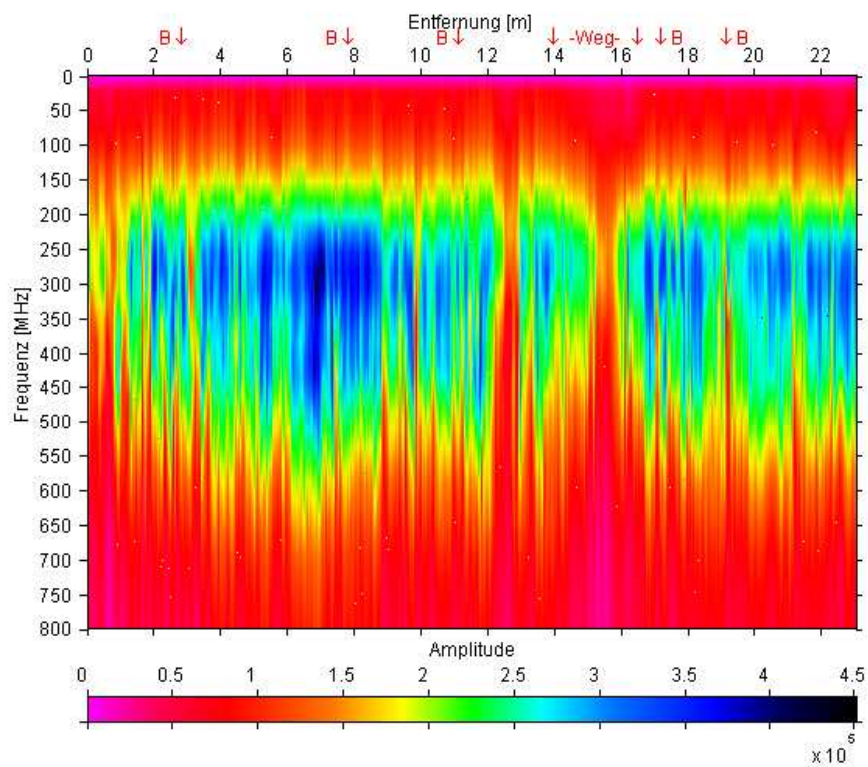


Abbildung 8.5: Amplitudenspektrum für die Messung MELBTAL1 (400 MHz).

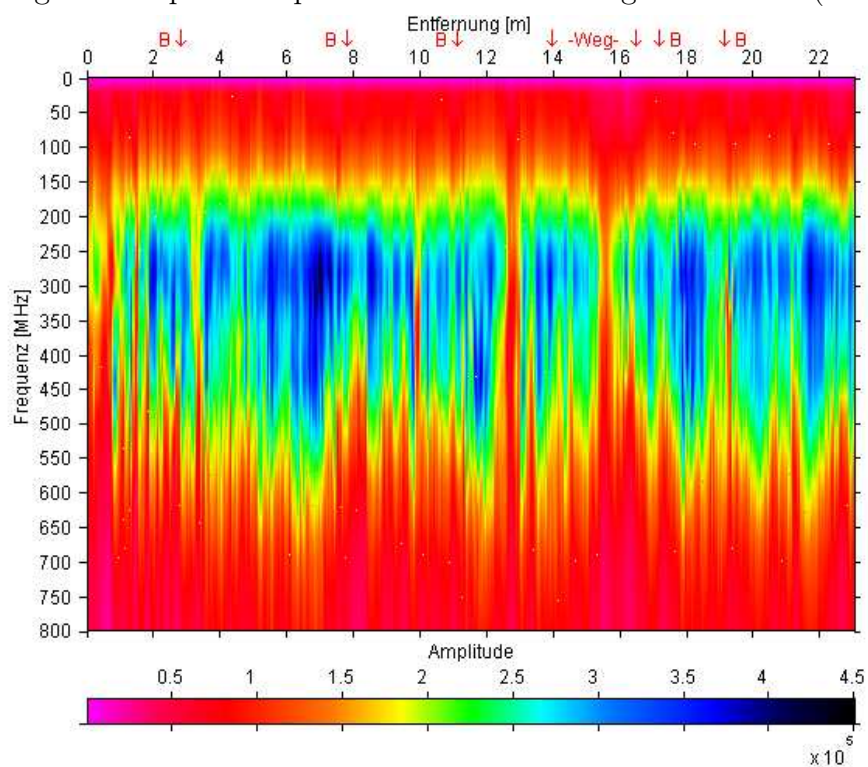


Abbildung 8.6: Amplitudenspektrum für die Messung MELBTAL2 (400 MHz).

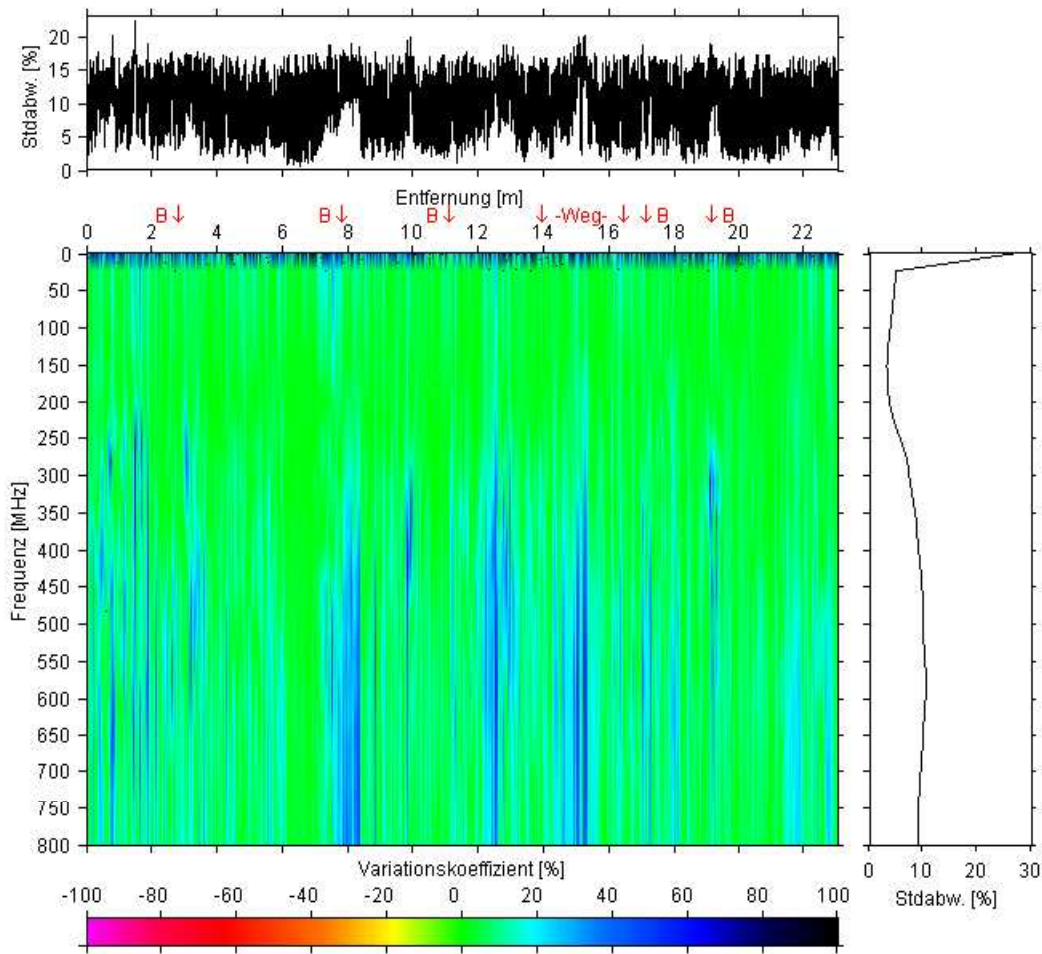


Abbildung 8.7: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen MELBTAL1 und MELBTAL2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

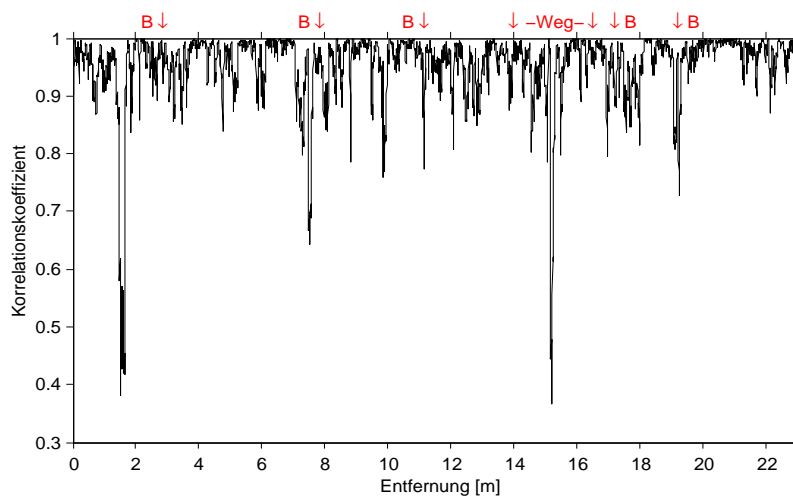


Abbildung 8.8: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen MELBTAL1 und MELBTAL2. Es wurden nur Spurwerte bis 22 ns berücksichtigt.

## 8.2 Messgebiet Jülich

In Zusammenarbeit mit dem Geologischen Dienst NRW in Krefeld wurden in den Jahren 1999 - 2001 mehrere Georadarmessungen zur Erkundung oberflächennaher Verwerfungsstrukturen im Rahmen der von der Projektgruppe "Paläoseismik,, des GD Krefeld geleiteten, paläoseismischen Untersuchungen in der Niederrheinischen Bucht durchgeführt (*Lehmann et al.*, 2001 und 2002).

Dazu gehörten auch die Messungen im Messgebiet Jülich, welches in der Nähe des dortigen Forschungszentrums liegt. Hier konnte erfolgreich die Position der Rurrand-Verwerfung abgebildet werden. Senkrecht zu dieser Verwerfung wurde darauf folgend ein Schurf angelegt, auf dessen Grund die in diesem Kapitel beschriebenen Wiederholungsmessungen durchgeführt wurden. Im Gegensatz zu dem Hangrutschungsgelände im Messgebiet Melbtal wurde hier auf einem trockenen, sandig kiesigen Untergrund gemessen, dessen elektrische Eigenschaften deutlich bessere Voraussetzungen boten. Ein weiterer Vorteil lag darin, dass durch das Ausheben des Schurfs die oberen dämpfungswirksameren tonigen Schichten entfernt worden waren. Zudem lag ein vergleichsweise klar strukturierter geologischer Aufbau vor und Beeinträchtigungen durch Wurzelwerk von Bäumen waren ausgeschlossen. Insgesamt wurde eine deutliche Verbesserung der Datenqualität und Reproduzierbarkeit erwartet.

Zusätzlich wurden in diesem Fall zum Vergleich die Messungen mit einer 200 MHz und einer 400 MHz Antenne durchgeführt.

### 8.2.1 400 MHz

Zunächst wurde eine Wiederholungsmessung mit der 400 MHz durchgeführt, wobei die Einstellungen aus Tabelle 8.2 gesetzt waren. Die Profillänge betrug 46 m. Die erste Messung ergab 13688, die zweite 12602 Spuren. Durch die anschließende Markerinterpolation wurde die Spurmenge in beiden Fällen auf 11500 reduziert. Das bedeutet eine Stapelrate von 1,2 bzw. 1,1 und einen Spurabstand von 0,004 m. Die Radargramme (s. Abb. 8.9 und 8.10) zeigen deutliche Reflektoren, die die geolo-

<b>Einstellungsoption</b>	<b>Wert</b>
Frequenz	400 MHz
Range	60 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	80
Digitalisierung	8 Bit
AGC	-2/37/63/78 db
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=100 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=665 MHz

Tabelle 8.2: Systemeinstellungen während der 400 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Jülich.

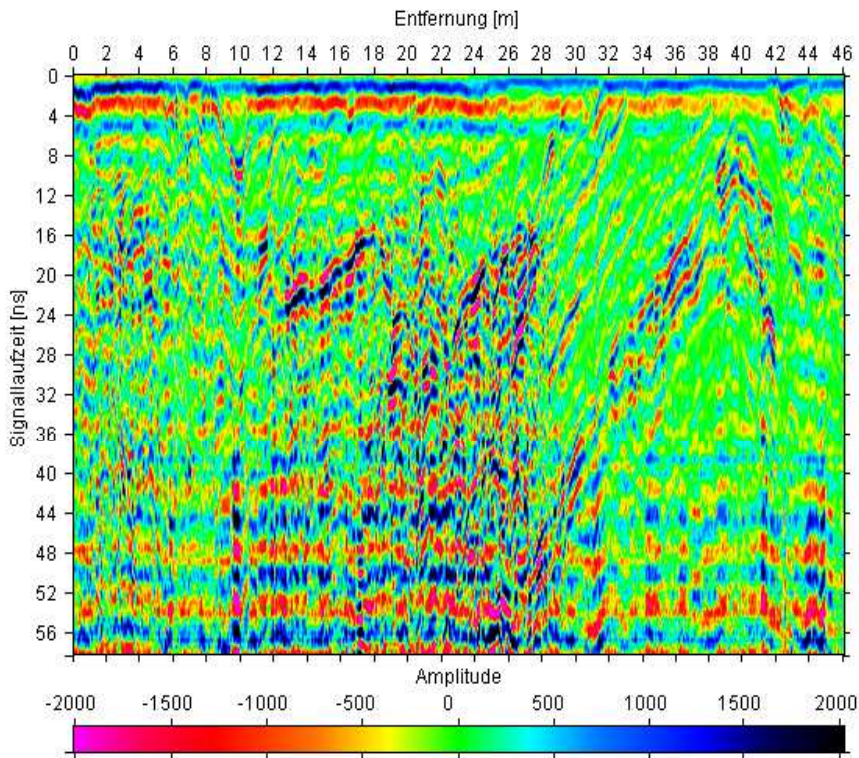


Abbildung 8.9: JÜLICH1 - 1. Messung im Messgebiet Jülich (400 MHz).

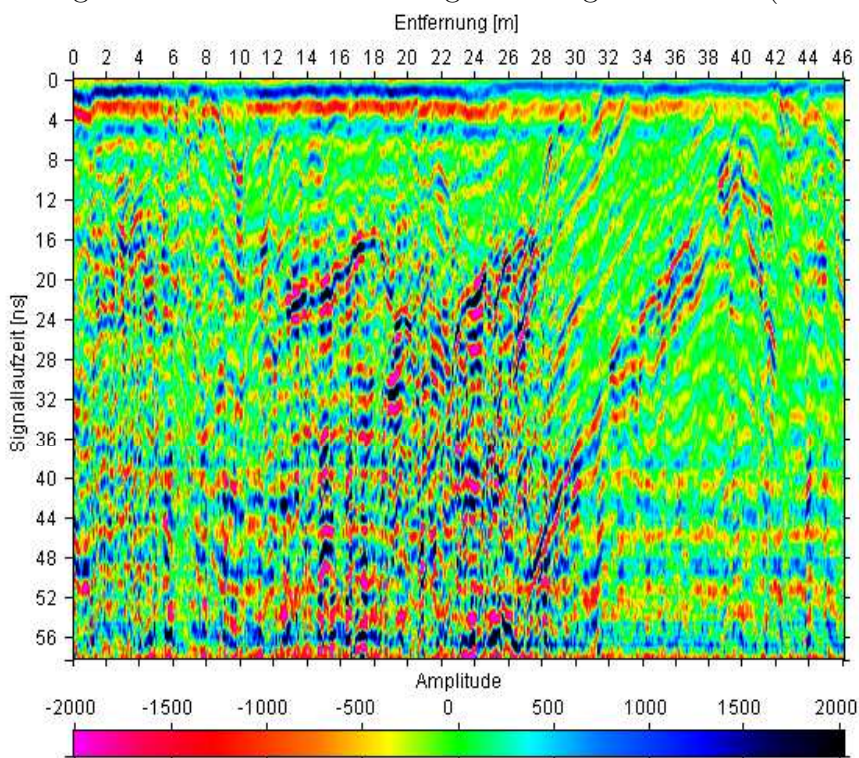


Abbildung 8.10: JÜLICH2 - 2. Messung im Messgebiet Jülich (400 MHz).

gischen Verhältnisse widerspiegeln, welche zum Teil an der freigelegten Schurfwand weiterverfolgt werden konnten. Ebenso lassen sich deutliche Amplitudenvariationen in der Bodenwelle zwischen 0 und 6 ns erkennen, die auf Veränderungen in den Ankopplungsbedingungen zurückzuführen sind. So lässt sich erkennen, dass in der zweiten Hälfte des Profils, wo die Bodenwelle deutlich schwächer ausfällt, die aufgezeichneten Reflektoren klarer aus den übrigen Daten heraustreten. Es ist ein sehr deutlicher Reflexionshorizont zu erkennen, der bei 40 m bis kurz unter die Oberfläche reicht. Dieser weist auf die Struktur der Rurrandverwerfung hin, die bei 41 m lokalisiert wurde. Zum besseren Verständnis ist anzumerken, dass die ausgeprägte Topographie des Geländes nicht dargestellt ist, da sie für die beabsichtigte Untersuchung keine Rolle spielt. Das Gelände fällt in Richtung des Profilverlaufs ab, so dass die Reflektoren nicht etwa aus der Tiefe aufsteigen, sondern annähernd horizontal verlaufen.

Die Wiederholungsmessung lässt auf den ersten Blick alle wesentlichen Reflexionen wiedererkennen und zeigt erst bei höheren Laufzeiten Unterschiede. Im ersten Schritt erhält man zwischen diesen beiden Messung im Mittel Amplitudenabweichungen von  $0 \pm 25$  Einheiten. Diese Standardabweichung liegt nur geringfügig über dem Ergebnis der Rauschmessung ( $\pm 22$ ) und lässt daher bereits die gute Qualität der Daten erkennen. Bestätigt wird diese durch die Darstellung der Variationskoeffizienten (s. Abb. 8.11). Im Laufzeitbereich der Bodenwelle zeigen die grünen Bereiche eine durchgehend sehr gute Übereinstimmung zwischen den Messungen. Die übrige Verteilung zeigt in einem Zeitbereich bis ca. 38 ns relativ geringe Werte, die gleichmäßig verteilt sind. Zu späteren Laufzeiten hin treten vermehrt höhere Variationskoeffizienten auf, die anzeigen, dass das Signal hier an die Grenze der Eindringtiefe stößt und der Rauschanteil zunimmt. Die verminderte Reproduzierbarkeit in diesem Zeitbereich lässt sich auch an der Kurve der Standardabweichung im rechten Teil der Abbildung 8.11 ablesen, die hier einen deutlichen Anstieg zeigt. Entlang der Entfernungsachse ist zu beobachten, dass die Streuung der Koeffizienten im Bereich 32 - 46 m, in dem die Bodenwelle etwas schwächer ausfällt und ein sich deutlich hervorhebender, ausgedehnter Reflektor auffällt, leicht geringer ist und weniger starke Peaks aufweist (s. Abb. 8.11 oben).

Zudem bestätigt die Moving-Window Korrelation, deren Resultat in Abbildung 8.12 dargestellt ist, eine stark verminderte bis überwiegend negative Korrelation der Wiederholungsmessungen für Signallaufzeiten über 38 ns, während die blauen bis dunkelblauen Bereiche in den oberflächennäheren Bereichen eine weitgehend positive Korrelation anzeigen. Besonders im Profilabschnitt links der Verwerfung (30 m - 40 m) findet sich eine Konzentration dieser Zonen. Der starke Reflektor und die wenigen kleinen Reflexionen führen in diesem Bereich zu einem stabilen Signal, das gut reproduzierbar ist.

Als Resultat der Mittelwertbildung aller Variationskoeffizienten erhält man  $-2 \pm 539$  %. Schließt man die Werte für Laufzeiten über 38 ns bei der Berechnung aus, ergibt sich  $-1 \pm 371$  %, was eine deutliche Verbesserung darstellt. Die Amplitudendifferenzen betragen in diesem Bereich im Mittel  $0 \pm 31$  Einheiten.

Bei der Betrachtung der beiden Amplitudenspektren in den Abbildungen 8.13 und

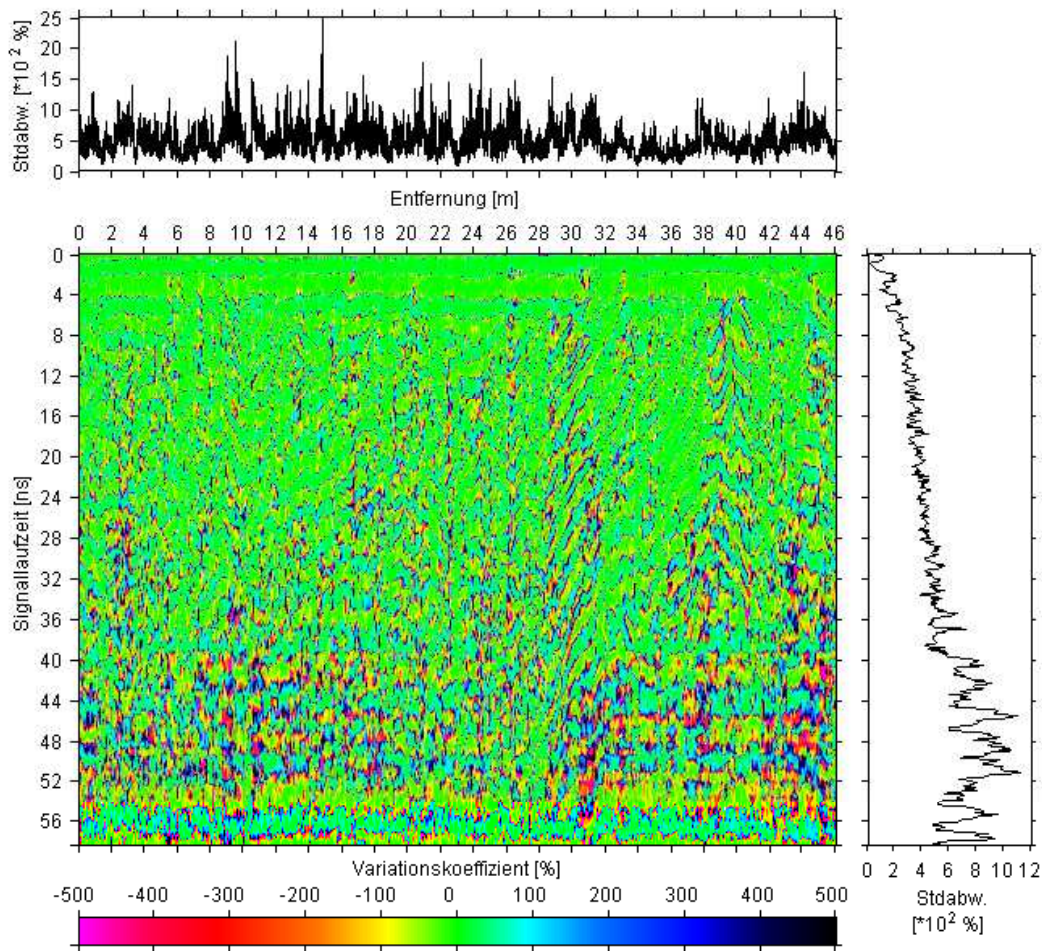


Abbildung 8.11: Variationskoeffizienten für die Messungen JÜLICH1 und JÜLICH2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

8.14 zeigt sich, dass der Frequenzschwerpunkt der Radarspuren deutlich unterhalb der Mittenfrequenz der Antenne von 400 MHz liegt. Trotz des trockenen, sandigen Untergrundes, der eine geringere Dämpfung auf die elektromagnetischen Wellen ausübt als der feuchte, tonige Waldboden im Messgebiet Melbtal, finden sich bezüglich des Frequenzschwerpunkts keine signifikanten Unterschiede in den jeweiligen Spektren. Ein wesentlicher Einfluss der Frequenzabhängigkeit der Dämpfung lässt sich bei diesen Daten somit nicht erkennen. Darüberhinaus zeigt sich, dass die unterschiedlichen Bereiche des Profils aufgrund der verschiedenen Anzahl der dort vorhandenen Reflexionen auch in den Amplitudenspektren klar voneinander getrennt werden können.

Die Berechnung des Variationskoeffizienten weist eine gute Übereinstimmung zwischen den Amplitudenspektren aus (s. Abb. 8.15), was sich in einem Mittelwert von  $9 \pm 12 \%$  widerspiegelt. Die mittlere Differenz der Spektren beträgt  $-65 \pm 770$  Einheiten.

Es scheint sich zu bestätigen, dass die aus den Wiederholungsmessungen errechneten

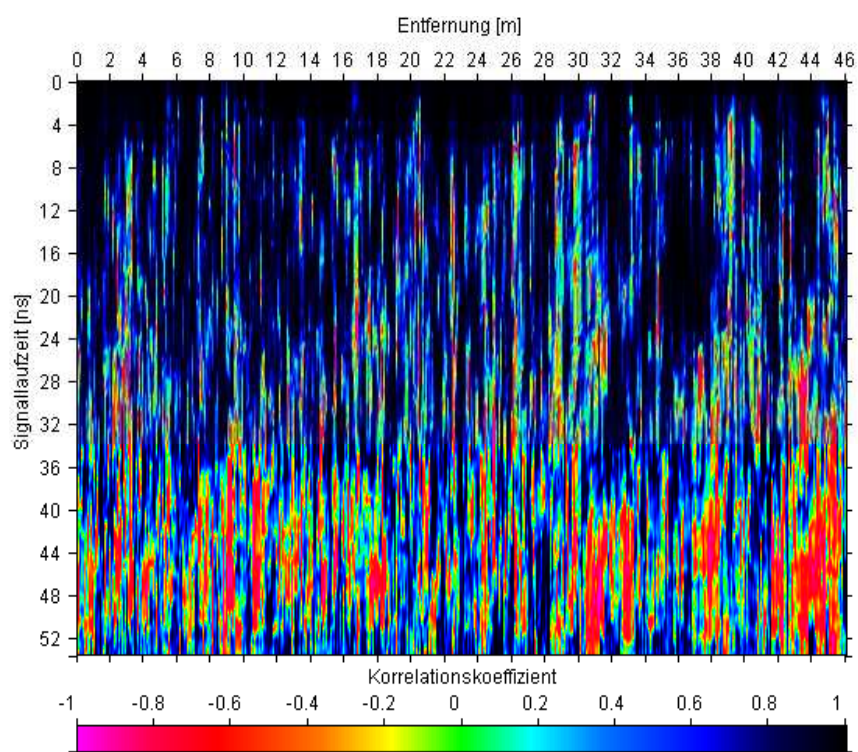


Abbildung 8.12: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen JÜLICH1 und JÜLICH2.

Standardabweichungen des Variationskoeffizienten für die Radargramme deutlich größer ausfallen als für die Amplitudenspektren.

Aufgrund der gut erkennbaren, durchgehenden Reflexionshorizonte in den Daten lässt sich eine Analyse der Übereinstimmung der Laufzeiten durchführen. Dazu werden zwei Horizonte ausgesucht, deren Einsatzzeiten, d.h die Signallaufzeiten der ersten Maxima des Reflexionssignals, mithilfe eines im Programm REFLEXW eingebauten Algorithmus entlang des Profils detektiert werden können. Dazu ist es lediglich notwendig, dass der Benutzer den Beginn des Reflektors markiert.

Beim ersten Reflexionshorizont liegt dieser bei Profilmeter 12,65 m und einer Laufzeit von 22 ns. Die Einsatzzeiten wurden dann bis 19 m aufgezeichnet. Aus der Differenz dieser Werte für beide Profile resultiert eine mittlere Abweichung von  $0,24 \pm 0,36$  ns. Für die zweite Auswahl lag der Anfangspunkt bei 32 m und 28,13 ns und die Erfassung erfolgte bis 41,5 m. Auch hier konnten nur minimale Unterschiede festgestellt werden, die sich in einer mittleren Abweichung von  $0,26 \pm 0,36$  ns ausdrücken.

Für eine Abschätzung, welche Ungenauigkeit in der Bestimmung der Tiefenlage des Reflektors daraus folgt, ist zu beachten, dass es sich um die Zweibege-Laufzeit des Signals handelt. Mit einer angenommenen Geschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen von  $10 \frac{cm}{ns}$  erhält man so Ungenauigkeiten von  $1,2 \pm 1,8$  cm bzw.  $1,3 \pm 1,8$  cm.

Insgesamt schlägt sich das gute Resultat in einem mittleren Korrelationskoeffizienten von  $0,965 \pm 0,046$  nieder (s. Abb. 8.16).

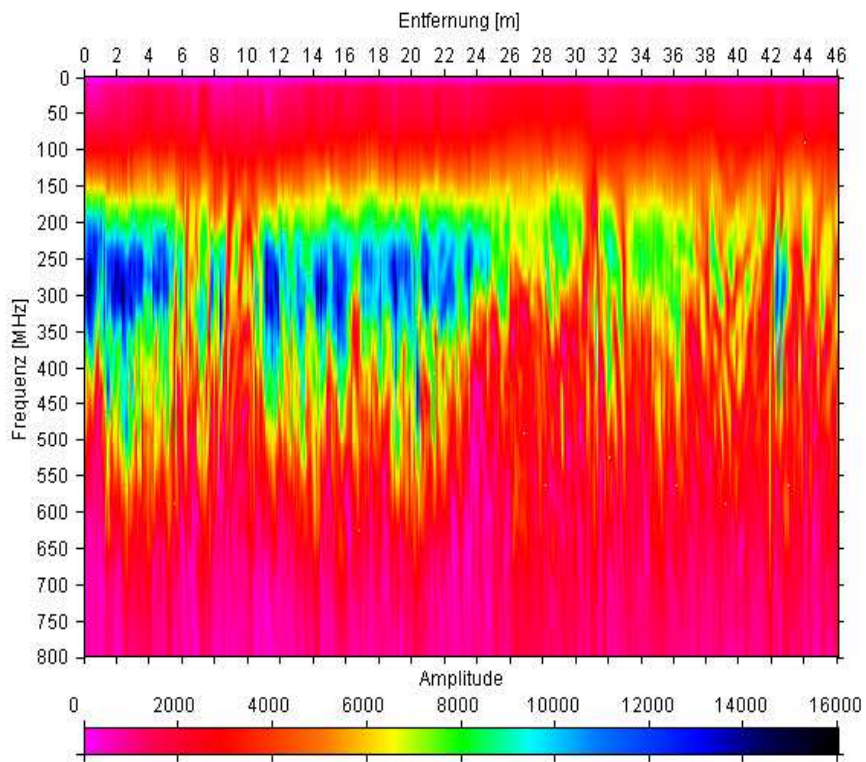


Abbildung 8.13: Amplitudenspektrum für die Messung JÜLICH1 (400 MHz).

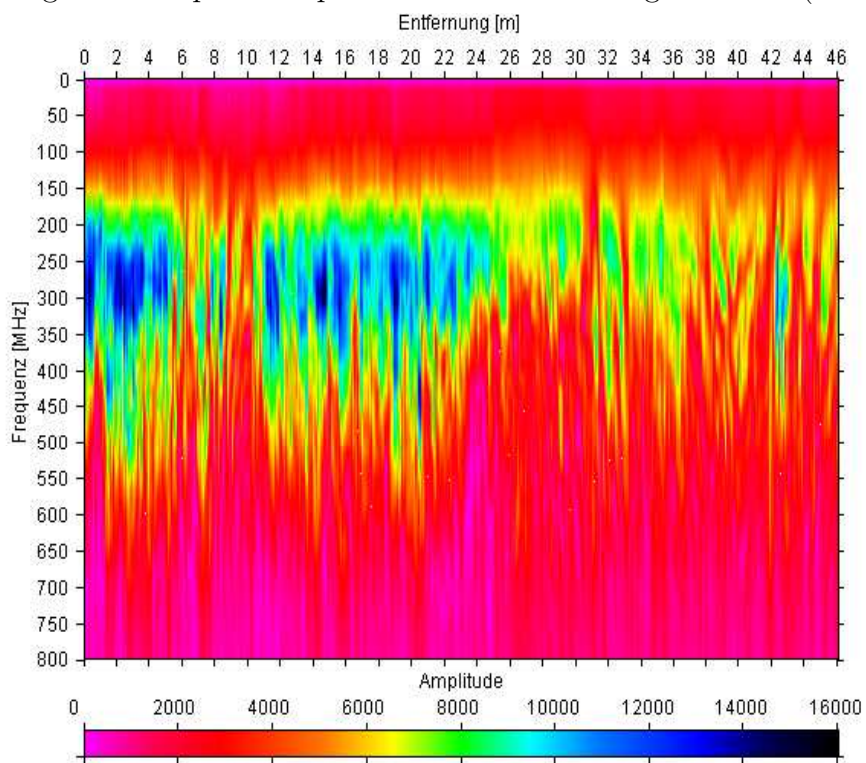


Abbildung 8.14: Amplitudenspektrum für die Messung JÜLICH2 (400 MHz).



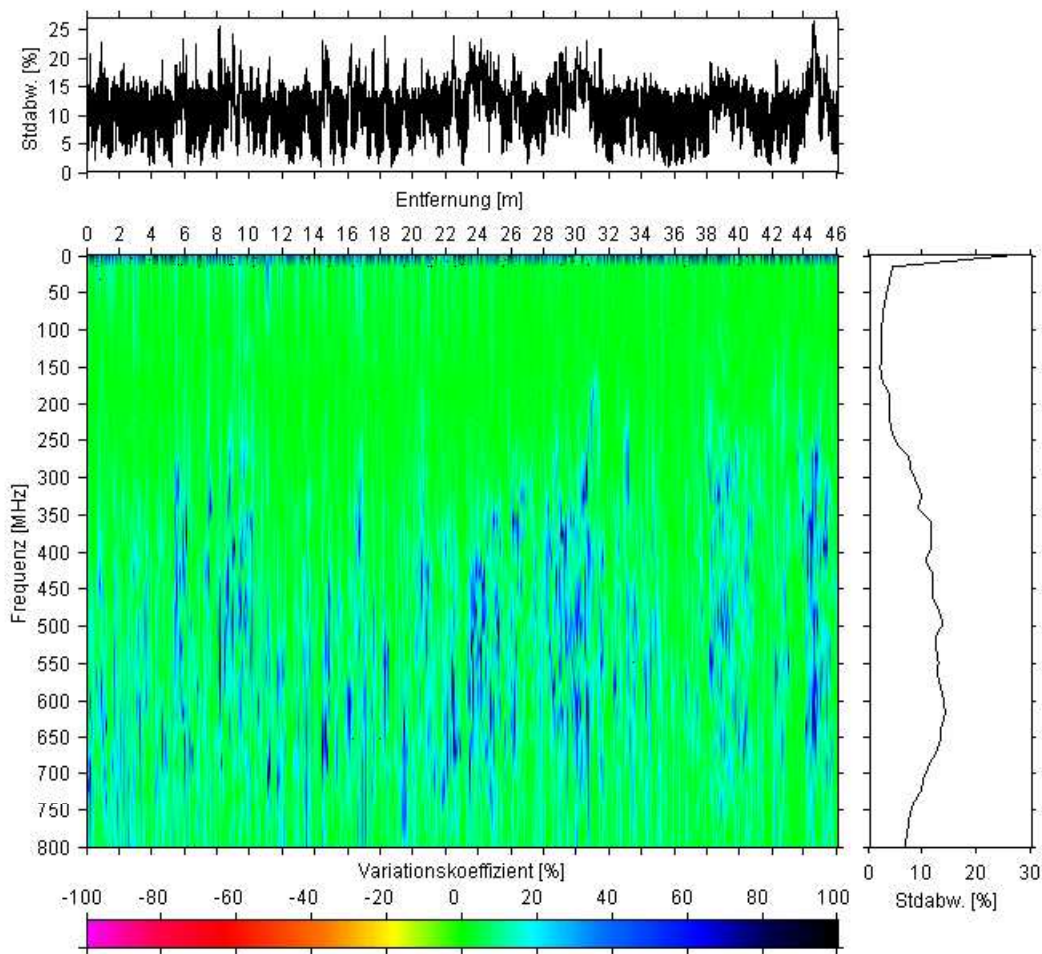


Abbildung 8.15: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen JÜLICH1 und JÜLICH2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

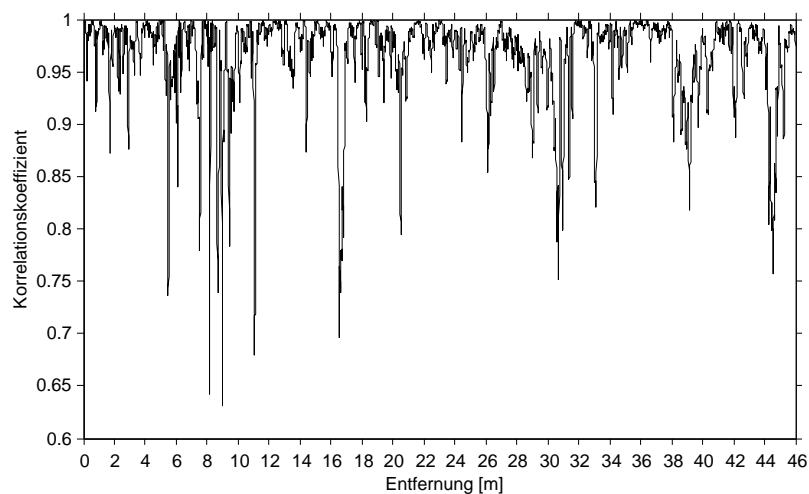


Abbildung 8.16: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen JÜLICH1 und JÜLICH2. Es wurden nur Spurwerte bis 38ns berücksichtigt.

### 8.2.2 200 MHz

Im Anschluss an die 400 MHz Messung erfolgte eine erneute Erfassung der Untergrundverhältnisse mit der 200 MHz Antenne entlang desgleichen Profils. Ziel war es, zu testen, inwiefern die unterschiedlichen Antennen einen Einfluss auf das Ergebnis der Reproduzierbarkeit der Daten haben.

Während bei den Testmessungen in Kapitel 6.2 die 400 MHz Antenne im Vergleich ein geringeres Rauschniveau erkennen ließ, zeigte die 200 MHz Antenne ein stabileres Verhalten, was die Abstrahlung des Sendepulses anging. Im Vergleich liegt die mittlere abgestrahlte Leistung der 200 MHz Antenne laut Herstellerangaben mit 0,75 mW (bei einer Pulswiederholungsfrequenz von 50 KHz) um einen Faktor  $\approx 3,6$  höher als bei dem 400 MHz Modell. Das vertikale Auflösungsvermögen liegt nach Gleichung 4.26 um das Doppelte niedriger.

Die Einstellungen der Messung sind Tabelle 8.3 zu entnehmen. Der erste Messdurchgang erbrachte 10883, im zweiten Durchgang ergaben sich 12865 Spuren. Die Interpolation erfolgte mit der Vorgabe, die Daten auf 9200 Spuren zu reduzieren, so dass man einen Spurbestand von 0,005 m erreichte. Die zugehörigen mittleren Stapelraten belaufen sich auf 1,2 bzw. 1,4.

Die Radargramme in den Abbildungen 8.17 und 8.18 lassen in wesentlichen Teilen dieselben Strukturen erkennen, die auch in den Daten der vorherigen 400 MHz Messungen zu beobachten waren. Ebenso zeigen sich die erwarteten Unterschiede in Bezug auf die Eindringtiefe und das Auflösungsvermögen. Dies äußert sich darin, dass jetzt Reflektoren bis 55 ns deutlich erkennbar sind, wobei das Radargramm aber weniger detailliert erscheint, da das vertikale Auflösungsvermögen, wie bereits angemerkt, um das Doppelte niedriger liegt. Die Störungen zu höheren Laufzeiten hin, sind deutlich geringer ausgeprägt. Dies wird trotz der Unterschiede in den bei den Messungen verwendeten Verstärkungskurven deutlich. Übereinstimmend zeigt sich eine Amplitudenabnahme bei der Bodenwelle im hinteren Teil des Profils.

Die Größenverteilung der Differenzen der 200 MHz Wiederholungsmessungen drücken sich in dem Mittelwert von  $0 \pm 14$  Einheiten aus. Dieser Wert liegt um ein Vielfaches

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	200 MHz
Range	100 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	70
Digitalisierung	8 Bit
AGC	-9/44/70/77 db
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=50 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=350 MHz

Tabelle 8.3: Systemeinstellungen während der 200 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Jülich.

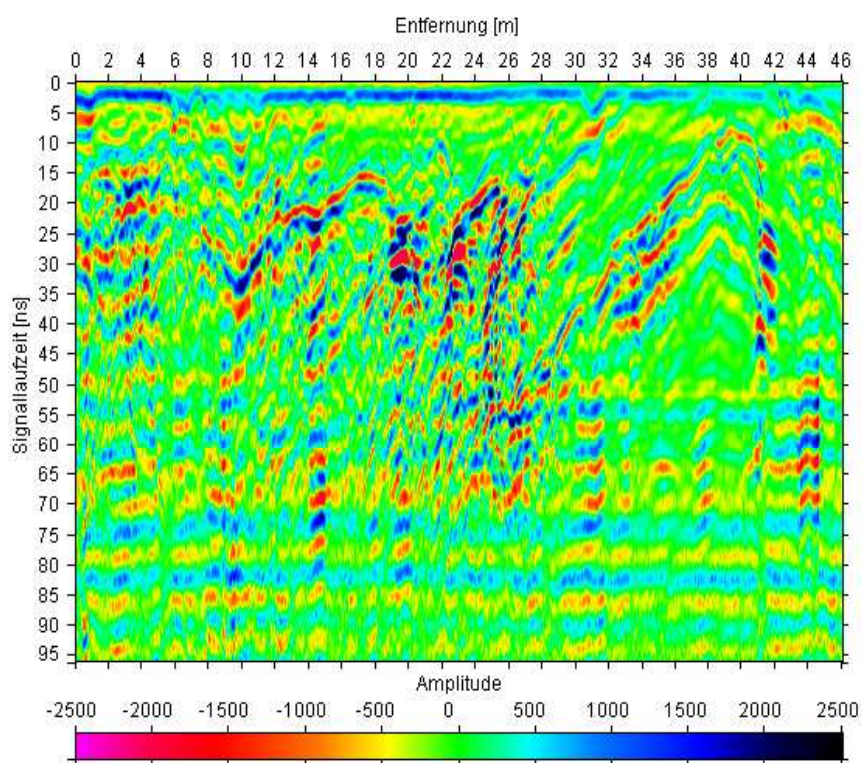


Abbildung 8.17: JÜLICH3 - 3. Messung im Messgebiet Jülich (200 MHz).

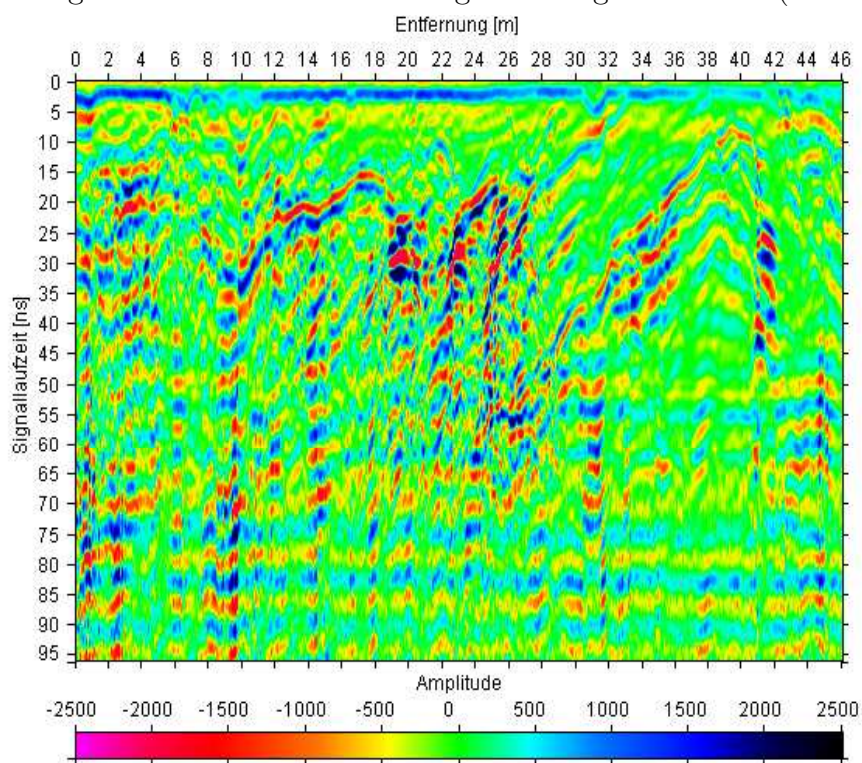


Abbildung 8.18: JÜLICH4 - 4. Messung im Messgebiet Jülich (200 MHz).

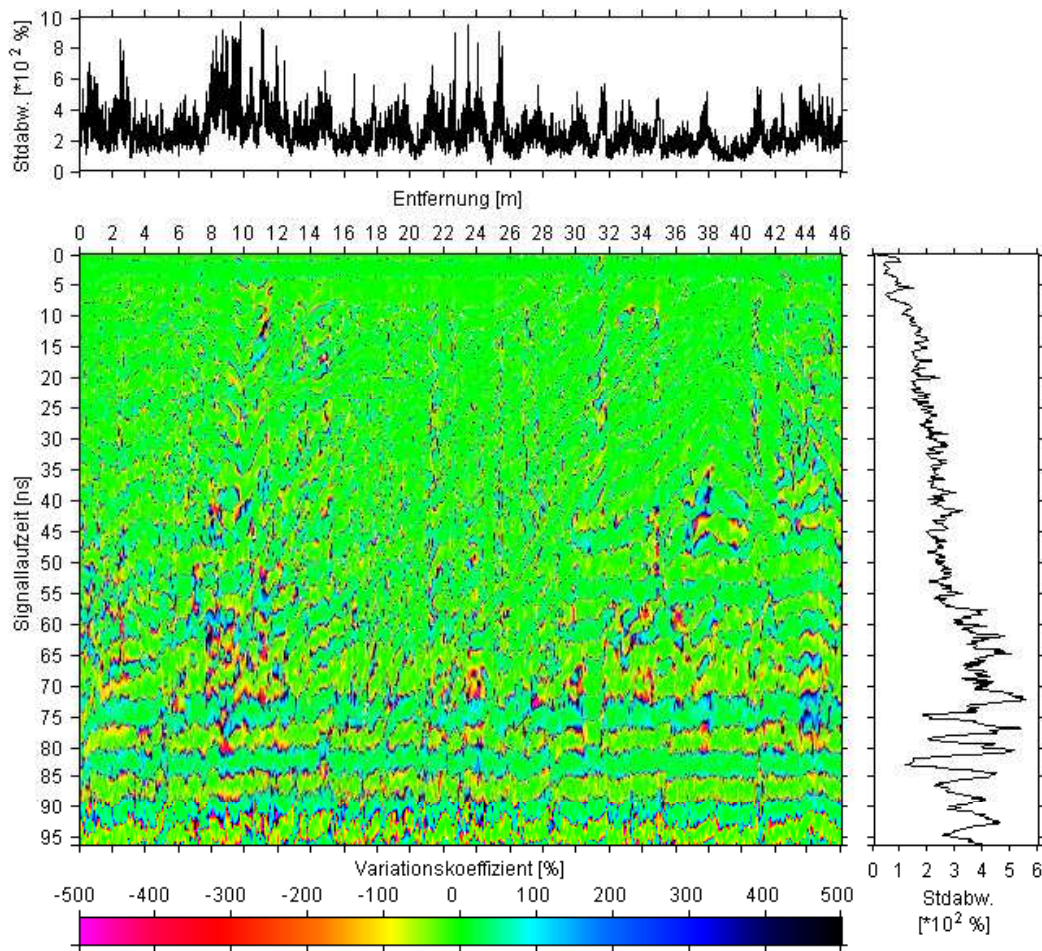


Abbildung 8.19: Variationskoeffizienten für die Messungen JÜLICH3 und JÜLICH4; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

unter dem Ergebnis der Rauschmessungen, bei denen Amplitudenschwankungen von  $\pm 73$  festgestellt wurden. Zudem fällt er im Vergleich zur 400 MHz Messung niedriger aus. Ursächlich hierfür wird die ausgeprägte, mehrskalige Struktur im Untergrund angesehen. Kleinskalige Variationen können durch die höherfrequenten Wellen besser aufgelöst werden. Gleichzeitig erfahren diese dort aber auch höhere Streuverluste als die niederfrequenten Signale der 200 MHz Antenne. Größerskalige Objekte, wie die Reflektoren im Bereich der Verwerfung, werden von beiden Frequenzen ähnlich gut erfasst und führen daher zu keinen größeren Unterschieden.

Die Abbildung der Variationskoeffizienten (s. Abb. 8.19) lässt ebenfalls die bessere Reproduzierbarkeit der Amplituden erkennen. Deutlich zeigen sich die grünen Bereiche, welche Abweichung in einem Intervall von circa -50 % bis +50 % beschreiben, in der Überzahl. Stärkere Abweichungen treten fast ausschließlich in den Zonen in der Nähe der Amplitudennullstellen auf. Rechnerisch drückt sich dieses Ergebnis in einem Mittelwert von  $-1 \pm 279$  % aus.

Betrachtet man den Verlauf der Standardabweichungen für zeitgleiche und ortsglei-

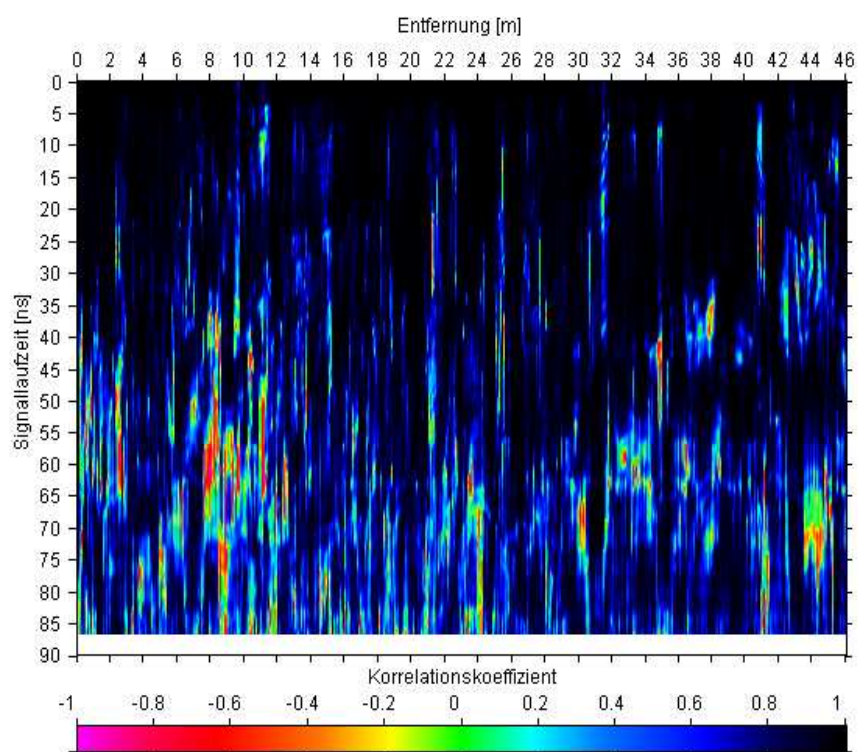


Abbildung 8.20: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 10 ns Länge für die Messungen JÜLICH3 und JÜLICH4 .

che Datenpunkte, ergeben sich Ähnlichkeiten zwischen den 200 MHz und 400 MHz Wiederholungsmessungen. Es zeigen sich deutlich weniger starke Peaks und geringere Werte im Profilbereich 32 - 46 m. Aufschlussreich ist auch der Verlauf der Kurve, die das Verhalten der Streuung für zeitgleiche Variationskoeffizienten angibt. In beiden Fällen zeigt sich ab einem bestimmten Wert eine deutliche Veränderung, die sich durch einen generellen Anstieg der Werte und deutlich größere Schwankungen bemerkbar macht. So kann die Laufzeit, bei der das Signal die maximale Eindringtiefe erreicht hat, mit 55 ns ermittelt werden. In diesem Fall zeigt sich, dass diese Betrachtung eine sinnvolle Hilfe zur Festlegung dieses Zeitpunkts sein kann.

Die Methode der Moving-Window Korrelation, die aufgrund der geänderten Frequenz in diesem Fall mit einem Zeitfenster von 10 ns ausgeführt wurde, zeigt diese Grenze nicht ganz so deutlich, weist dennoch ebenfalls leicht geringere Werte unterhalb der 55 ns Marke aus (s. Abb. 8.20). Bereiche mit negativen Korrelationen sind in diesem Teil des Radargramms nur vereinzelt zu finden. Berechnet man den Variationskoeffizienten nach dem Festlegen der Eindringtiefe neu, erhält man  $0 \pm 197\%$ . Die mittlere Amplitudendifferenz beträgt  $0 \pm 18$  Einheiten.

Die Betrachtung der Amplitudenspektren in den Abbildungen 8.21 und 8.22 zeigt, dass bei diesen Messungen die Frequenzen stärker um die Mittenfrequenz von 200 MHz angeordnet sind und die vormals für den 400 MHz Fall gemachte Beobachtung einer Verschiebung zu wesentlich niedrigeren Frequenzen hier nicht zutrifft. Ähnlichkeiten zwischen beiden Fällen zeigen sich aber auch hier wieder. So sind

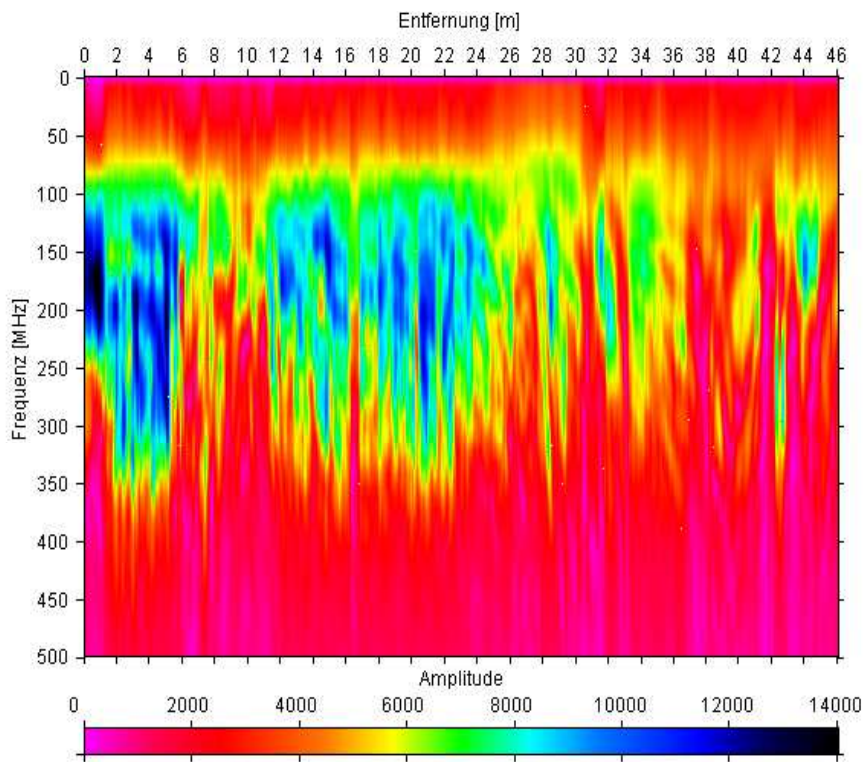


Abbildung 8.21: Amplitudenspektrum für die Messung JÜLICH3 (200 MHz).

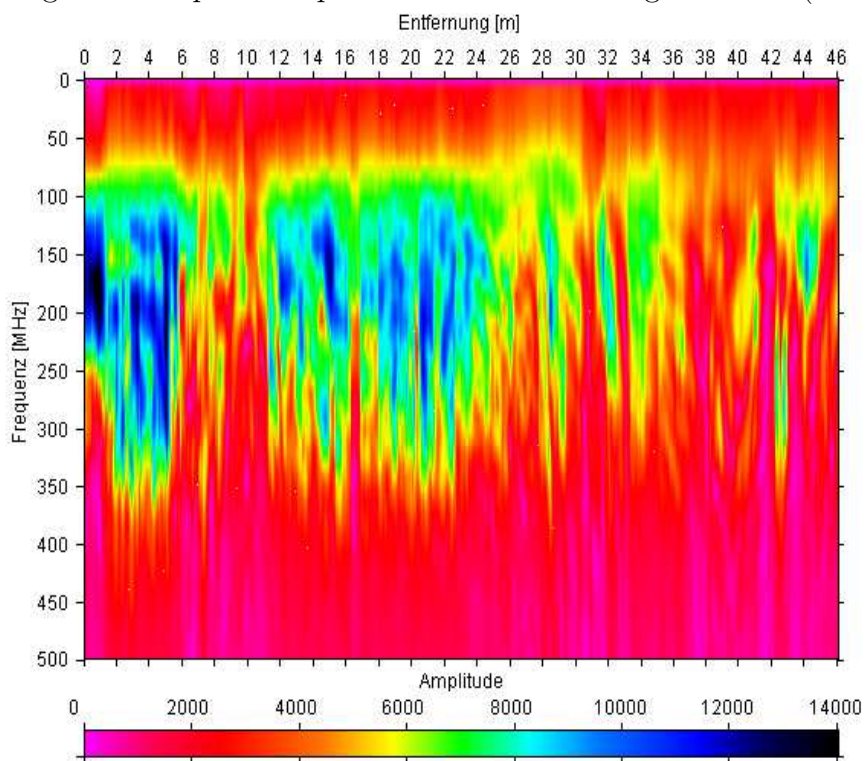


Abbildung 8.22: Amplitudenspektrum für die Messung JÜLICH4 (200 MHz).

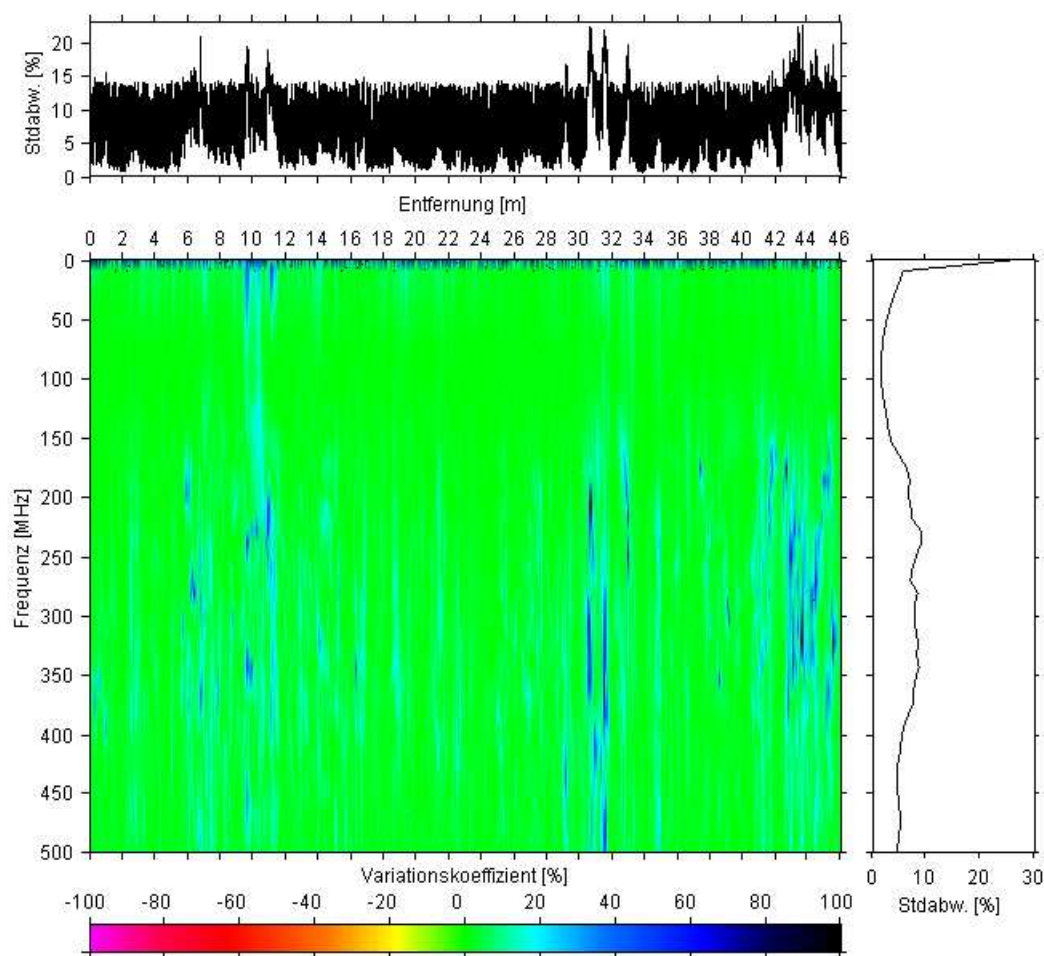


Abbildung 8.23: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen JÜLICH3 und JÜLICH4; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

die Profilschnitte, in denen das Spektrum breiter, d.h. eine breitere Spanne von Frequenzen umfasst, und in denen es schmaler ausfällt, identisch.

Ebenso wie die Variationskoeffizienten der Amplituden weist diese Größe auch für die Amplitudenspektren, im Vergleich zur vorherigen Wiederholungsmessung, eine bessere Übereinstimmung aus. Nur vereinzelt treten Werte größer 30 % auf. Insgesamt erhält man einen mittleren Variationskoeffizienten von  $5 \pm 9$  %. Die Differenz der beiden Spektren beträgt im Mittel  $-16 \pm 388$  Einheiten.

Eine bessere Konstanz im Spektrum der 200 MHz gegenüber der 400 MHz Antenne konnte auch während der Tests zum abgestrahlten Sendepuls festgestellt werden. Gleiches gilt für die Amplituden. Diese größere Stabilität und die veränderten Streuverluste, die nicht so sehr die Form des Reflexionssignals, aber um so mehr dessen Amplituden beeinflussen, können als die wesentlichen Punkte, die für die Unterschiede zwischen den durchgeführten Wiederholungsmessungen im Messgebiet Jülich verantwortlich sind, ausgemacht werden.

Abschliessend werden die Laufzeiten verglichen. Dazu werden dieselben zwei Reflektoren wie zuvor gewählt. Aufgrund der unterschiedlichen Eindringtiefen können die Anfangspunkte bei späteren Zeiten gesetzt werden. So werden die Werte für den ersten Reflektor vom Beginn bei 9,9 m und 30,3 ns bis zum Endpunkt bei 20,5 m bestimmt. Im zweiten Fall erstreckt sich der Bereich von 32,1 m bis 38 m. Der Zeitwert am Anfang liegt bei 27,5 ns. Im Resultat ergeben sich Laufzeitschwankungen von  $0,21 \pm 0,28$  ns bzw.  $0,14 \pm 0,28$  ns. Umgerechnet in die sich daraus ergebende Ungenauigkeit der Tiefenlage des Reflektors erhält man bei  $v_{Boden} = 10 \frac{cm}{ns}$  als Resultat  $1,1 \pm 1,4$  cm und  $0,7 \pm 1,4$  cm. Das bedeutet zwar eine Verbesserung des Ergebnisses im Vergleich zur 400 MHz Messung, dennoch fallen die Differenzen in allen Fällen so klein aus, dass man nicht von signifikanten Unterschieden sprechen kann.

Das sehr gute Ergebnis dieser Wiederholungsmessung wird eindrucksvoll durch den Verlauf des Korrelationskoeffizienten bestätigt (s. Abb. 8.24). Nur an wenigen Orten fällt er unter einen Wert von 0,95 und besitzt einen sehr hohen Mittelwert von  $0,99 \pm 0,03$  %.

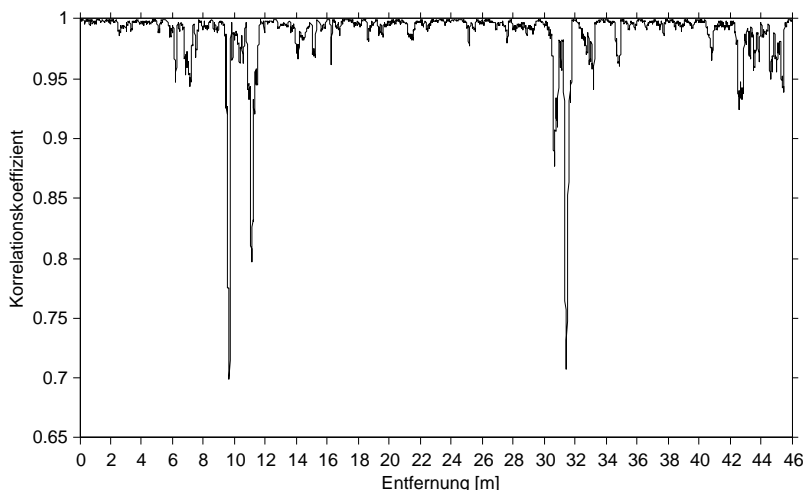


Abbildung 8.24: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen JUELICH3 und JUELICH4. Es wurden nur Spurwerte bis 55 ns berücksichtigt.



## 8.3 Messgebiet Lägerdorf

Die folgenden Messungen wurden auf dem Sportplatz der Ortschaft Lägerdorf durchgeführt, die in Norddeutschland nahe der Stadt Itzehoe liegt. Auf diesem Sportplatz kam es auf der Rasenfläche zu einem trichterförmigen Einbruch, der auf Ausspülungen innerhalb der hier flach anstehenden Kreide zurückzuführen ist. Da unterhalb des Sportplatzes mit einer vergleichbaren Situation gerechnet wurde, wurde untersucht, ob weitere gefährdete Bereiche durch den Einsatz des Bodenradars dokumentiert werden können. Die Messungen erfolgten in Zusammenarbeit mit dem Ingenieurbüro für Bodenradartechnologie Jörg Endom aus Hitzhusen.

Innerhalb eines  $9 \times 9 \text{ m}^2$  großen Testfeldes wurde ein Profil wiederholt mit 100, 200 und 400 MHz Antennen vermessen. Die ebene Rasenfläche bot optimale Rahmenbedingungen, zudem ließ die flach anstehende Kreideschicht einen eindeutigen Reflektor erwarten. Die Bedingungen waren also vergleichbar mit den guten Voraussetzungen im Messgebiet Jülich. Dennoch war zu vermuten, dass die oberen Bodenschichten des Sportplatzes, aufgrund der regelmäßigen Pflege und der damit verbundenen Düngung, relativ hohe Leitfähigkeiten aufweisen, was sich wiederum negativ auf die Eindringtiefe des Radarsignals auswirken könnte. Am Tag der Messung und auch an den vorausgegangenen Tagen war die Witterung trocken, so dass nicht mit einer erhöhten Bodenfeuchte zu rechnen war. Genauer war über die oberhalb der Kreide anzutreffenden Schichten nicht bekannt. Ein weiterer wesentlicher Unterschied bei diesen Wiederholungsmessungen ist, dass die Aufzeichnung aller Datensätze mit 16 Bit durchgeführt wurden.

### 8.3.1 400 MHz

Für den ersten Messdurchgang wurden mit der 400 MHz Antenne und den Einstellungen aus Tabelle 8.4 die Radargramme in den Abbildungen 8.25 und 8.26 aufgenommen. Der Gesamtspurzahl von 3227 im ersten Durchgang stehen 2833 Spuren bei der zweiten Vermessung gegenüber. Beide Datensätze wurden auf 2250

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	400 MHz
Range	80 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	80
Digitalisierung	16 Bit
AGC	-10/38/62/70/75 db
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=100 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=500 MHz

Tabelle 8.4: Systemeinstellungen während der 400 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Lägerdorf.

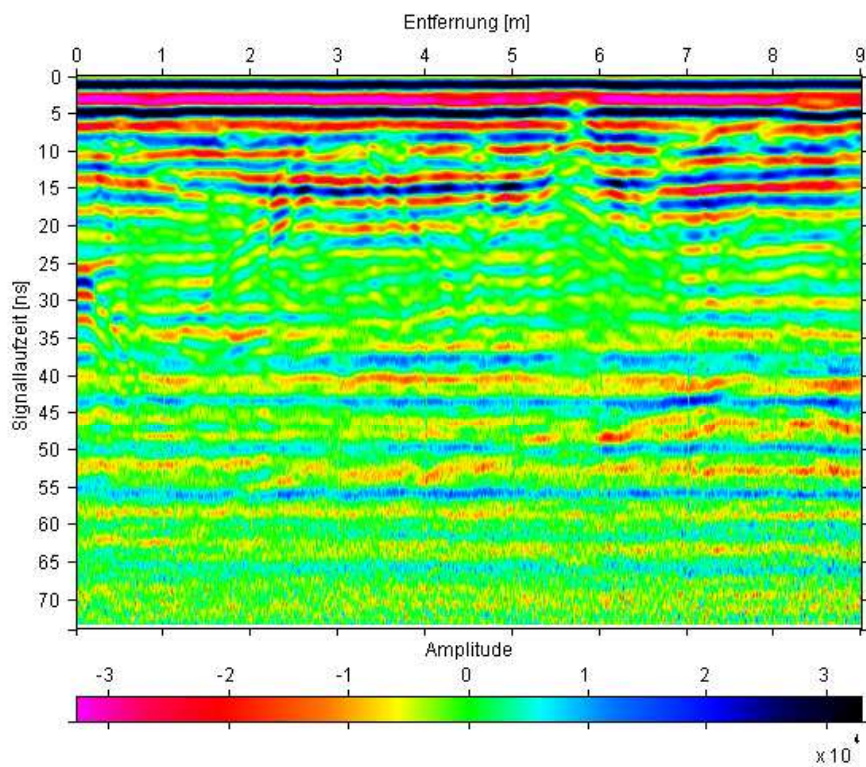


Abbildung 8.25: LÄGERDORF1 - 1. Messung im Messgebiet Lagerdorf (400 MHz).

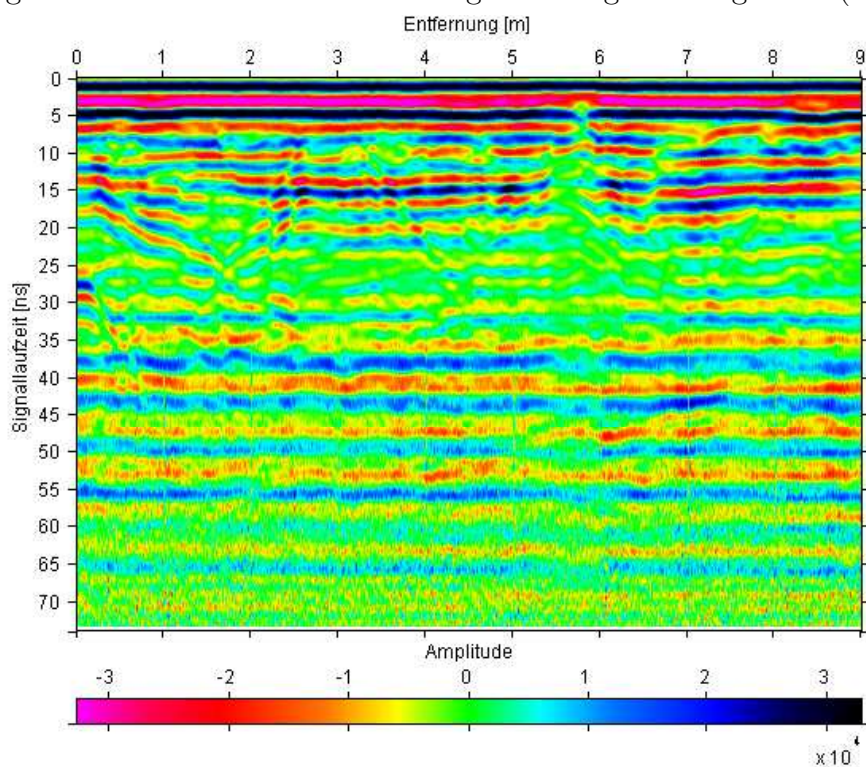


Abbildung 8.26: LÄGERDORF2 - 2. Messung im Messgebiet Lagerdorf (400 MHz).

Spuren interpoliert, so dass sich ein Spurabstand von 0,004 m ergab. Die zugehörigen Stapelraten belaufen sich auf 1,4 und 1,3.

Sichtbar werden in den Daten eine sehr stark ausgeprägte Bodenwelle und ein flacher Reflexionshorizont bei ca. 12,5 ns. Dieser Horizont ist nicht mit der Kreideschicht in Verbindung zu bringen, da er bei einer geschätzten Geschwindigkeit von  $8 - 10 \frac{cm}{ns}$  in einer Tiefe von 50 - 60 cm liegt. Nach den Kenntnissen aus dem Einbruchtrichter war die anstehende Kreide erst tiefer zu erwarten. Es ist anzunehmen, dass es sich bei der gefundenen Grenzsicht um die Bodenschicht handelt, die beim Bau des Sportplatzes aufgebracht worden ist. Das interessanteste Merkmal der Aufzeichnung ist die Diskontinuität bei Profilmeter 5,8, die eine ausgeprägte Störung dieser Schicht anzeigt. Oberhalb einer Laufzeit von 20 ns sind keine signifikanten Einsätze mehr zu sehen, d.h. die erreichbare Eindringtiefe der 400 MHz Antenne reicht nicht aus, um die Kreideschicht zu detektieren. Unter Umständen lassen sich die vage erkennbaren aufsteigenden Strukturen zwischen 2 und 8 m und 55 bis 40 ns auf den Einfluss dieser Schicht zurückführen. Dies wird durch die tieferfrequenten Messungen zu verifizieren sein. Die angesprochenen Merkmale lassen sich in beiden 400 MHz Datensätzen finden. Im Gegensatz dazu offenbart sich auf den ersten zwei Profilmeter der Wiederholungsmessung eine kleine trichterförmige Struktur, die ihren Tiefpunkt bei ca. 1,7 m und 25 ns hat. Diese ist in der ersten Messung nur andeutungsweise zu finden. Bisher zeigten die Radargramme der Wiederholungsmessungen auf den ersten Blick keine solch offensichtlichen Unterschiede. Der Grund dafür, dass dies in diesem Fall beobachtet werden kann, konnte leider nicht zweifelsfrei gefunden werden. Auffälligkeiten während der Messvorgänge wurden nicht festgestellt und können als mögliche Quelle ausgeschlossen werden.

Die Amplitudendifferenzen führen auf einen Mittelwert von  $1 \pm 82$  Einheiten. Dieses Ergebnis fällt im Vergleich mit der 400 MHz Messung im Messgebiet Jülich schlechter aus. Es ist anzunehmen, dass sich hier bereits die geringere Eindringtiefe und der höhere Rauschanteil in den Daten bemerkbar macht. Der Übergang zu dem Bereich der Daten, in dem das Signal-to-Noise Verhältnis sinkt, ist in Abbildung 8.27 gut erkennbar. Bereits ab 28 ns zeigt sich eine deutliche Zunahme in der Streuung der für einen bestimmten Zeitwert berechneten Variationskoeffizienten. Im Zeitbereich 0 - 28 ns werden, bis auf die Abweichungen innerhalb der ersten zwei Metern des Profils, geringe Koeffizienten berechnet. Im unteren Zeitfenster von 28 - 80 ns lässt sich eine weitere Abgrenzung vornehmen. Man erkennt hier sowohl in den Originalradargrammen als auch in der Darstellung der Variationskoeffizienten die auf Rauschen zurückzuführenden, breiten Streifen. Ab ca. 60 ns ändert sich das Bild und die Abbildung 8.27 weist eine sehr unregelmäßige Verteilung der Werte auf, die eher einem Verhalten, dem ein Zufallsprinzip zugrunde liegt, ähnlich ist. Die Beobachtung der Standardabweichungen für ortsgleiche Datenpunkte führt zu keinen weiteren Erkenntnissen. Auch die Änderung der Untergrundverhältnisse bei 5,8 m schlägt sich nicht eindeutig in deren Verlauf nieder. Vielmehr zeichnen sich diese Werte durch ein kontinuierlich, einheitliches Niveau aus, das von einer Vielzahl starker Peaks durchzogen ist.

Die Darstellung der Moving-Window Analyse des Korrelationsverhaltens (s. Abb.

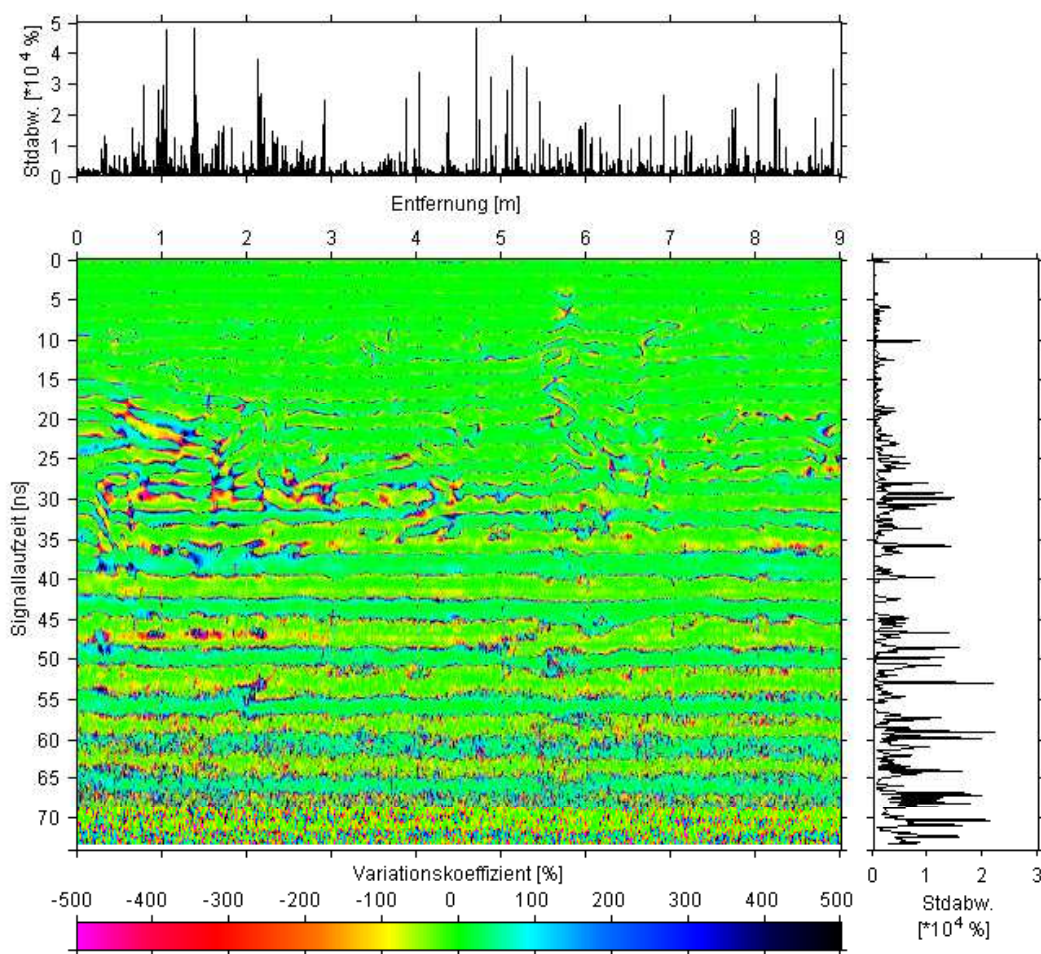


Abbildung 8.27: Variationskoeffizienten für die Messungen LÄGERDORF1 und LÄGERDORF2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

8.28) bestätigt die oben gemachten Beobachtungen. Deutlich heben sich die flach liegenden Unterschiede zu Beginn des Profils von 0 bis 4,5 m heraus. Gleiches gilt für die Trennung der Bereiche sehr guter und schlechterer Korrelation um 28 ns. Die oberflächennahe Störung um 5,8 m führt dort zu einer merklichen Abnahme des Korrelationskoeffizienten.

Für den mittleren Variationskoeffizienten erhält man unter Berücksichtigung aller Werte  $8 \pm 4331$  %. Lässt man den überwiegend verrauschten Teil ab 28 ns unberücksichtigt, ergibt sich  $0 \pm 1572$  % und für die mittlere Amplitudendifferenz  $2 \pm 132$  Einheiten.

Die Amplitudenspektren beider Messungen in den Abbildungen 8.37 und 8.38 lassen einen, gemessen an der theoretischen Mittenfrequenz der 400 MHz Antenne, sehr niedrigen Frequenschwerpunkt um 270 MHz erkennen. Dieser Punkt wird nochmals in Unterkapitel 8.3.3 aufgegriffen, wo dann auch eine mögliche Erklärung formuliert wird. Insgesamt liegt der Hauptteil der Frequenzanteile in einem Band zwischen 170 - 370 MHz. Ausnahmen davon, sind nur zum Ende des Profils und im Bereich der

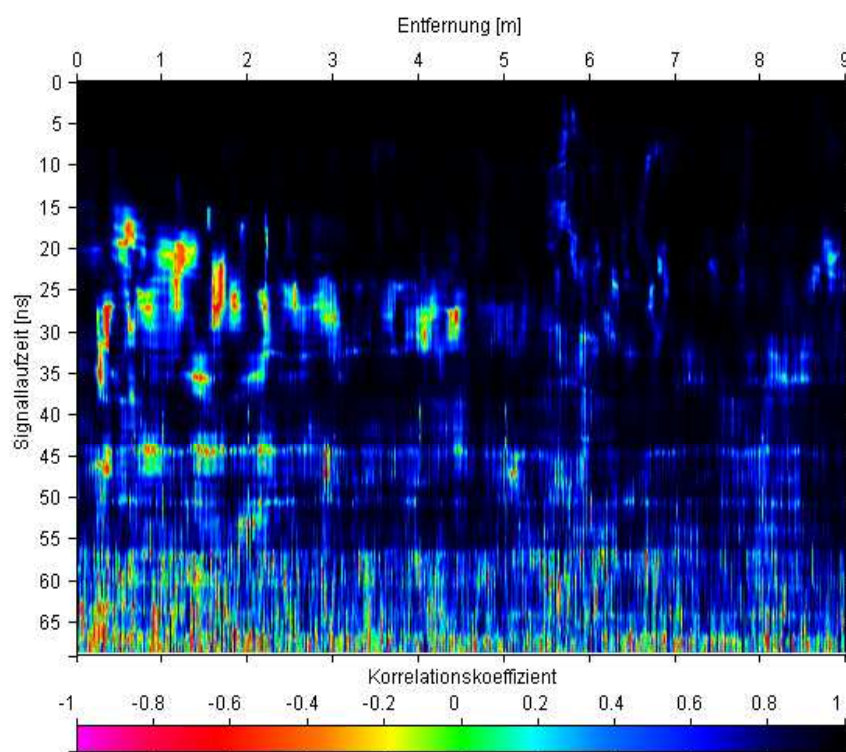


Abbildung 8.28: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen LÄGERDORF1 und LÄGERDORF2.

festgestellten Diskontinuität zu beobachten. Die deutlichen Differenzen in den Messungen zwischen 0 und 2 m schlagen sich nicht erkennbar in den Amplitudenspektren nieder. Dies zeigt sich auch in Abbildung 8.31, die wie schon in den vorangegangenen Beispielen eine sehr gute Übereinstimmung der Spektren anzeigt. Ausgedrückt wird dies durch den Mittelwert des Variationskoeffizienten von  $3 \pm 7\%$ . Die mittlere Differenz beträgt  $93 \pm 2045$  Einheiten.

Die abschließende Betrachtung der Korrelation der einzelnen miteinander zu vergleichenden Spuren (s. Abb. 8.32) zeigt einmal mehr, dass die größten Abweichungen in dem Bereich entstehen, in dem der Untergrund keine regelmäßigen Strukturen aufweist, und das Signal den dort tendenziell größeren Streuverlusten unterliegt. Im Mittel findet man einen Korrelationskoeffizienten von  $0,998 \pm 0,002$ .

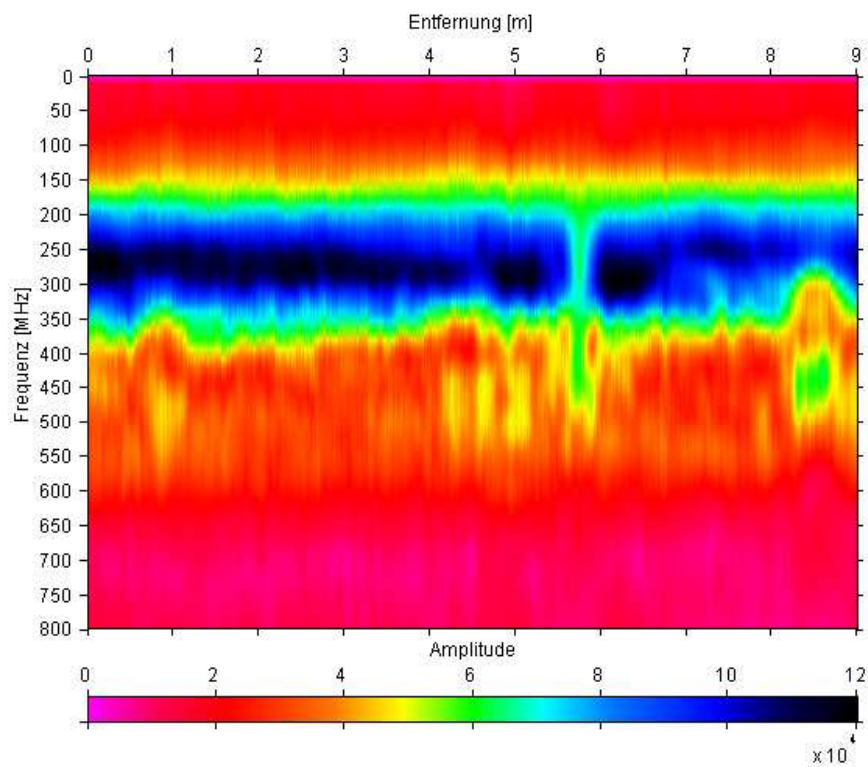


Abbildung 8.29: Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF1 (400 MHz).

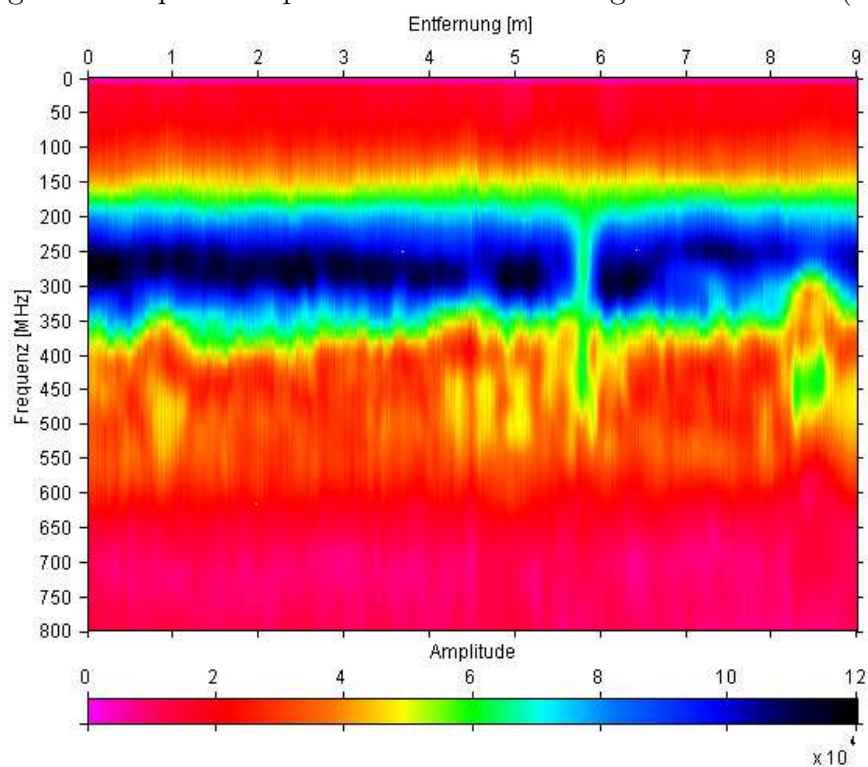


Abbildung 8.30: Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF2 (400 MHz).

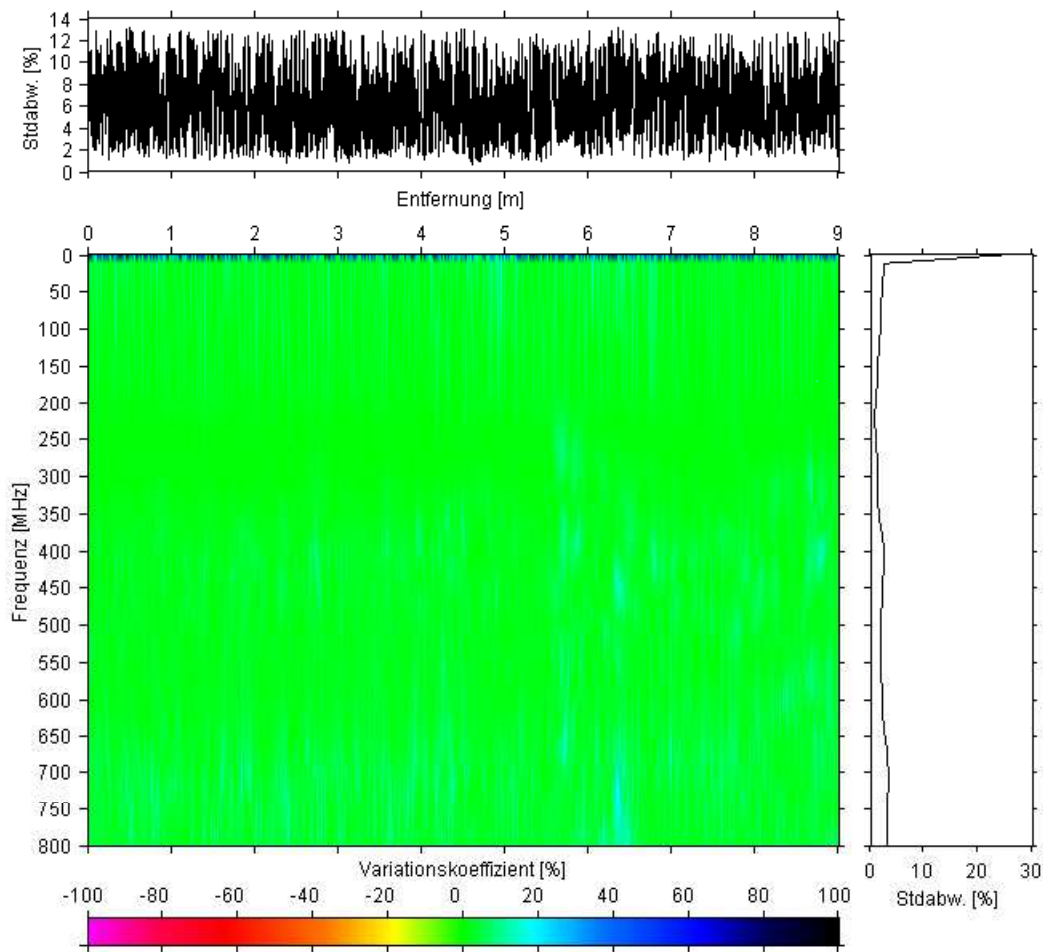


Abbildung 8.31: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen LÄGERDORF1 und LÄGERDORF2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

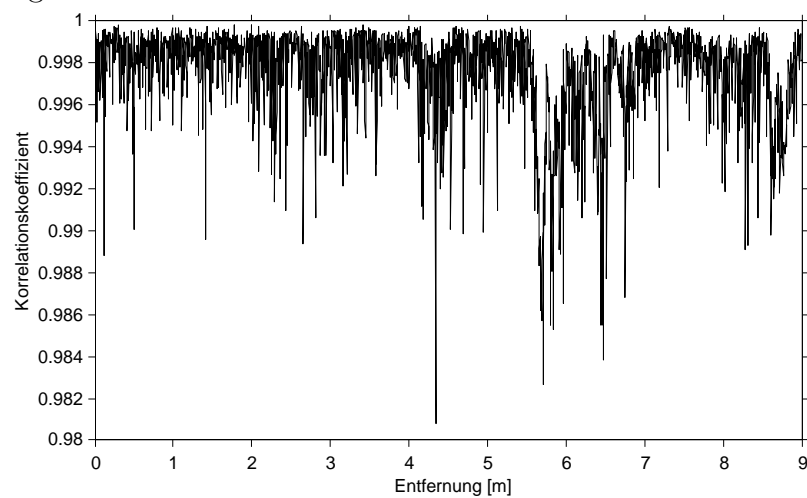


Abbildung 8.32: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen LÄGERDORF1 und LÄGERDORF2. Es wurden nur Spurwerte bis 28 ns berücksichtigt.

### 8.3.2 200 MHz

Nachdem sich die 400 MHz Antenne als nicht geeignet erwiesen hat, die Kreideschicht zu detektieren, kam im nächsten Schritt die 200 MHz Antenne zum Einsatz, die eine höhere Eindringtiefe des Signals erwarten ließ. Mit den Einstellungen aus Tab. 8.5 wurden dann die Wiederholungsmessungen durchgeführt.

Die erste Messung ergab 2988, die zweite 3029 Spuren. Durch die anschließende Markerinterpolation wurde die Spurmenge in beiden Fällen auf 2250 reduziert. Das bedeutet eine Stapelrate von 1,3 bzw. 1,4 und ein Spurabstand von 0,004 m.

In den Daten bildet sich jetzt deutlich die Oberfläche der Kreideschicht ab, die ein sehr ausgeprägtes Relief zeigt. Legt man eine Wellengeschwindigkeit von  $10 \frac{cm}{ns}$  zugrunde, beträgt der Höhenunterschied entlang der Grenzschicht vom Beginn bis zum Ende des Profils 80 cm. Weitere Messungen im Rahmen dieser Kampagne zeigten die Oberfläche der Kreide in Tiefen von 1 m bis 3 m. Unterhalb des Reflektors sind die Daten in hohem Maße von Rauschen überlagert und liefern keine verwertbaren Informationen mehr. Die Kreide übt offensichtlich eine sehr starke Dämpfung auf das elektromagnetische Signal aus. Trotz des geringeren Auflösungsvermögens im Vergleich zur 400 MHz Antenne gelingt es, die flach verlaufende Grenzschicht um 15 ns zu erfassen, ebenso wie die Gefügeunterbrechung bei 5,8 m. Nicht registriert wurde dagegen die bei der Messung LÄGERDORF2 festgestellte trichterförmige Struktur zu Beginn des Profils. Unter Berücksichtigung aller Werte werden die Amplitudendifferenzen durch einen Mittelwert von  $-1 \pm 86$  Einheiten beschrieben und liegen damit in derselben Größenordnung wie bei den 400 MHz Wiederholungsmessungen auf diesem Profil.

In der Darstellung der Variationskoeffizienten (s. Abb. 8.35) für die Amplituden hebt sich deutlich der überwiegend verrauschte Teil der Daten heraus. Er führt zu einem deutlichen Anstieg der Standardabweichung der Werte für zeitgleiche Datenpunkte ab 65 ns. Dies bedeutet, dass durch die Verwendung der niedrigeren Frequenz die Eindringtiefe des Signals gegenüber der 400 MHz Antenne um mehr als das Doppelte gesteigert werden konnte. Auffällig ist, dass im oberen Teil des Radargramms, in einem „Zeitkorridor“ von 20 - 40 ns, höhere Abweichungen im Vergleich zu den

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	200 MHz
Range	150 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	80
Digitalisierung	16 Bit
AGC	-15/44.4/72/79/80 db
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=30 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=330 MHz

Tabelle 8.5: Systemeinstellungen während der 200 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Lägerdorf.



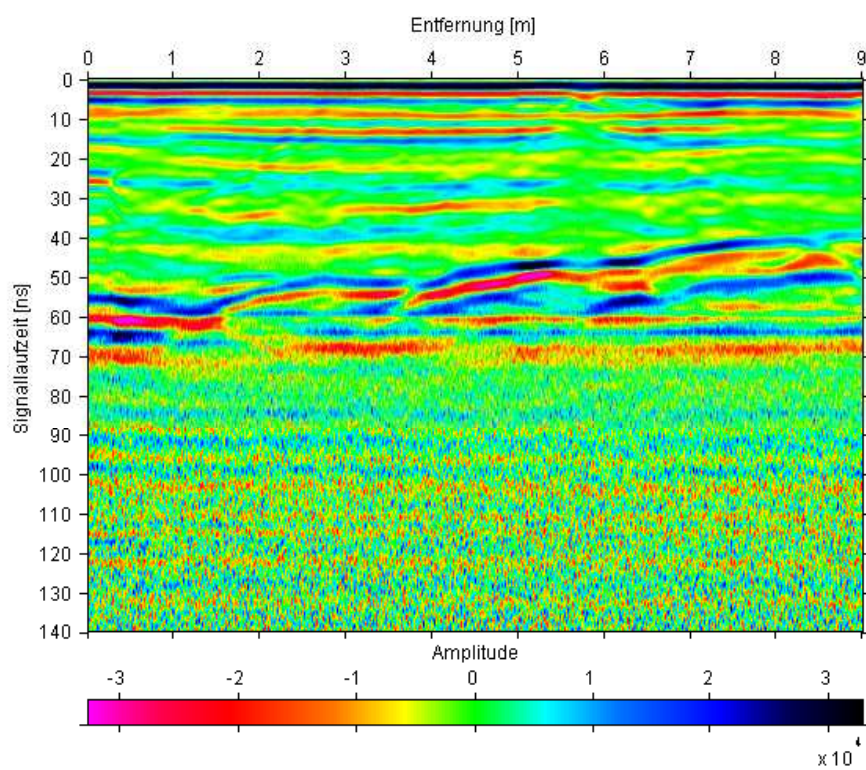


Abbildung 8.33: LÄGERDORF3 - 3. Messung im Messgebiet Lägerdorf (200 MHz).

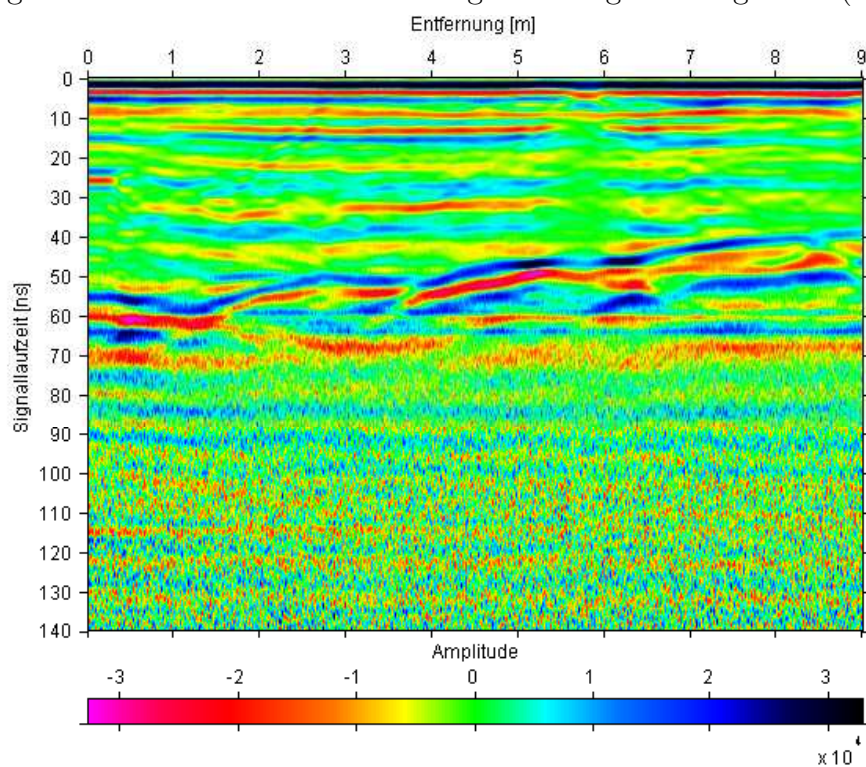


Abbildung 8.34: LÄGERDORF4 - 4. Messung im Messgebiet Lägerdorf (200 MHz).

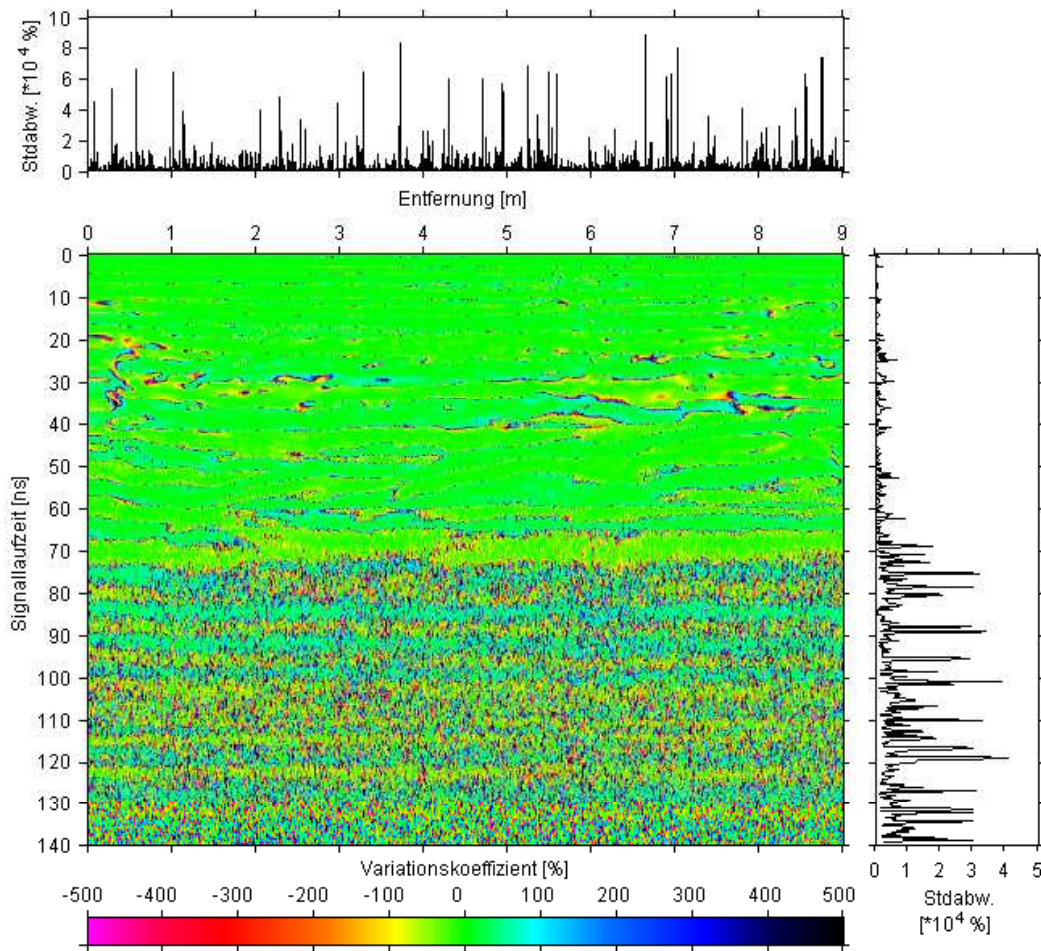


Abbildung 8.35: Variationskoeffizienten für die Messungen LÄGERDORF3 und LÄGERDORF4; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

unmittelbar daran angrenzenden Bereichen zu beobachten sind. Nach der Interpretation der Daten liegen hier keine Grenzschichten vor. Möglicherweise wird das Signal, durch das Fehlen eines klaren Reflektors in diesem Bereich im Wesentlichen durch unregelmäßige Schwankungen, d.h. Rauschen, geprägt und zeigt daher eine geringere Kontinuität. Der Verlauf der Standardabweichungen für ortsgleiche Datenpunkte führt in diesem Fall zu keinen weiteren Erkenntnissen.

Lässt man die Werte im vom Rauschen dominierten Bereich (d.h.  $> 65$  ns) unberücksichtigt, erhält man einen mittleren Variationskoeffizienten von  $5 \pm 1598$  % und damit ein ähnliches Ergebnis wie in der vorangegangenen Wiederholungsmessung. Die Amplitudendifferenzen in diesem Bereich betragen im Mittel  $-3 \pm 131$  Einheiten.

Die Spektren der beiden Messungen zeigen eine Konzentration der Frequenzen in einem Band zwischen 150 - 350 MHz. Es zeigen sich trotz der unterschiedlichen Antennenfrequenzen Übereinstimmungen mit den Messungen in Kapitel 8.3.1. Angesichts der theoretischen Mittenfrequenz und Bandbreite der benutzten Antenne

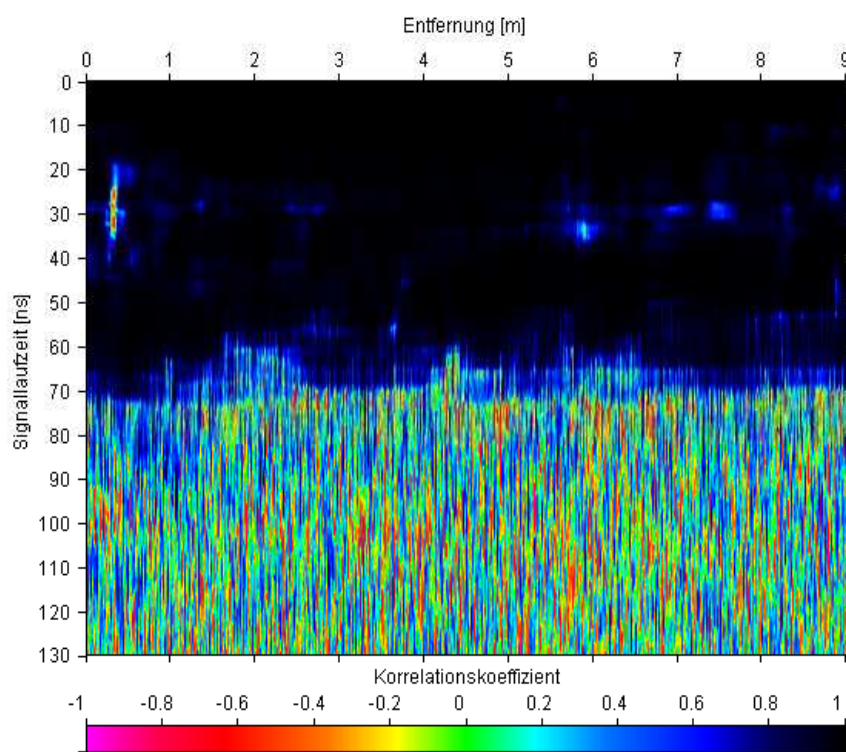


Abbildung 8.36: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 10 ns Länge für die Messungen LÄGERDORF3 und LÄGERDORF4.

von 200 MHz, liegt dieses Band um 50 MHz zu hoch. Das Amplitudenspektrum der abgestrahlten 200 MHz Wellenform in Abbildung 6.38 reicht aber ebenfalls in diesen Bereich hinein, so dass hierin keine außergewöhnliche Abweichung gesehen wird.

Erneut bestätigt sich die gute Reproduzierbarkeit des Frequenzgehalts der Radarspuren in Abbildung 8.39. Es lassen sich keine signifikant höheren Differenzen entlang des Profils erkennen. Der Mittelwert des Variationskoeffizienten beträgt  $3 \pm 6 \%$ . Die Differenzen der Spektren belaufen sich im Mittel auf  $432 \pm 2159$  Einheiten.

Im nächsten Schritt werden die Laufzeiten der sehr gut sichtbaren Grenzschicht zur flach anstehenden Kreide bestimmt und miteinander verglichen. Dabei werden Unterschiede von  $0,19 \pm 0,26$  ns festgestellt. Legt man  $v_{Boden} = 10 \frac{cm}{ns}$  zugrunde, resultieren diese Laufzeitdifferenzen in einer Tiefenungenauigkeit von  $0,95 \pm 1,3$  cm. Dies deckt sich mit den Ergebnissen aus Kapitel 8.2.

Die abschliessende Betrachtung des Korrelationskoeffizienten (s. Abb. 8.40) offenbart eine geringfügige Verschlechterung der Übereinstimmung der Spuren im zweiten Teil des Profils. Dies wird erkennbar an der leichten Zunahme der Minima der Kurve. Dennoch liegt der Mittelwert des Koeffizienten mit  $0,998 \pm 0,001$  sehr hoch.

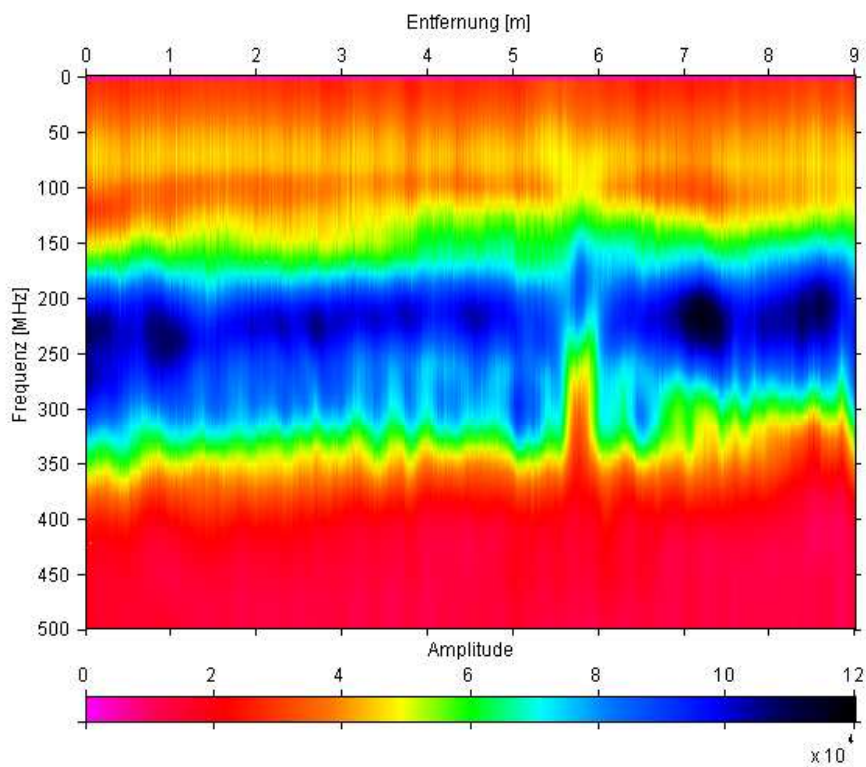


Abbildung 8.37: Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF3 (200 MHz).

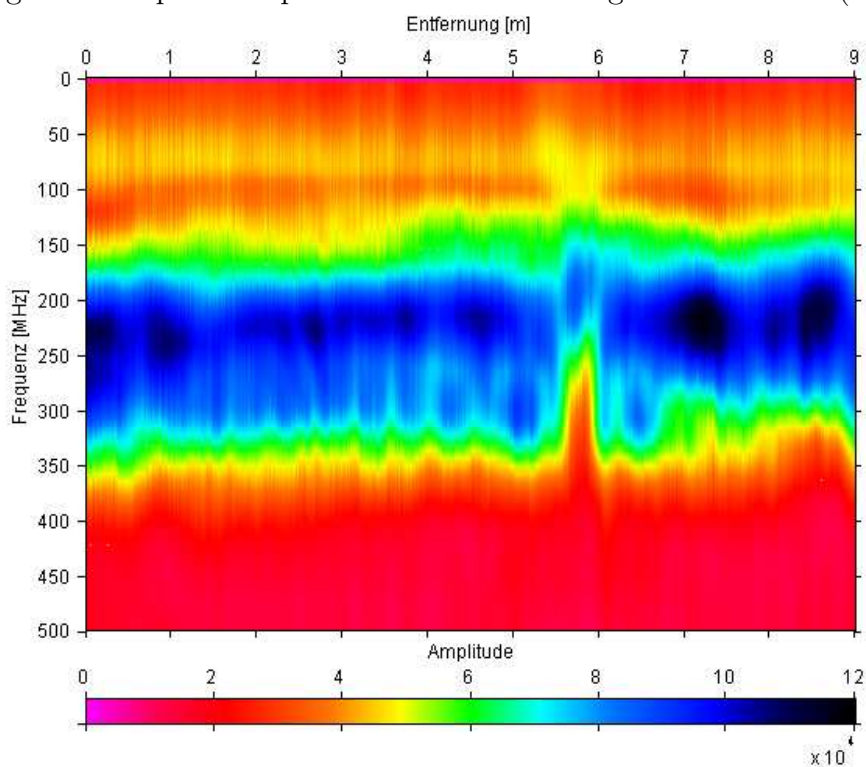


Abbildung 8.38: Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF4 (200 MHz).

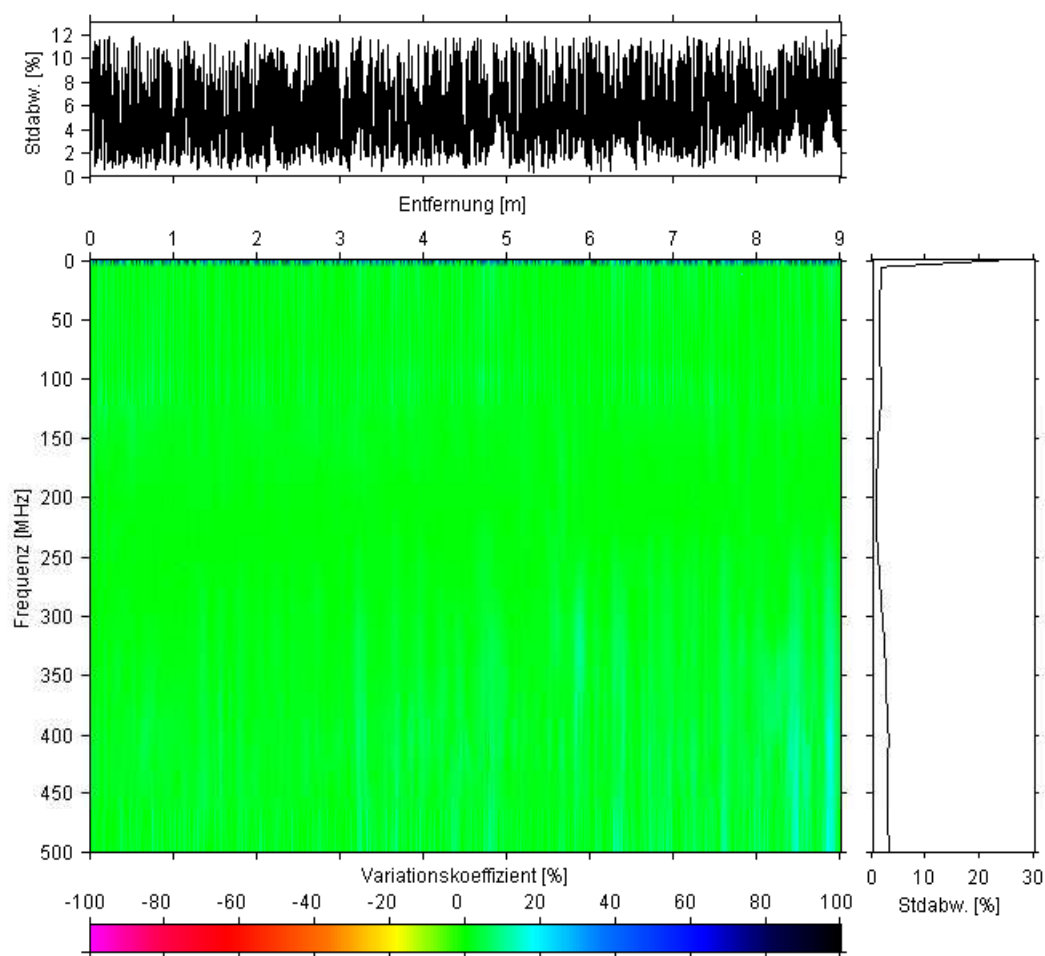


Abbildung 8.39: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen LÄGERDORF3 und LÄGERDORF4; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

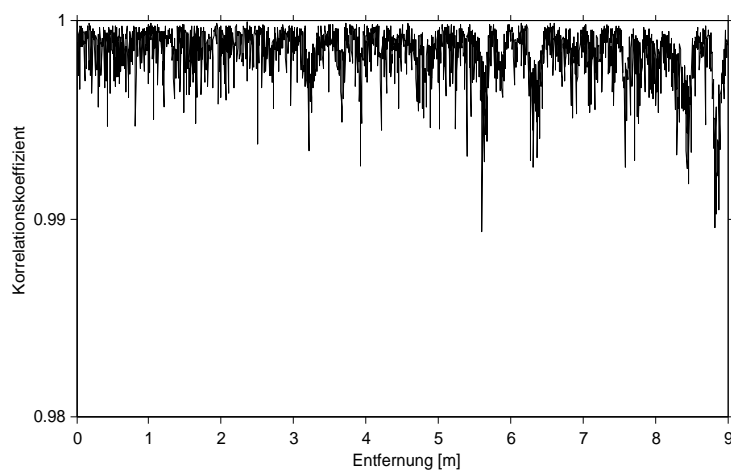


Abbildung 8.40: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen LAEGERDORF3 und LAEGERDORF4. Es wurden nur Spurwerte bis 65 ns berücksichtigt.

### 8.3.3 100 MHz

Als Abschluss der Messungen im Messgebiet Lägerdorf kam die 100 MHz Antenne zum Einsatz. Damit sollte versucht werden, eventuell vorhandene Strukturen unterhalb der Oberkante der Kreideschicht zu erfassen. Mit den Einstellungen aus Tabelle 8.6 wurden die Radargramme in den Abbildungen 8.41 und 8.42 aufgezeichnet.

Während der ersten Messung wurden 1903 Spuren aufgezeichnet. Der zweite Durchgang ergab mit 1674 eine geringere Spuranzahl. Es erfolgte die Datenverarbeitung nach der beide Radargramme aus 1125 Spuren mit einem Abstand von 0,008 m bestanden. Im ersten Fall bedeutet das eine Stapelrate von 1,7 im zweiten von 1,5. Die, im Vergleich zu den vorangegangenen Wiederholungsmessungen in diesem Messgebiet, verminderte Spuranzahl resultiert aus dem herabgesetzten Wert für die Scans/Second Einstellung, die aufgrund des größeren Zeitfensters von 250 ns technisch erforderlich war.

Die obere Grenzschicht bei 15 ns kann in den Daten nicht mehr aufgelöst werden, während die Störung bei 5,8 m noch andeutungsweise zu erkennen ist. Die Detektion der Kreideschicht gelingt nicht ganz so gut wie im Fall der 200 MHz Antenne, sie ist aber eindeutig erfasst worden. Die Dämpfungseigenschaften der Kreide machen aber ein weiteres Vordringen des elektromagnetischen Signals unmöglich. Unterhalb ihrer Obergrenze sind in den Daten nur noch horizontale Streifen erkennbar, die keine Aussagen über weitere Strukturen zulassen. Die Amplituden in diesem Bereich der Daten lassen Abweichungen erkennen, die auf den ersten zwei Metern des Profils besonders deutlich hervortreten. Dieses Muster zeigt Ähnlichkeiten mit den Beobachtungen aus Kapitel 7.2. Durch Anheben der Antenne wurde dort ein vergleichbarer Effekt erzielt. Sowohl die 200 MHz als auch die 100 MHz Antenne wird durch ein an ihrer Vorderseite angebrachtes Zugseil über das Profil gezogen. Insbesondere durch die Größe und das relativ geringe Gewicht des 100 MHz Antennenmodells kann es dazu kommen, dass beim Beginn der Messung das Antennengehäuse durch das Anziehen an seiner vorderen Seite zunächst unabsichtlich leicht angehoben wird, bis es sich dann in Bewegung gesetzt hat und eben über das Profil geführt werden kann.

Die Kurve der Standardabweichungen des Variationskoeffizienten für ortsgleiche Da-

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	100 MHz
Range	250 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	35
Digitalisierung	16 Bit
AGC	-10/10/34/44/48 db
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=25 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=200 MHz

Tabelle 8.6: Systemeinstellungen während der 100 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Lägerdorf.

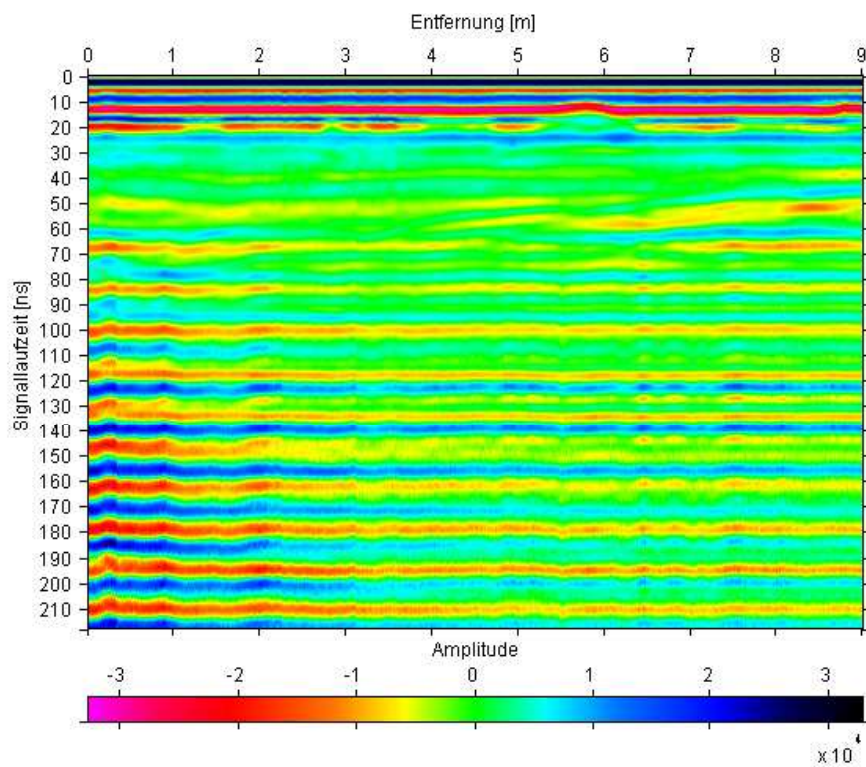


Abbildung 8.41: LÄGERDORF5 - 5. Messung im Messgebiet Lägerdorf (100 MHz).

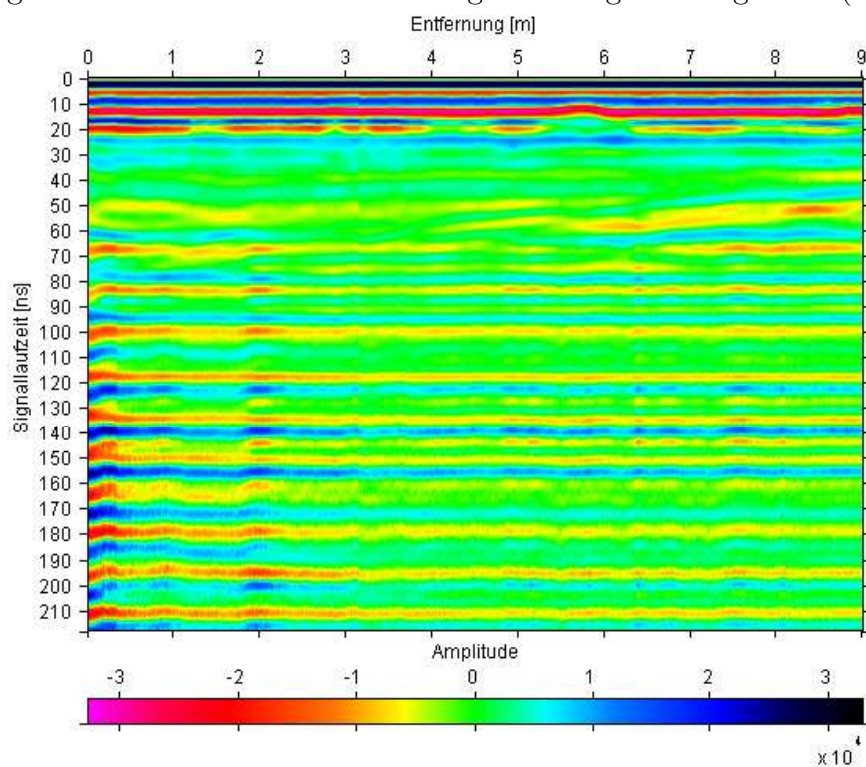


Abbildung 8.42: LÄGERDORF6 - 6. Messung im Messgebiet Lägerdorf (100 MHz).

tenpunkte (s. Abb. 8.43) zeigt in der ersten Hälfte des Profils, in dem beiden Messungen Unterschiede in dem horizontalen Streifenmuster zeigen, deutlich mehr und stärkere Maxima als in der zweiten Hälfte. Entlang der Laufzeitachse ist eine deutliche Zunahme der Schwankungsbreite des Koeffizienten ab ca. 75 ns zu erkennen. Das führt zu dem Schluss, dass die Eindringtiefe gegenüber der 200 MHz Wellenform um ungefähr 10 ns, d.h. 0,5 m (bei  $v_{Boden} = 10 \frac{cm}{ns}$ ) gesteigert werden konnte. Ein Auftreten von „zufallsähnlichen“ Verteilungen des Koeffizienten, wie sie für die 200 MHz Wiederholungsmessungen beobachtet werden konnten, tritt in diesem Fall nicht auf.

Für die Reflexionssignale bis 75 ns wird ein mittlerer Variationskoeffizient von  $1 \pm 474\%$  und eine mittlere Amplitudendifferenz von  $\pm 1177$  Einheiten errechnet. Dies bedeutet eine Steigerung der Amplitudenreproduzierbarkeit gegenüber den vorangegangenen Messungen auf diesem Profil. Die geringere Auflösung und der daher geringere Einfluss von kleineren Inhomogenitäten könnten wie bereits im Messgebiet Jülich eine Erklärung liefern. Vergleicht man die Radargramme der 100, 200 und 400 MHz Messungen, scheint sich der Auflösungsaspekt im vorliegenden Fall am stärksten bemerkbar zu machen.

Obwohl die horizontale Streifenbildung in den Daten eindeutig als eine Form von Rauschen identifiziert werden kann, zeigt sich doch, dass dieses Muster in den Daten offensichtlich gut reproduzierbar ist. Dies folgt aus der Korrelationsanalyse mittels Moving-Window von 20 ns (s. Abb. 8.44). Für Laufzeiten, die größer als 75 ns sind, zeigt sich nur eine geringfügige Abnahme in der Güte der Korrelation zwischen den Wiederholungsmessungen. Ohne die Erkenntnis über die deutlichen Amplitudenschwankungen in diesem Teil der Daten würden Aussagen über deren Bedeutung als Rauschsignale weniger eindeutig ausfallen.

Die Amplitudenspektren (s. Abb. 8.45 und 8.46) lassen bei erster Betrachtung keine signifikanten Unterschiede erkennen. Die Diskontinuität bei 5,8 m, die sich in den Radardaten nicht so gut aufgelöst zeigt, bewirkt in beiden Spektren eine auffällige Veränderung. Desweiteren war nicht zu erwarten, dass die Spektren im Bereich um die Mittenfrequenz der Antenne sehr niedrige Anteile anzeigen. Im Wesentlichen konzentrieren sich die Frequenzanteile in einem Band zwischen 120 und 170 MHz und darüber hinaus in einem niederfrequenten Bereich von 25 - 60 MHz, wobei die untere Grenze mit der unteren Grenzfrequenz des Bandpassfilters übereinstimmt.

Mit Blick auf die Amplitudenspektren der 200 und 400 MHz Messungen bleibt festzuhalten, dass diese, gemessen an der Mittenfrequenz der jeweiligen Antennen, im 400 MHz Fall eher zu niedrige und in den anderen beiden Fällen eher zu hohe Frequenzen ausweisen. Ursache hierfür sind vermutlich die Ankopplungsbedingungen, die sich unterschiedlich auf die Eigenschaften der Antennen und somit das abgestrahlte Signal auswirken und der Einfluss der Untergrundeigenschaften auf die Wellenausbreitung. Zur Erinnerung sei darauf hingewiesen, dass im Vergleich zu den theoretisch erwarteten Mittenfrequenzen die 100 und 200 MHz Antennen während der Untersuchungen in Kapitel 6.3 zu hohe Werte lieferten und nur das 400 MHz Modell ein übereinstimmendes Ergebnis lieferte.



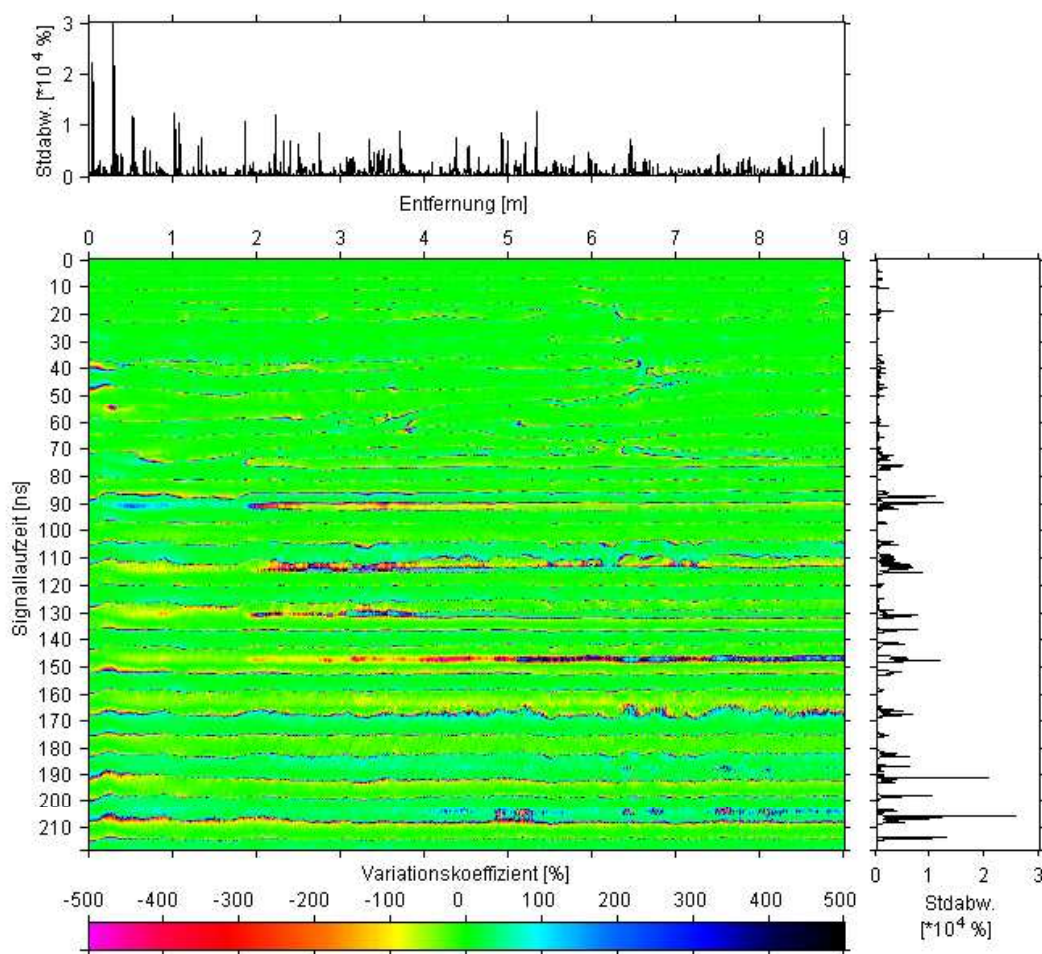


Abbildung 8.43: Variationskoeffizienten für die Messungen LÄGERDORF5 und LÄGERDORF6; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

Nicht eindeutig geklärt werden konnte, warum die Spektren insbesondere um 100 MHz (s. Abb. 8.47) größere Abweichungen zeigen. Aufgrund der in Kapitel 6.3.1 gemachten Beobachtungen ist dies zunächst nicht mit einer Instabilität der abgestrahlten Wellenform zu erklären. Jedoch ist es denkbar, dass sich die lokalen Untergrundbedingungen in einer Art und Weise auf das System auswirken, dass sie diese Variabilität hervorrufen. Zudem offenbarte die 100 MHz Antenne bei den Testmessungen zum Rauschverhalten im Feldeinsatz (s. Kap. 6.2.1) ein wesentlich höheres Rauschniveau, welches auch die größere Empfindlichkeit der Antenne gegenüber äußeren Einflüssen belegt.

Für den mittleren Variationskoeffizienten des Spektrenvergleichs erhält man  $3 \pm 8$  %. Die Differenzenbildung ergibt im Mittel einen Wert von  $-282 \pm 34098$  Einheiten.

Bei der Analyse der Laufzeiten des Signals zur Oberkante der Kreideschicht erhält man wiederum ein gutes Ergebnis. Die Zeiten in beiden Messungen schwanken jeweils nur um  $0,16 \pm 0,2$  ns, d.h.  $0,8 \pm 1$  cm bei  $v_{Boden} = 10 \frac{cm}{ns}$ . Es zeigt sich auch bei dieser Messung, dass die Detektion der Grenzsicht mit einer Genauigkeit, die im

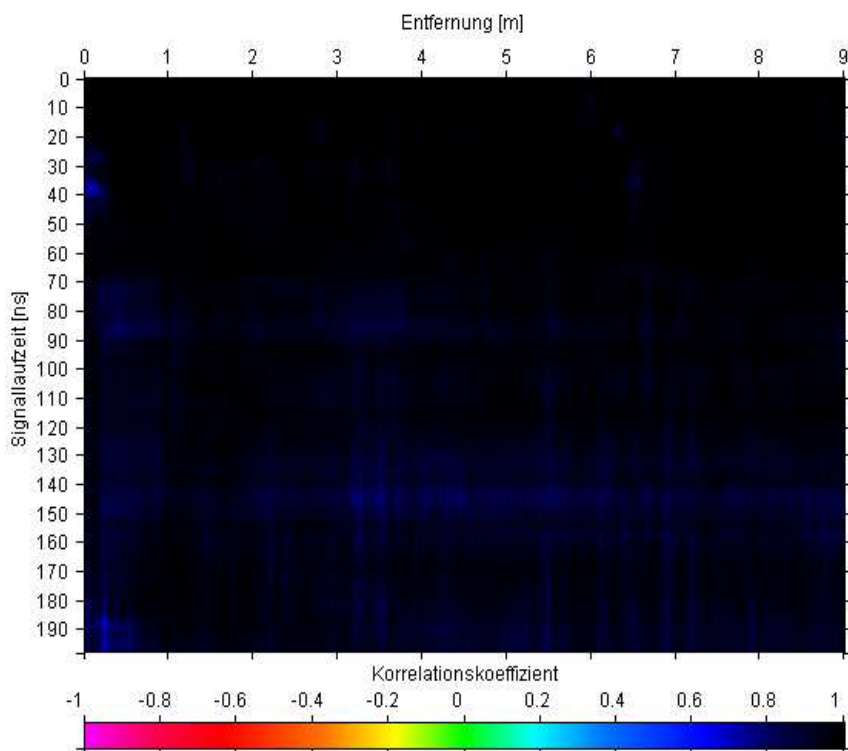


Abbildung 8.44: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 20 ns Länge für die Messungen LÄGERDORF5 und LÄGERDORF6.

Zentimeterbereich liegt, gelingt.

Der Verlauf des Korrelationskoeffizienten entlang des Profils zeigt vergleichbar hohe Werte, wie sie bereits bei den vorangegangenen Messungen im Messgebiet Lägerdorf beobachtet werden konnten. In diesem Fall lassen sich im Ergebnis überdies deutlich Bereiche unterschiedlicher Korrelationsstärken trennen. Eine derartige Aussage war in diesem Fall anhand der Moving-Window Korrelationsanalyse nicht möglich. Das zeigt, dass durch Verwendung beider Auswertungsschritte ein Informationsgewinn erzielt werden kann. Die Kurve belegt, dass die großen Amplitudendifferenzen der Radargramme auf den ersten zwei Metern nicht durchgängig mit einer geringeren Korrelation der Spuren einhergehen. Zwischen den Profilmeterern 1 und 4 tritt ein Bereich verminderter Korrelation hervor, ebenso sind die eng begrenzten Minima um 6 m und am Profilende zu beachten. Während für den Bereich um 6 m die dortige Diskontinuität als maßgebliche Ursache gesehen wird, bleibt anzunehmen, dass sich auch in den übrigen genannten Profilschnitten vorhandene Inhomogenitäten stärker auf die Reflexionssignale auswirken, als es bei den anderen beiden Frequenzen der Fall ist. In dem Zusammenhang ist daran zu denken, dass die 100 MHz Antenne durch ihre Größe und dem aufgrund der größeren Wellenlänge im Vergleich zu den anderen Antennen schlechteren horizontalen Auflösungsvermögen (s. Gl. 4.27) sensibler gegenüber Objekten reagiert, die neben dem eigentlichen Profil zu finden sind.

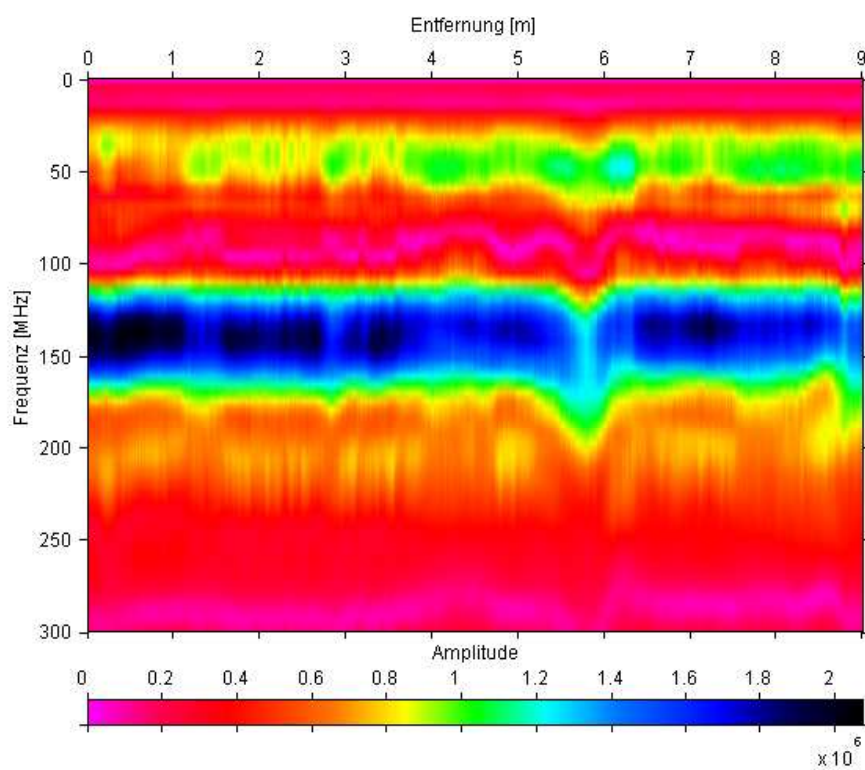


Abbildung 8.45: Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF5 (100 MHz).

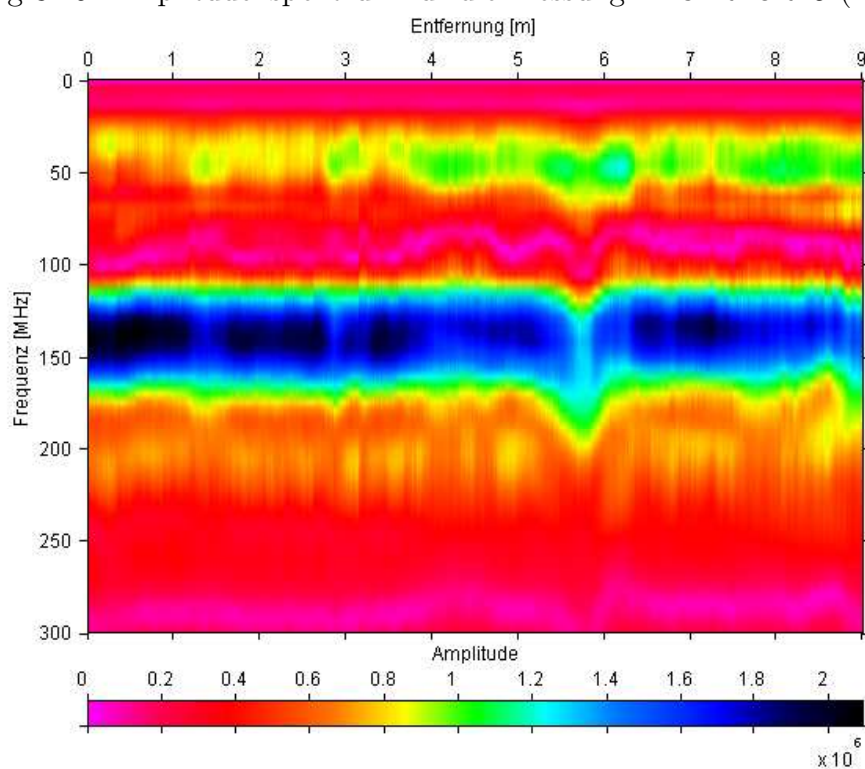


Abbildung 8.46: Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF6 (100 MHz).

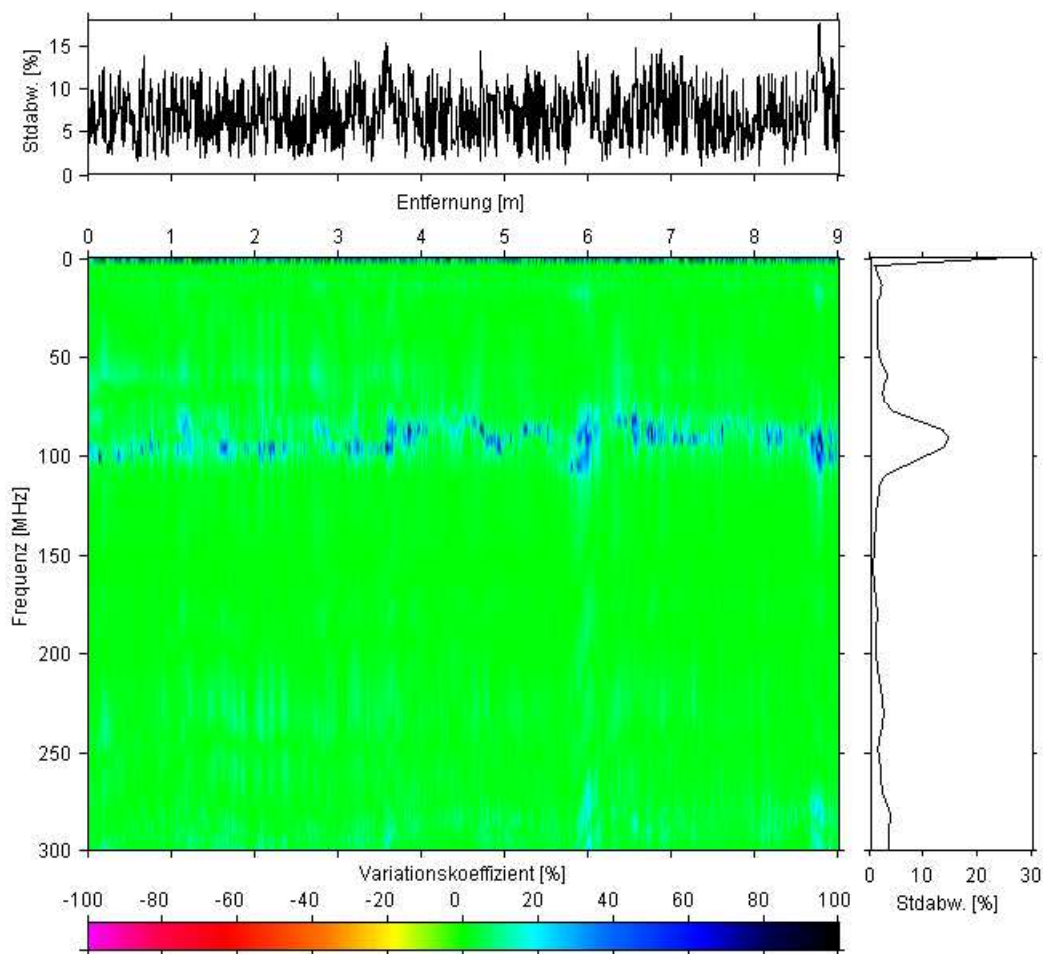


Abbildung 8.47: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen LÄGERDORF5 und LÄGERDORF6; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

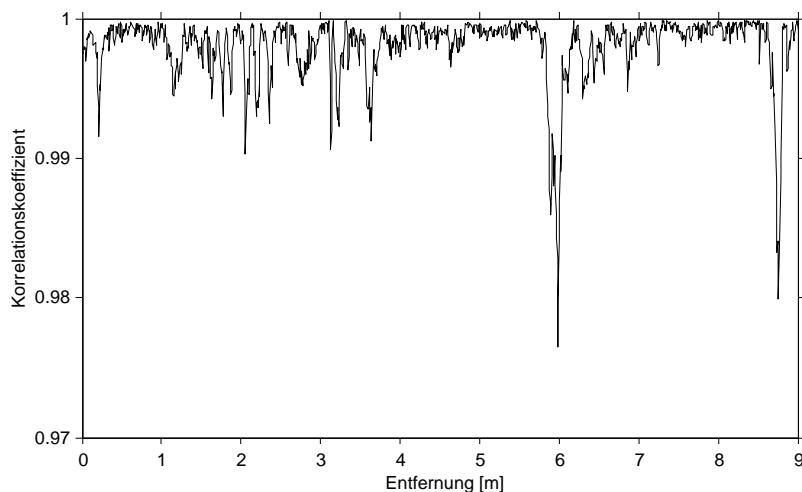


Abbildung 8.48: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen LAEGERDORF5 und LAEGERDORF6. Es wurden nur Spurwerte bis 75 ns berücksichtigt.

## 8.4 Messgebiet Dollendorfer Hardt

Ebenso wie die Wiederholungsmessungen im Messgebiet Melbtal wurden auch die in diesem Unterkapitel beschriebenen Messungen im Rahmen des SFB 350 durchgeführt. Das Untersuchungsobjekt war in diesem Fall eine Hangrutschung oberhalb der rechtsrheinischen Ortschaft Oberdollendorf im nördlichen Siebengebirge am Südhang der Dollendorfer Hardt. Die Messungen fanden im Mittelteil der Rutschung, der in der Terminologie der Rutschungserscheinungen als Bewegungszone bezeichnet wird, statt. Aufgrund wiederholter Rutschereignisse auf diesem Gelände wird zwischen jüngeren und älteren Rutschmassen unterschieden, die im Wesentlichen aus Trachyttuff aufgebaut sind, die ihrerseits eine sehr heterogene Zusammensetzung mit einer starken Streuung der Korngrößenverteilung aufweisen (*Hardenbicker, 1994*). Es war auch hier das Ziel, eine mögliche Abgrenzung der Rutschung vom ungestörten Hangbereich zu erreichen. Die genannten Untergrundverhältnisse stellten schwierige Verhältnisse für eine Bodenradarmessung dar und ließen eine hohe Dämpfung der Signale erwarten. Um trotzdem eine Verbesserung des Ergebnisses der Wiederholungsmessungen zu erzielen, wurden die einzelnen Radarspuren stationär aufgenommen, d.h. sie wurden entlang eines 9,5 m langen Profils mit einem Messpunktabstand von 0,5 m aufgenommen. Damit kann eine hohe Ortsgenauigkeit bei der erneuten Platzierung der Antenne für die Wiederholungsmessung erreicht werden. Zudem können Störungen, wie sie durch den kontinuierlichen Messvorgang entstehen können und in Kapitel 7 beschrieben sind, ausgeschlossen werden. Als weiterer Schritt zur Verbesserung der Datenqualität wurde jede Einzelspur aus 128 Messvorgängen gestapelt. Wie im Gebiet Melbtal kam die 400 MHz Antenne zum Einsatz. Die Geräteeinstellungen sind Tabelle 8.7 zu entnehmen.

Anhand der Radargramme in den Abbildungen 8.49 und 8.50 ist es nicht möglich, einen eindeutigen Grenzhorizont zu erkennen, der auf einen Schichtwechsel hindeutet. Insgesamt zeigen die Wiederholungsmessungen auf den ersten Blick deutliche Unterschiede im Zeitbereich über 35 ns. Dies legt die Deutung nahe, dass die Eindringtiefe des Signals auf diesem Profil sehr gering ist und sich trotz der Stapelung

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	400 MHz
Range	100 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	70
Digitalisierung	8 Bit
AGC	-10/35/61/71/77 db
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=50 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=900 MHz
Static Stacking	128

Tabelle 8.7: Systemeinstellungen während der 400 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Dollendorfer Hardt.

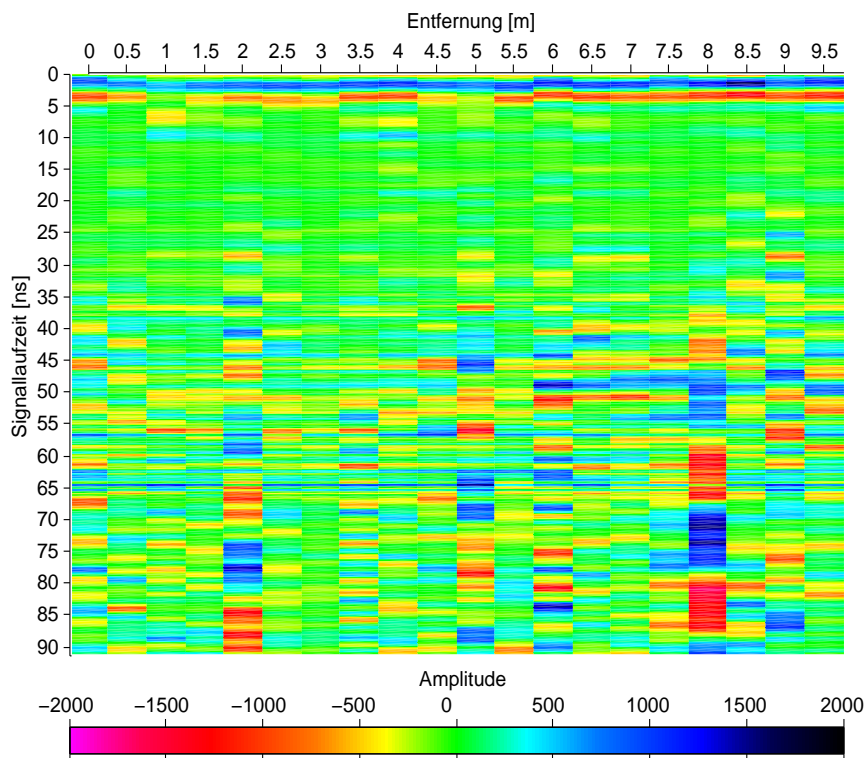


Abbildung 8.49: DOLLENDORF1 - 1. Messung im Messgebiet Dollendorf (400 MHz).

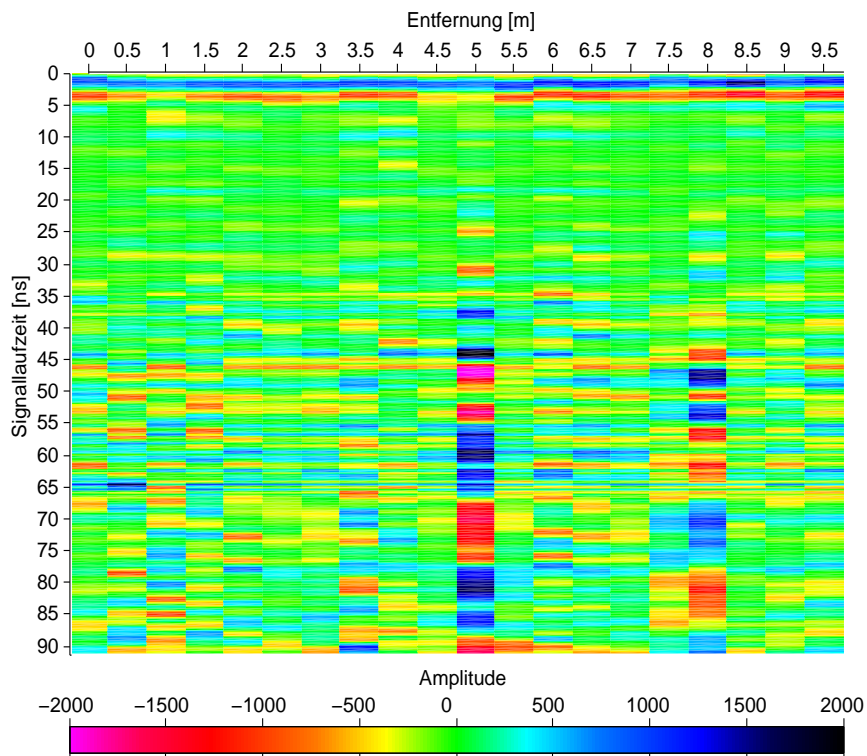


Abbildung 8.50: DOLLENDORF2 - 2. Messung im Messgebiet Dollendorf (400 MHz).

der Signale keine sinnvollen Informationen aus größeren Tiefen gewinnen lassen. In beiden Messungen sind Spuren erkennbar, die Anzeichen des Antennenklingelns zeigen und in Abbildung 8.49 an den Profilmeter 2, 5, 6 und 8 m zu finden sind. Ähnliche Merkmale finden sich in Abbildung 8.50 nur bei 5 und 8 m. Berücksichtigt man, dass die Antenne bei der wiederholten Messung sehr genau auf denselben Messpunkt gesetzt wurde und auch die stationäre Messweise viele Störungen wie sie in Kapitel 7 beschrieben wurden ausschliesst, bleibt als Schlussfolgerung, dass eine Veränderung in den Ankopplungsbedingungen an den Profilmeter 2 und 6 m für die dort stark abweichenden Messergebnisse verantwortlich gemacht werden müssen. Das Auftreten kurzzeitiger elektromagnetischer Interferenzen wird bei dieser Interpretation ausgeschlossen. Diese Beobachtung belegt somit eindrücklich wie sensible die Schnittstelle Antenne - Untergrund ist.

Bei Signallaufzeiten  $< 35$  ns fallen ebenfalls deutliche Differenzen auf. Das diese bereits auf den ersten Blick so deutlich in den Radargrammen sichtbar sind, hängt

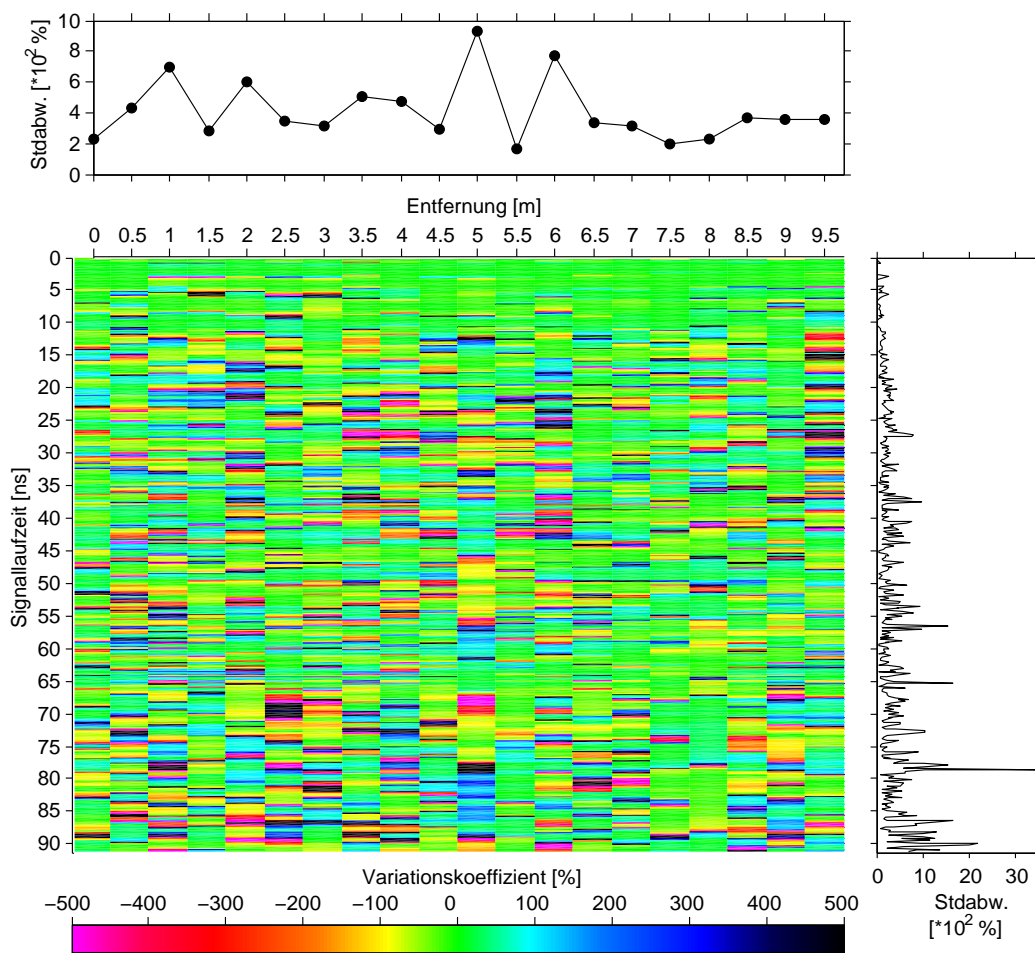


Abbildung 8.51: Variationskoeffizienten für die Messungen DOLLENDORF1 und DOLLENDORF2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

auch mit der Darstellung zusammen. Bei den vorangegangenen Messungen wurden jeweils Datensätze mit vielen Hunderten Spuren verglichen. In der Visualisierung als Radargramm tritt die Einzelspur dabei im Gesamtbild zurück und ist für den Betrachter nicht mehr erkennbar. Hier ist dies jedoch nicht der Fall. Es bleibt nun zu überprüfen, ob sich die Reproduzierbarkeit der Daten in dem Maße verschlechtert hat, wie es der erste Eindruck zu vermitteln scheint.

Die Betrachtung der Variationskoeffizienten (s. Abb.8.51) lässt keine auffälligen Zonen erkennen, sondern zeigt eine eher unstrukturierte Verteilung der Werte. Der Verlauf der Kurve für die Streuung des Koeffizienten für zeitgleiche Datenpunkte bestätigt die oben gemachten Beobachtungen, für eine Zunahme der Abweichungen zwischen den Messungen ab ca. 35 ns. Von diesem Zeitpunkt an ist zunächst ein leichter Anstieg dieses Wertes zu erkennen, der zu späteren Laufzeiten hin immer weiter zunimmt. Für den oberen Teil des Radargramms (0 ns bis 35 ns) werden die Abweichungen durch einen mittleren Variationskoeffizienten von  $-5 \pm 208 \%$  und einer mittleren Amplitudendifferenz von  $0 \pm 10$  Einheiten beschrieben. Im Vergleich mit den bisherigen Wiederholungsmessungen ist dies das beste Ergebnis der Amplitudenreproduzierbarkeit.

Betrachtet man hingegen die Ergebnisse der Korrelationsbetrachtungen in Abbildung 8.52 erkennt man, dass eine sehr gute Korrelation nur im ganz oberflächennahen Bereich vorliegt. Nur einzelnen Spuren zwischen 6,5 m und 7,5m und bei 9

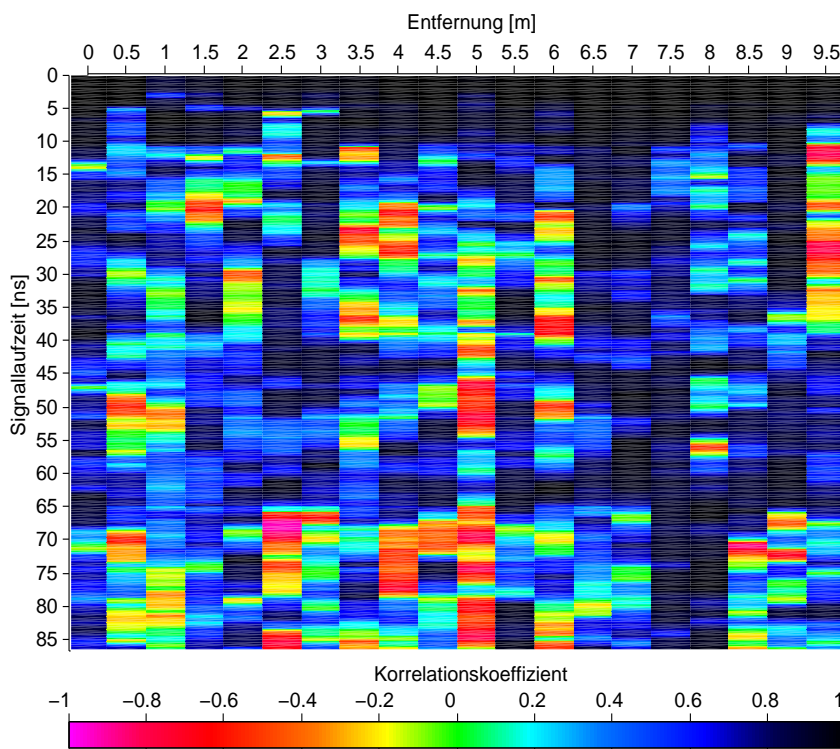


Abbildung 8.52: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen DOLLENDORF1 und DOLLENDORF2.



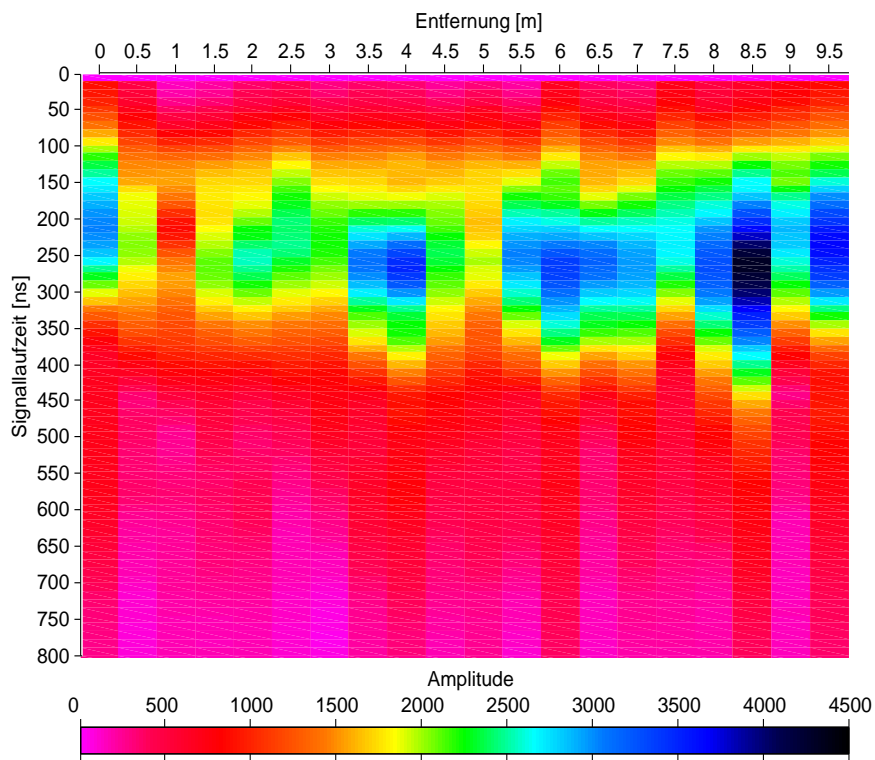


Abbildung 8.53: Amplitudenspektrum für die Messung DOLLENDORF1 (400 MHz).

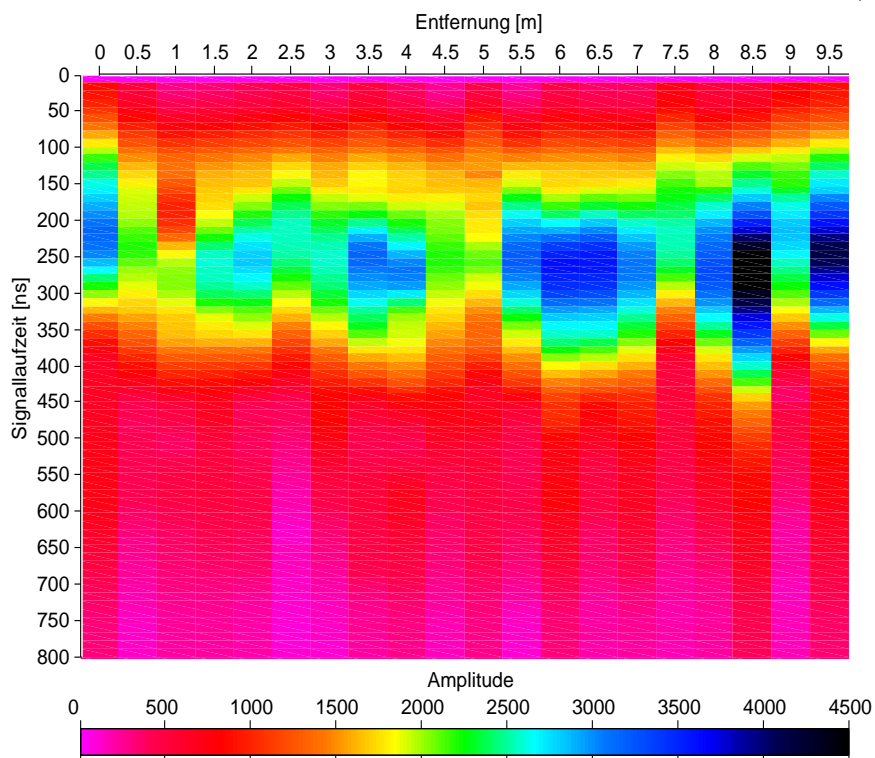


Abbildung 8.54: Amplitudenspektrum für die Messung DOLLENDORF2 (400 MHz).

m weichen davon im positiven Sinne ab. Im Gesamtbild überwiegen zwar die Anteile positiver Korrelationen, dennoch weichen die Reflexionssignale in ihrer Form teilweise deutlich voneinander ab.

Übereinstimmend mit den bisherigen Ergebnissen zeigen sich auch hier nur geringe Unterschiede in den Amplitudenspektren (Abb. 8.53 und 8.54). Die Verteilung des Variationskoeffizienten weist keine besonderen Unterschiede zu den entsprechenden Beobachtungen bei den anderen Wiederholungsmessungen auf (Abb. 8.55). Sein Mittelwert von  $6 \pm 8 \%$  und die gemittelte Differenz von  $46 \pm 138$  Einheiten belegen die gute Übereinstimmung der Spektren.

Abgeschlossen wird die Betrachtung der Daten aus diesem Messgebiet mit der Berechnung des Korrelationskoeffizienten für die miteinander zu vergleichenden Spuren bis 35 ns. Das Profil zeigt die besten Korrelationen im zweiten Abschnitt (s. Abb. 8.56). Im Mittel beträgt der Koeffizient  $0,985 \pm 0,022$ .

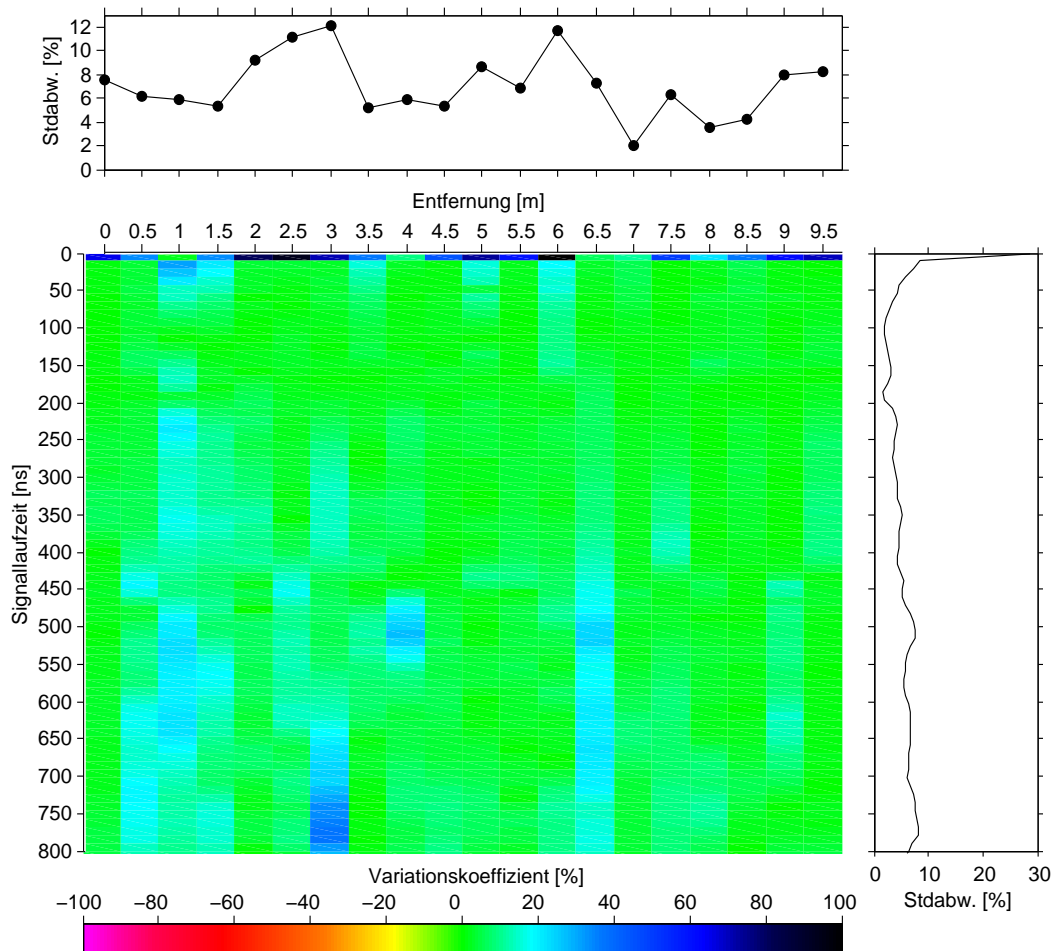


Abbildung 8.55: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen DOLLENDORF1 und DOLLENDORF2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

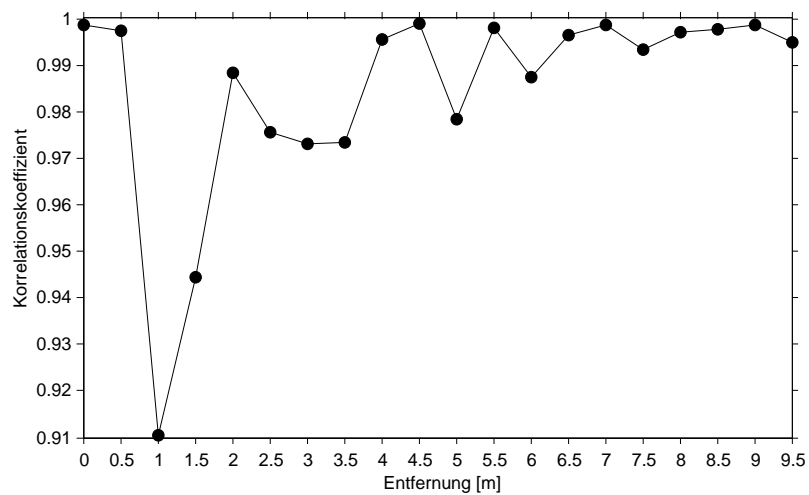


Abbildung 8.56: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen DOLLENDORF1 und DOLLENDORF2. Es wurden nur Spurwerte bis 35 ns berücksichtigt.

Die stationären Messungen mit zusätzlicher Stapelung haben also trotz der ungünstigen Untergrundverhältnisse zu einer besseren Amplitudenreproduzierbarkeit geführt. Gleichzeitig konnte aber keine Verbesserung hinsichtlich der Korrelation der Spuren erreicht werden. Ganz im Gegensatz dazu wurde für den mittleren Korrelationskoeffizienten sogar der bis hierhin niedrigste Wert errechnet.

## 8.5 Messgebiet Vinxel A

Abschliessend wurden weitere Wiederholungsmessungen auf einem Feldgelände in unmittelbarer Umgebung der Ortschaft Vinxel, welche im Pleiser Hügelland in der Nähe von Bonn liegt, durchgeführt.

Die Datenaufnahme erfolgte in kontinuierlicher Vorgehensweise. Im Gegensatz zu den vorherigen Messungen dieser Art konnte die Ortsgenauigkeit der wiederholten Spuraufnahme durch die Verwendung eines Survey-Wheels gesteigert werden. Das Survey-Wheel ist ein Laufrad zur Entfernungsmessung, das hinter der Antenne angebracht wird und die Aufnahme der Spuren steuert, d.h es wird unabhängig von der Messgeschwindigkeit sichergestellt, dass ein fester Spurabstand eingehalten wird. Der nachträgliche Verarbeitungsschritt der Markerinterpolation ist daher nicht mehr nötig. Für die Messungen in diesem Kapitel wurde ein Abstand von 0,0098 m zwischen den Radarscans erreicht.

Das 12 m lange Profil, welches hier insgesamt sieben mal vermessen wurde, verlief zunächst über eine trockene Wiese, kreuzte dann eine Asphaltstrasse und endete auf einem Feld. Auf diese Weise konnten in einer Messung drei deutlich verschiedene Ankopplungsbedingungen realisiert werden. So sollte anschaulich überprüft werden, wie stark sich diese unterschiedlichen Bedingung auf die Reproduzierbarkeit der einzelnen Teile des Radargramms auswirken. Es wurde versucht, die zu erwartenden Unterschiede deutlicher hervorzuheben, indem die Datenbasis mittels der Durchführung von insgesamt sieben Wiederholungsmessungen erweitert wurde. Für die Messungen wurde die 200 MHz Antenne mit den Systemeinstellungen aus Tabelle 8.8 benutzt.

Das Radargramm der ersten Messung ist in Abbildung 8.57 dargestellt. Die übrigen Daten der Wiederholungsmessungen finden sich in Anhang B.

Die unterschiedlichen Teile des Profils heben sich in den Daten gut voneinander ab. Dies wird an den Variationen der Bodenwelle besonders klar sichtbar. Während sich im Bereich der Wiese Reflexionen bei 12 ns zeigen, fehlen diese im Feldbereich. Desweiteren wird der Aufbau der Straße gut wiedergegeben. Unterhalb der letzten,

<b>Einstellungsoption</b>	<b>Wert</b>
Frequenz	200 MHz
Range	60 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	50
Digitalisierung	16 Bit
AGC	0/27/50/68/73 db
Vert IIR HighPassFilter	N=3 ; F=65 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=600 MHz

Tabelle 8.8: Systemeinstellungen während der 200 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Vinxel A.

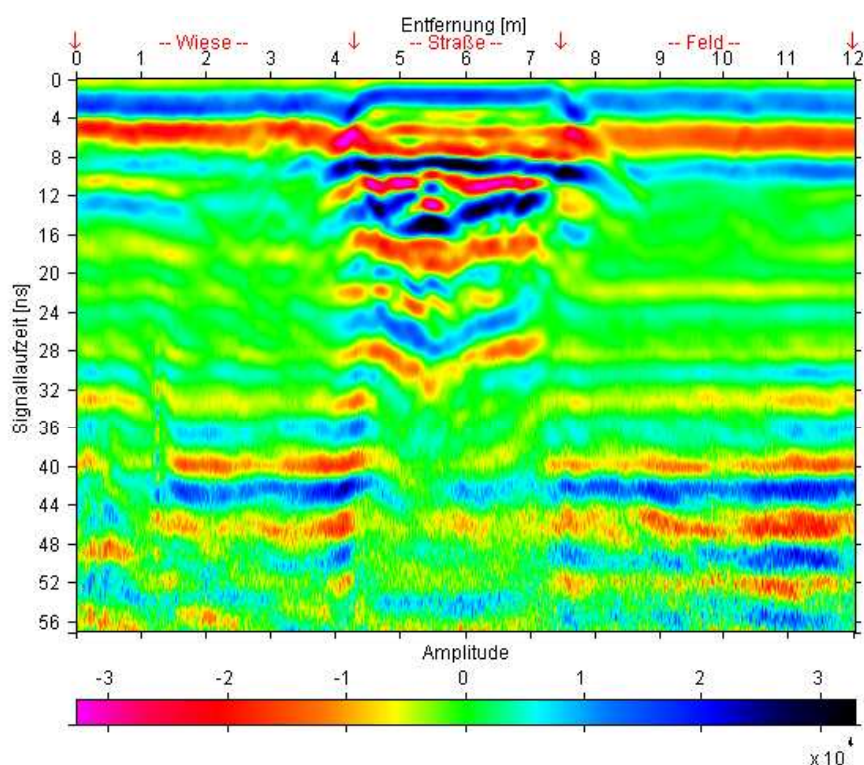


Abbildung 8.57: VIXEL(A)1 - 1. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).

im Bereich der Straße sichtbaren Reflexion nimmt die Datenqualität deutlich ab, d.h. das Nutzsignal wird zunehmend von Rauschsignalen überlagert. Die jeweiligen Übergänge von der Wiese zur Straße und von der Straße zum Feld erzeugen in den Daten eine auffällige Signatur im Bereich der Bodenwelle (s. Profilmeter 4,2 und 7,5), die sich, wie man bei genauerer Beobachtung erkennt, bis zum zeitlichen Ende der Spur ausbildet. Diese kommt dadurch zustande, dass die Asphaltdecke der Straße gegenüber dem übrigen Profilverlauf leicht erhöht ist. Beim Überwinden dieses Hindernisses verliert die Antenne teilweise den direkten Bodenkontakt, so dass diese Anomalie entsteht, die Ähnlichkeiten zu den Beobachtungen in Kapitel 7.2 zeigt.

Der aus den Mehrfachwiederholungen errechnete Variationskoeffizient ist in Abbildung 8.58 dargestellt. Betrachtet man den Verlauf der Streuung für ortsgleiche und zeitgleiche Koeffizienten, fallen einige Extremwerte auf, die ein Vielfaches der übrigen Werte, die in den einzelnen Bereichen identisch mit den Beobachtungen in den vorangegangenen Wiederholungsmessungen sind, betragen. Durch eine genauere Analyse konnte nachgewiesen werden, dass die Ursache dafür bei einzelnen Datenpunkten liegt, an denen der Mittelwert aus allen Messungen in der Größenordnung  $10^{-7}$  bis  $10^{-10}$  liegt und sich daher ein sehr hoher Variationskoeffizient ergibt. Diese Stellen sind in Abbildung 8.58 durch ein schwarzes Rechteck markiert. Es gibt keine Hinweise darauf, dass dort außergewöhnliche Bedingungen zu diesen extrem niedrigen Mittelwerten führen, so dass es sich wahrscheinlich um ein zufälliges Phänomen handelt. Die Standardabweichungen des Variationskoeffizienten für zeitgleiche Wer-

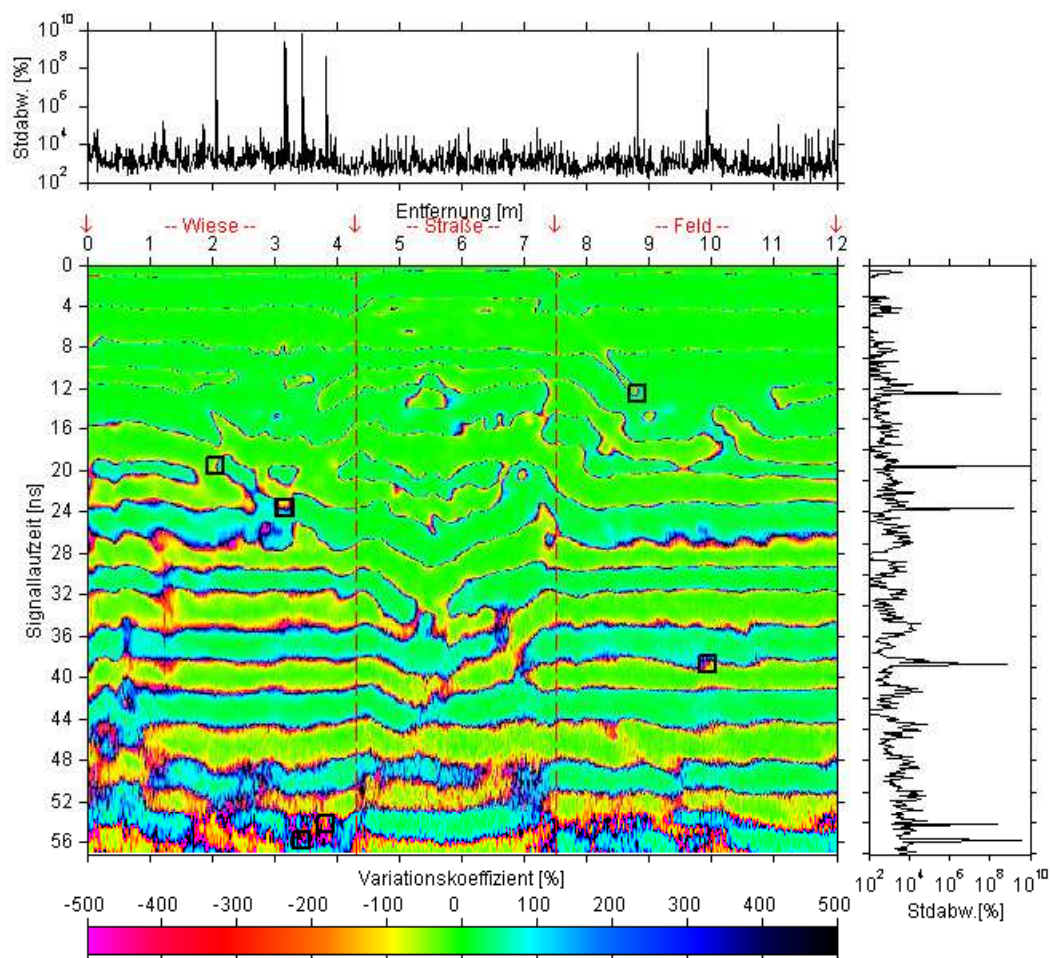


Abbildung 8.58: Variationskoeffizienten für die Messungen VINXEL(A)1 bis VINXEL(A)7; rechts: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; oben: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

te lassen ab einem bestimmten Zeitpunkt einen deutlichen Anstieg erkennen und geben so einen Hinweis auf den Übergang zum überwiegend verrauschten Datenbereich. Im Mittel erhält man für alle Koeffizienten  $-9 \pm 7754 \%$ . Dabei wurden alle Datenpunkte bis auf die genannten Spitzenwerte berücksichtigt.

Um eine getrennte Betrachtung der Profilabschnitte durchzuführen, wird zunächst anhand der Moving-Window Korrelation die Eindringtiefe des Signals in den verschiedenen Bereichen abgeschätzt. Dazu wurde diese Analyse für jeweils aufeinanderfolgende Messungen berechnet und dann über Mittelwertbildung aus den einzelnen Ergebnissen ein Endresultat bestimmt (s. Abb. 8.59). Die einzelnen Teile des Profils sind in diesem Bild gut voneinander zu unterscheiden. Die beste Korrelation zeigt sich in den Daten entlang der Straße. Bis 32 ns werden hier sehr gute Übereinstimmungen ausgewiesen. Dies gilt im Wiesenabschnitt bis 18 ns und entlang des Feldbereichs bis 22 ns. Für die einzelnen Zonen erhält man, bei Berücksichtigung der Werte bis zu diesen Grenzen, die in Tabelle 8.9 aufgelisteten mittleren Variationskoeffizienten und Amplitudendifferenzen.

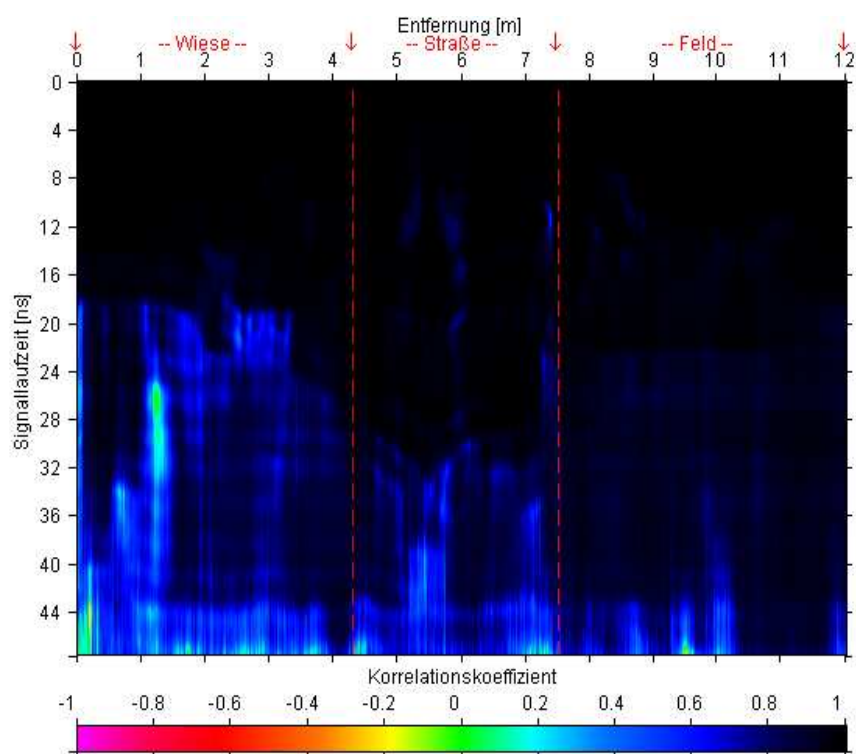


Abbildung 8.59: Gemittelter Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen VINXEL(A)1 bis VINXEL(A)7.

Als Erklärung für die breitere Streuung des Koeffizienten im Straßenabschnitt kann wiederum die größere Anzahl von Strukturen angeführt werden, die zu einem höheren Maß an Streuverlusten führen können. Für die übrigen zwei Bereiche weist Tabelle 8.9 keine signifikanten Unterschiede aus.

In den Amplitudenspektren wird die Variation der Frequenzeigenschaften der Signale entlang des Profils aufgezeigt. Als Beispiel zeigt Abbildung 8.60 das Amplitudenspektrum der Messung VINXEL(A)1. Die weiteren Spektren finden sich in Anhang B. Die verschiedenen Untergrundeigenschaften machen sich zum einen in Form der unterschiedlichen Ankopplungsbedingungen, deren Einfluss auf die Bodenwelle schon beobachtet werden konnte, und zum anderen in der unterschiedlichen Anzahl von

	Wiese	Straße	Feld
geschätzte Eindringtiefe [ns]	18	32	22
mittlerer Variationskoeffizient [%]	$6 \pm 969$	$2 \pm 3498$	$7 \pm 1027$
mittlere Differenz [Einheiten]	$0 \pm 15$	$0 \pm 17$	$-1 \pm 13$

Tabelle 8.9: Mittlerer Variationskoeffizient und mittlere Differenz der Amplituden in den unterschiedlichen Abschnitten des Profils Vinxel A.

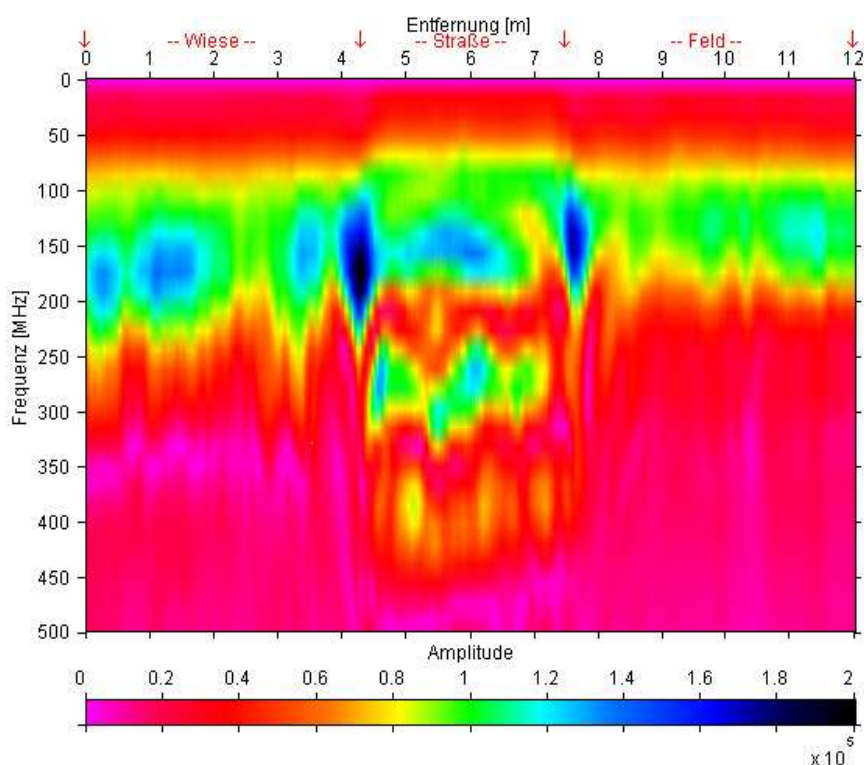


Abbildung 8.60: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)1 (200 MHz).

Untergrundstrukturen, wie sie insbesondere beim Straßenaufbau vorliegen, bemerkbar. Im letzten Teil des Profils, wo diese Reflexionsobjekte weitgehend fehlen, weist das Amplitudenspektrum daher nur ein schmales Frequenzband auf. Zwischen 4,3 m und 7,5 m weist es Frequenzen oberhalb von 300 MHz aus. Da diese außerhalb der Bandbreite der Antenne liegen, muss angenommen werden, dass die Ursache dafür in hochfrequenten Rauschsignalen liegt. Die Störungen an den Übergängen der Bereiche zeichnen sich ebenfalls deutlich ab. In den Frequenzbereichen der Rausch- und Störsignale sind im Vergleich der Spektren mittels des Variationskoeffizienten die größten Abweichungen zu beobachten (s. Abb. 8.61). Durch das genannte Problem der Streuverluste treten in den ersten beiden Abschnitten des Profils ebenfalls höhere Variationen auf. Die nach Profilbereichen getrennt berechneten mittleren Variationskoeffizienten und Differenzen der Spektren sind aus Tabelle 8.10 zu entnehmen.

	Wiese	Straße	Feld
mittlerer Variationskoeffizient [%]	$6 \pm 15$	$7 \pm 14$	$6 \pm 13$
mittlere Differenz [Einheiten]	$70 \pm 258$	$-42 \pm 379$	$61 \pm 306$

Tabelle 8.10: Mittlere Variationskoeffizienten und mittlere Differenz der Spektren in den unterschiedlichen Abschnitten des Profils Vinxel A.



Der Einzelspurvergleich mittels des Korrelationskoeffizienten ist in Abbildung 8.62 dargestellt. Dieser wurde zunächst für aufeinanderfolgende Messungen berechnet, um dann durch Mittelwertbildung einen Gesamtwert ermitteln zu können. Dabei wurde die für die entsprechenden Bereiche abgeschätzte Eindringtiefe berücksichtigt. Entlang des Profils wird demnach ein hoher Grad an Korrelation zwischen den Wiederholungsmessungen erreicht, der sich numerisch in den Werten in Tabelle 8.11 widerspiegelt.

	Wiese	Straße	Feld
mittlerer Korrelationskoeffizient	$0,998 \pm 0,002$	$0,996 \pm 0,002$	$0,998 \pm 0,003$

Tabelle 8.11: Mittlerer Korrelationskoeffizient in den unterschiedlichen Abschnitten des Profils Vinxel A.

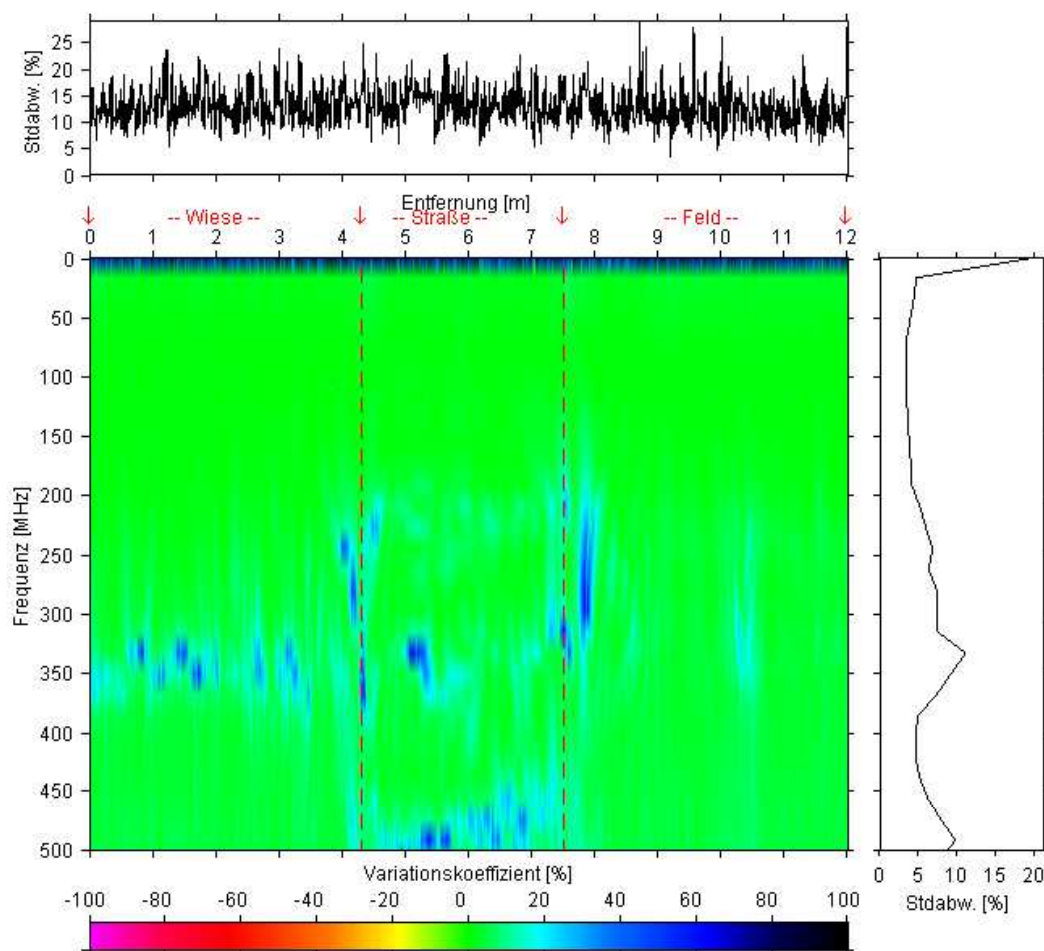


Abbildung 8.61: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen VINXEL(A)1 bis VINXEL(A)7; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

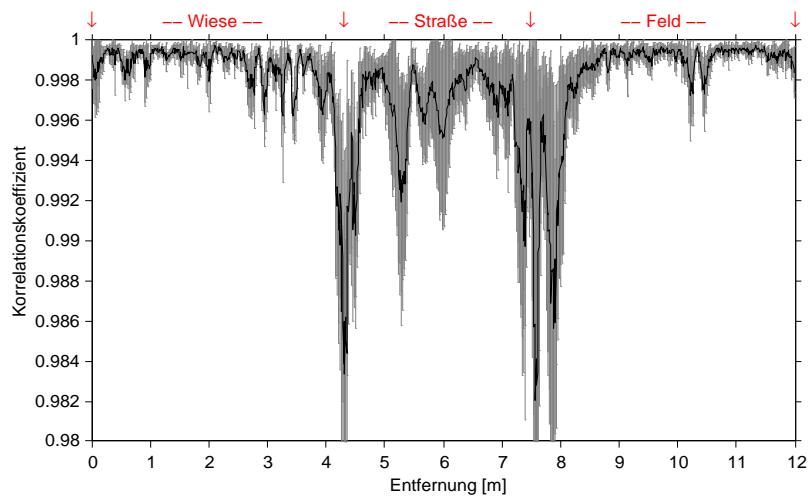


Abbildung 8.62: Gemittelter Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen VINXEL(A)1 bis VINXEL(A)7. Der graue Bereich gibt die Standardabweichung an den jeweiligen Punkten wider.

## 8.6 Messgebiet Vinxel B

Die folgenden Messungen wurden in direkter Nähe des Messgebiets Vinxel A auf dem Gelände der Hangrutschung „Am Türchenbruch“ durchgeführt. Das Ziel dabei war, sowohl einen Vergleich zwischen zeitlich unmittelbar hintereinander ausgeführten als auch für zwei an aufeinanderfolgenden Tagen aufgenommenen Messungen durchzuführen. Dies wurde dadurch motiviert, dass das Bodenradar zunehmend auch für zeitliches Monitoring eingesetzt wird, bei dem z.B. die Ausbreitung eines Schadstoffes im Untergrund über eine längere Zeit beobachtet wird. Um zu einer besseren Einschätzung der bei solchen Anwendungen gemessenen Unterschiede zu gelangen, sind die Untersuchungen zur Reproduzierbarkeit nützlich.

Für die Messungen wurde ein 20 m langes Profil ausgesucht. Gemessen wurde mit der 200 MHz Antenne und angeschlossenem Survey-Wheel bei einem Spurbstand von 0,0098 m. Die übrigen Messparameter sind in Tabelle 8.12 aufgeführt.

Am ersten Tag wurde das Profil doppelt vermessen (s. Abb. 8.63 und 8.64) und es wurden die Unterschiede anhand des bewährten Ablaufschemas untersucht. Die Radargramme zeigen einen Reflexionshorizont, der von 4 bis 17 m gut zu erkennen ist, und einen leicht zur Oberfläche hin gewölbten Verlauf aufweist. Er ermöglicht es, sowohl die Amplituden- und Frequenzunterschiede als auch Differenzen in den Signallaufzeiten zu betrachten.

Interessant ist der Abschnitt zwischen 5 und 7 m, der eine Störung in der Kontinuität des Reflektors zeigt. Am linken Rand dieses Bereichs scheint die Struktur bis zur Oberfläche zu reichen, dennoch waren im Feld dort keine Veränderungen zu erkennen. Beim Betrachten beider Radargramme ist eine Amplitudenvariation in der Bodenwelle erkennbar, die einen Hinweis auf veränderte Ankopplungsbedingungen gibt. Eine mögliche Interpretation für diese Beobachtung ist, dass hier der Übergang zwischen dem ungestörten und dem gestörten Hangbereich gefunden wurde.

Weitergehende Untersuchungen, um den Ursprung des Reflexionshorizontes zu klären, waren im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich. Die Topographie des Geländes lässt aber annehmen, dass die Messungen im Abrissgebiet der Rutschung erfolg-

Einstellungsoption	Wert
Frequenz	200 MHz
Range	70 ns
Samples/Scan	512
Scans/Second	50
Digitalisierung	16 Bit
AGC	0/10/34/48/60/68/70 db
Vert IIR HighPassFilter	N=2 ; F=55 MHz
Vert IIR LowPassFilter	N=3 ; F=400 MHz

Tabelle 8.12: Systemeinstellungen während der 200 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Vinxel B.

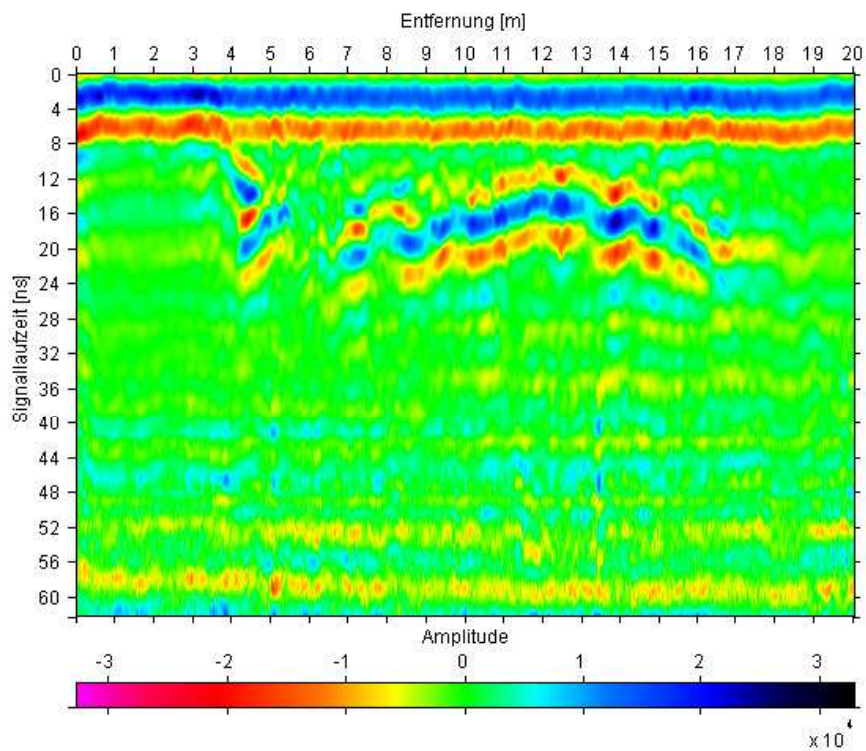


Abbildung 8.63: VINXEL(B)1 - 1. Messung im Messgebiet Vinxel B (1.Messtag, 200 MHz).

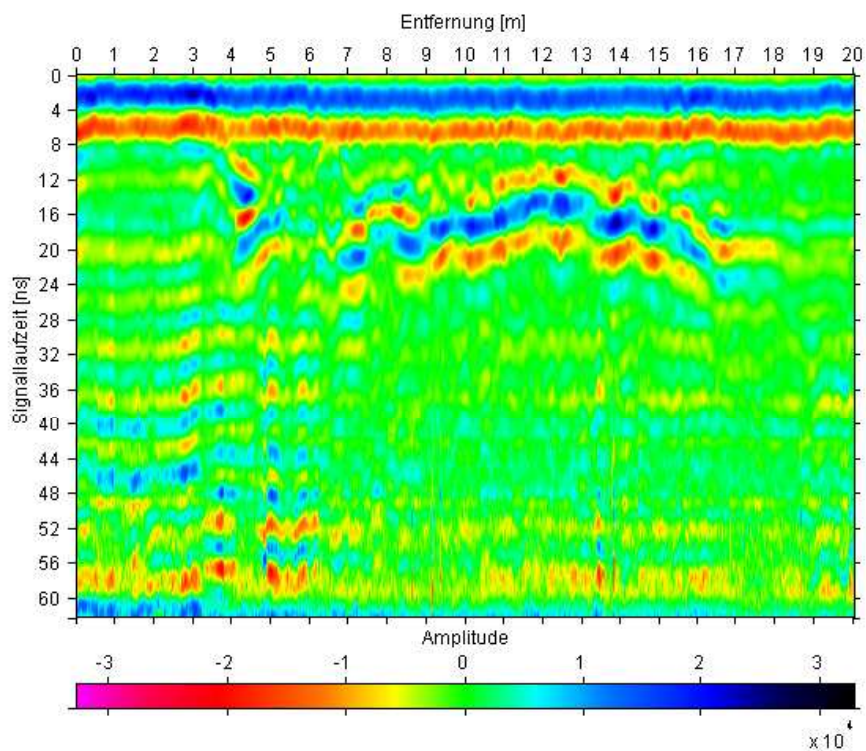


Abbildung 8.64: VINXEL(B)2 - 2. Messung im Messgebiet Vinxel B (1.Messtag, 200 MHz).

ten, so dass hier eventuell der Gleithorizont erfasst wurde. Dies stellt aber nur eine Vermutung da.

Die Variationskoeffizientenverteilung in Abbildung 8.65 lässt die sehr gute Übereinstimmung der Daten im Bereich des Reflektors erkennen. Starke Abweichungen sind zu Beginn des Profils beobachtbar. Der Grund dafür ist zum einen in dem gestörten Teil des Reflexionshorizonts ( $\rightarrow$  höhere Streuverluste) zu sehen und zum anderen darin, dass in der Wiederholungsmessung die Qualität der Daten in diesem Teil unter verstärkt auftretendem Antennenklingeln leidet. Unterhalb der detektierten Schichtgrenze steigen die Differenzen stark an. Eine Erklärung dafür liefert die Überlegung, dass die Amplitude des reflektierten elektromagnetischen Signals so groß ist, dass der durch die Grenzfläche transmittierte Anteil nicht mehr ausreicht, um reproduzierbare Informationen aus tieferen Regionen zu liefern. Die maximale Eindringtiefe ist somit bei einer Signallaufzeit von etwa 24 ns erreicht. Die Betrachtung der Kurve der Standardabweichung des Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte bekräftigt die Festlegung dieser Grenze, oberhalb derer der Koeffizient im Mittel  $2 \pm 1206 \%$

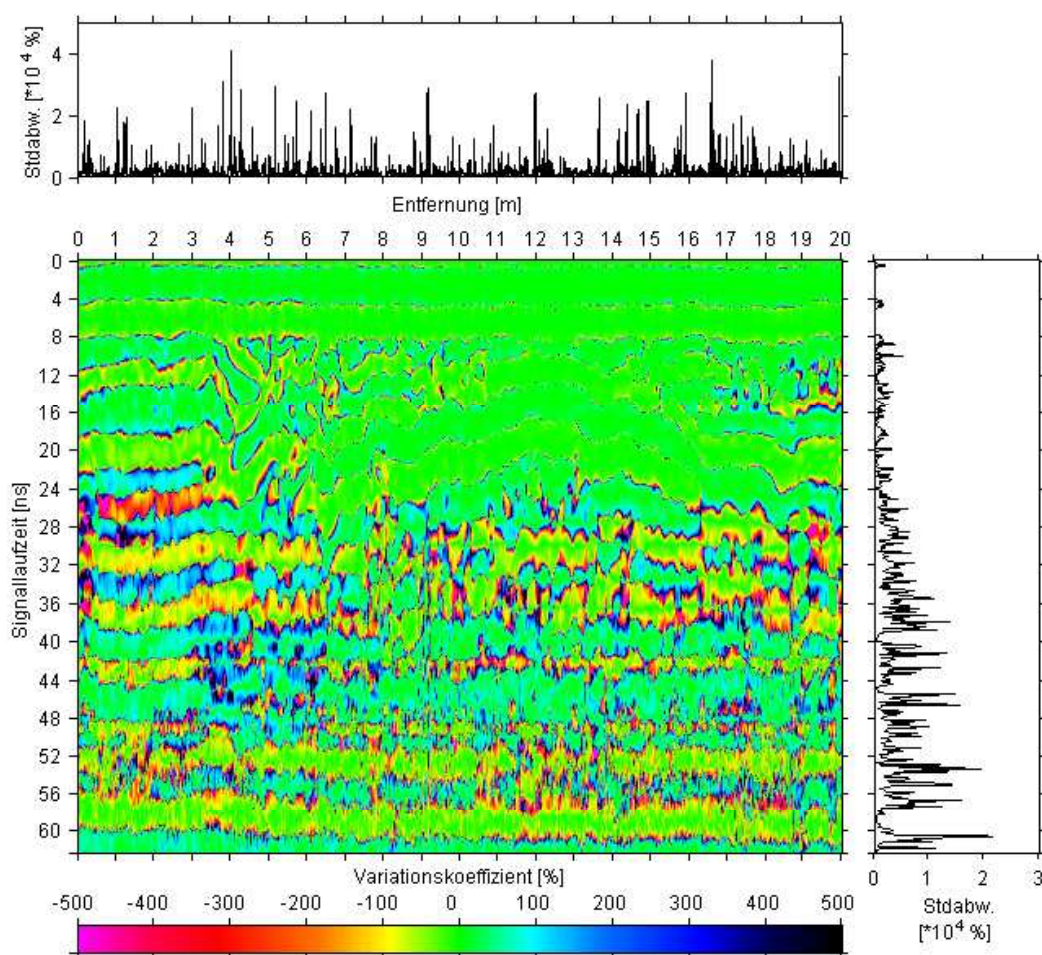


Abbildung 8.65: Variationskoeffizienten für die Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

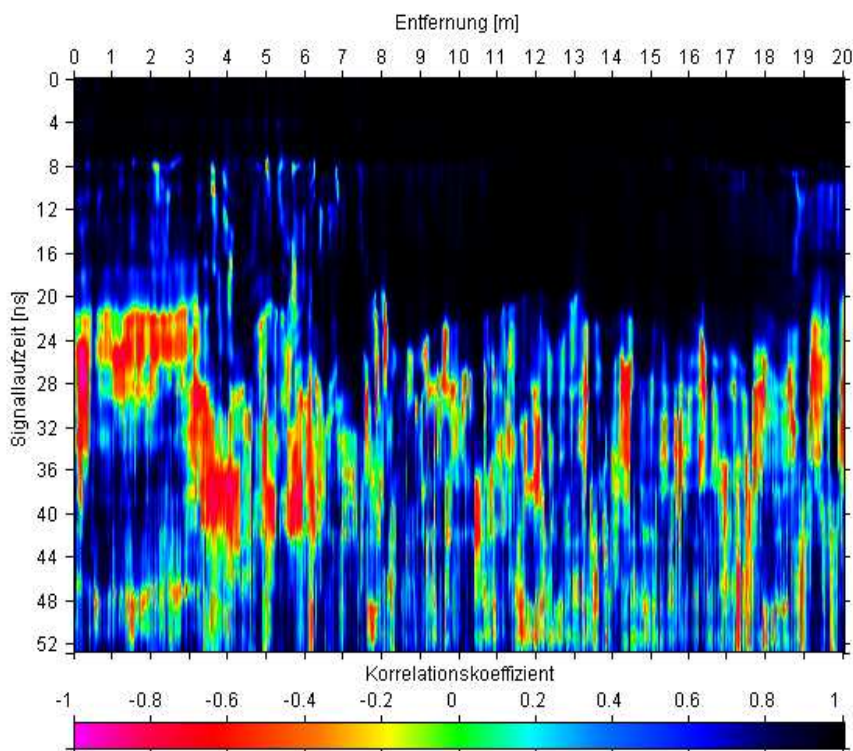


Abbildung 8.66: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen VIXEL(B)1 und VIXEL(B)2.

beträgt. Für den Mittelwert der Amplitudendifferenz erhält man  $8 \pm 326$  Einheiten.

Beim Betrachten der Korrelationsanalyse mittels eines Moving-Windows hebt sich der Bereich des Reflexionshorizonts sehr deutlich heraus. Mit Ausnahme der ersten 5 ns ist dies die einzige Zone, die eine hohe positive Korrelation erkennen lässt. Links und rechts davon zeigen sich geringere positive Korrelationswerte bis 20 ns. Zu höheren Signallaufzeiten hin fällt der große Anteil stark negativ korrelierter Areale auf, die zum überwiegenden Teil am Beginn des Profils zu finden sind und damit dort, wo das Radarogramm der Wiederholungsmessung sichtbare Abweichungen erkennen lässt.

Die Amplitudenspektren beider Messungen (s. Abb. 8.67 und 8.68) belegen einen im Vergleich zur Antennenmittenfrequenz zu niedrigen Frequenzschwerpunkt in den Radarspuren. Oberhalb von 200 MHz werden nur schwache Signalanteile ausgewiesen. Eine sichtbare Veränderung zeigen beide Spektren ab dem Profilmeter 4. Hier beginnt der Profilabschnitt, in dem Veränderungen in der Bodenwelle und das Aufsteigen des Reflektors zur Oberfläche beobachtet werden können. Es handelt sich daher um einen weiteren Hinweis darauf, dass hier zwei unterschiedliche Bereiche des Hanges aufeinandertreffen. Wesentliche Unterschiede zeigen die Spektren nur bei höheren Frequenzen im ersten Profilabschnitt (s. Abb. 8.69). Als Grund hierfür kann eindeutig das bei der Wiederholungsmessung aufgetretene Antennenklingeln genannt werden. Ansonsten ist eine Übereinstimmung hohen Grades zu erkennen. Während der mittlere Variationskoeffizient von  $5 \pm 10 \%$  in einer Größenordnung

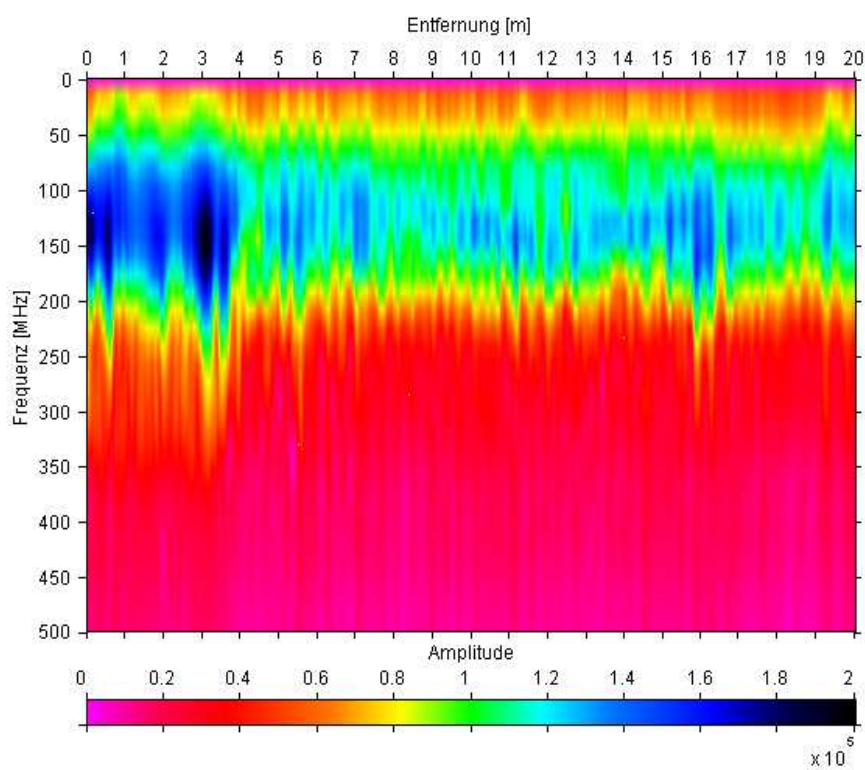


Abbildung 8.67: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(B)1 (200 MHz).

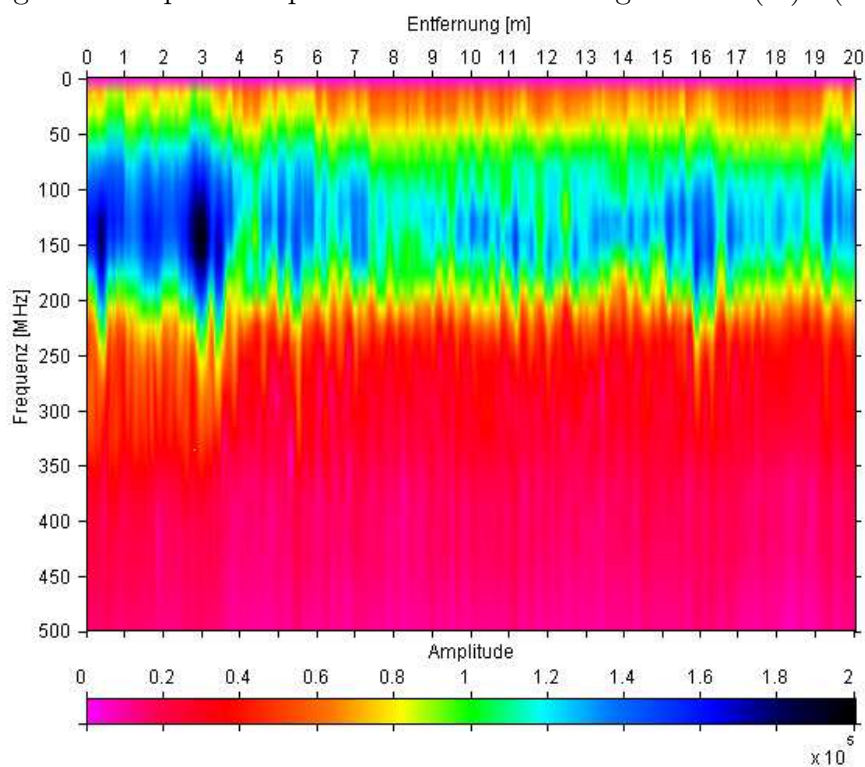


Abbildung 8.68: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(B)2 (200 MHz).

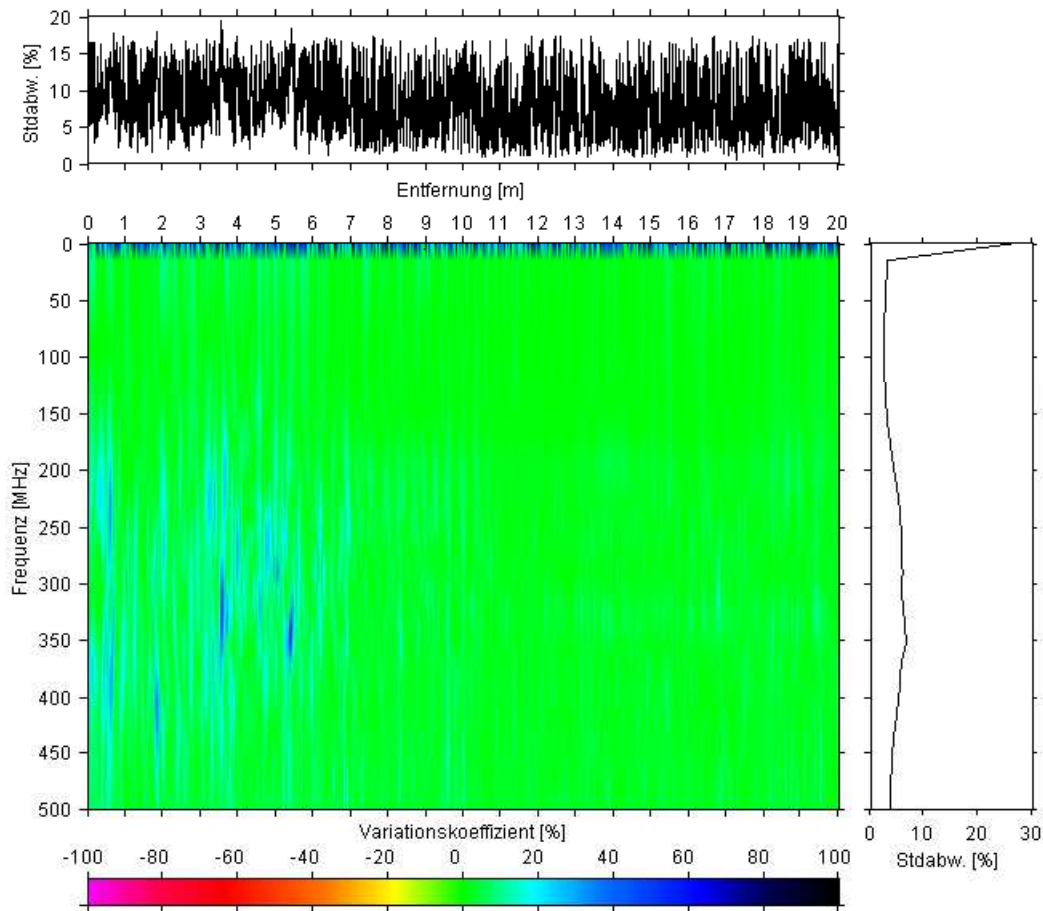


Abbildung 8.69: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

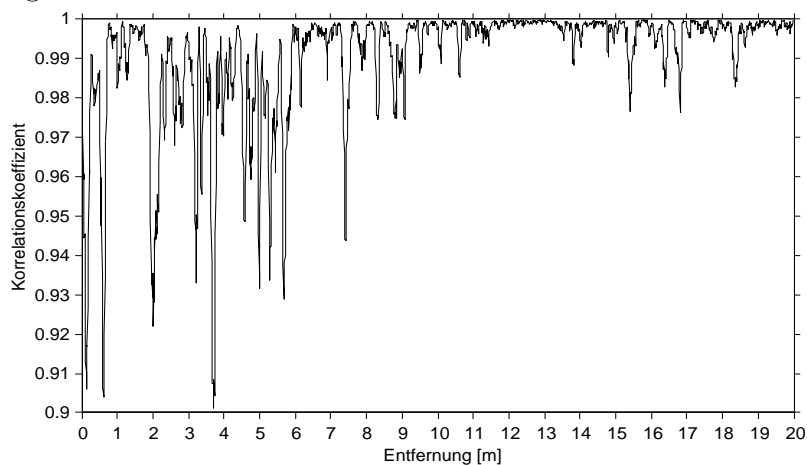


Abbildung 8.70: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2. Es wurden nur Spurwerte bis 24 ns berücksichtigt.



mit den Ergebnissen der vorherigen Wiederholungsmessungen liegt, zeigt die mittlere Differenz von  $820 \pm 5957$  Einheiten einen vergleichsweise hohen Wert.

Die angesprochene Störung durch das Antennenklappeln, die im Profil VINXEL(B)2 bis ca. 7,5 m zu erkennen ist, schlägt sich auch im Verlauf des Korrelationskoeffizienten entlang des Profils nieder (s. Abb. 8.70). Genau in diesem Bereich ist ein vergleichsweise niedriger Korrelationskoeffizient zu beobachten, der im weiteren Verlauf nicht mehr unter einen Wert von 0,98 fällt. Im Mittel ergibt sich  $0,991 \pm 0,015$ .

Mit identischen Systemeinstellungen wurde am Tag nach der soeben geschilderten Wiederholungsmessung dasselbe Profil noch einmal vermessen (Messung VINXEL(B)3). Während bei der Durchführung beider Messeinsätze eine trockene Witterung herrschte, ging zwischen den Tagen ein starker, etwa einstündiger Regenschauer über dem Gebiet nieder. Es wurde daher mit einem deutlichen Unterschied zwischen den Messungen gerechnet. Zum Vergleich wurden die Ergebnisse der Messung VINXEL(B)1 herangezogen.

Das Radargramm der Messung VINXEL(B)3 am 2. Messtag in Abbildung 8.71 zeigt auf den ersten Blick relativ hohe Reflexionsamplituden. Es ist zu vermuten, dass das in den Boden eingedrungene Regenwasser zum Teil an der georteten Grenzschicht gestaut wird und dort für eine Steigerung der Differenz in den elektrischen Unterschieden sorgt. Ebenso führt die höhere Feuchtigkeit an der Oberfläche zu stärkeren Amplituden in der Bodenwelle. Bemerkenswert ist auch, dass die horizon-

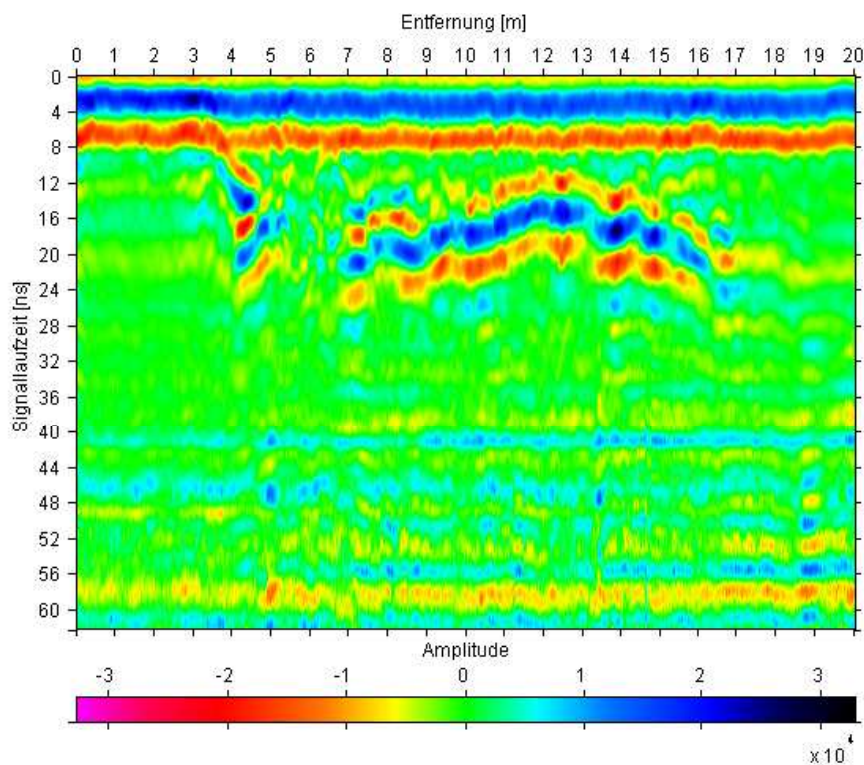


Abbildung 8.71: VINXEL(B)3 - 3. Messung im Messgebiet Vinxel B (2. Messtag, 200 MHz).

tale Streifenbildung im unteren Teil des Radargramms ausgeprägter erscheint, da es bei Radarantennen häufig zu beobachten ist, dass sie bei erhöhter Bodenfeuchte verstärkt zum Antennenklängen neigen.

Die Darstellung der Unterschiede mittels des Variationskoeffizienten in Abbildung 8.72 lässt erkennen, dass nicht nur Unterschiede in den Amplituden auftreten, sondern auch die Nulldurchgänge der Signale verschoben erscheinen. Dies wird erkennbar an den schmalen Streifen hoher Variationskoeffizienten im Zeitbereich 0 - 24 ns. Hier wirken sich die Unterschiede in den Laufzeiten der Signale besonders deutlich aus, die durch eine, aufgrund der Feuchtigkeitszunahme, verringerten Wellengeschwindigkeit im Untergrund zustande kommen. Wie auch schon beim Vergleich zwischen den Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2 zeigt die Auswertung ein Ansteigen der Variationskoeffizienten bei Signallaufzeiten über 24 ns. Als Schlussfolgerung daraus ergibt sich, dass sich die Eindringtiefe des Signals nicht signifikant geändert hat. Der mittlere Variationskoeffizient wird daher auch in diesem Fall nur für Datenpunkte bis 24 ns berechnet und ergibt sich zu  $-3 \pm 2730 \%$ . Ursache für

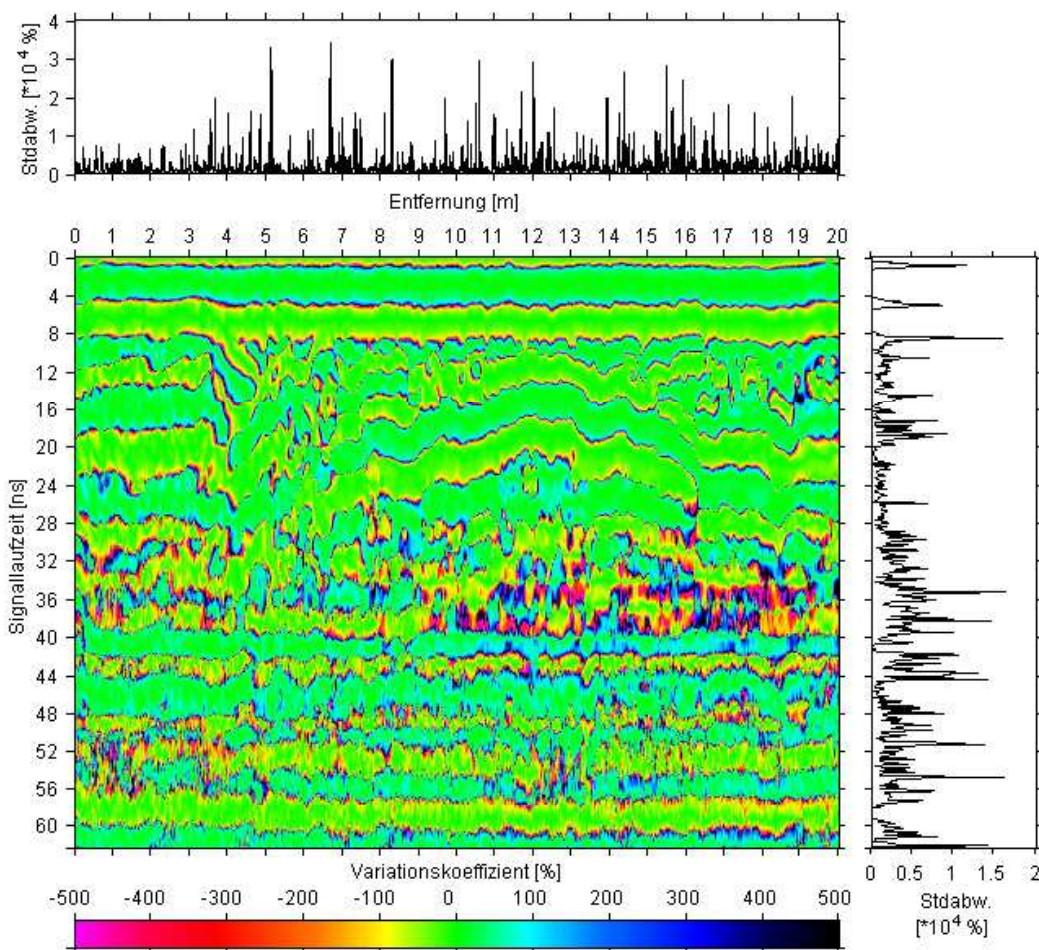


Abbildung 8.72: Variationskoeffizienten für die Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

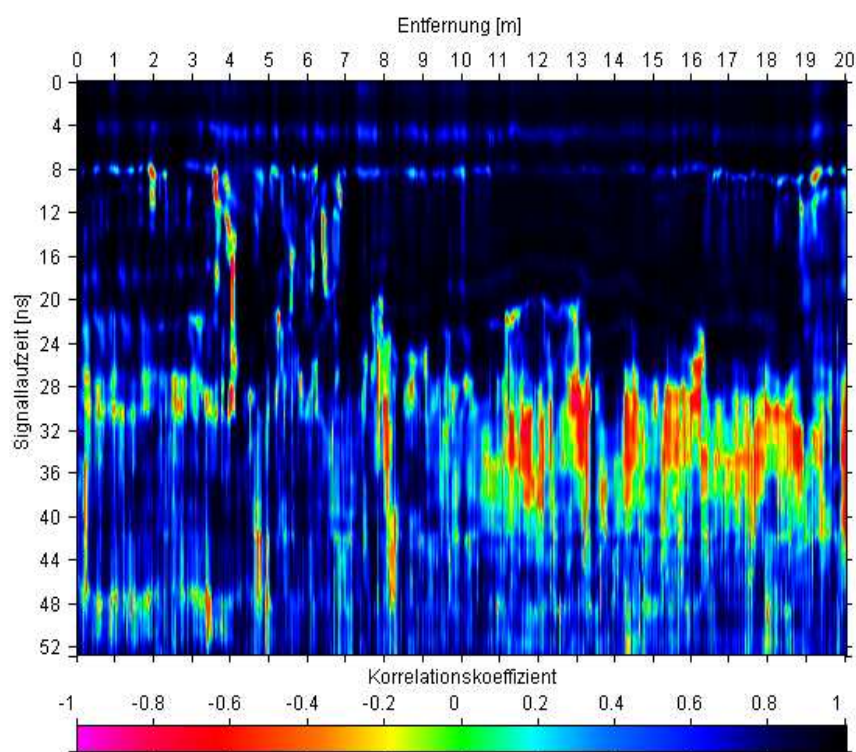


Abbildung 8.73: Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3.

den negativen Mittelwert sind die höheren Amplituden in der Messung VINXEL(B)2. Die Standardabweichung fällt mit  $\pm 2730 \%$  gegenüber  $\pm 1206 \%$  im Vergleich zur ersten Wiederholungsmessung auf diesem Profil um das  $\approx 2,3$ -fache höher aus. Die mittlere Amplitudendifferenz beträgt  $-81 \pm 884$  Einheiten.

Die Moving-Window Korrelationsanalyse (s. Abb.8.73) lässt erkennen, dass die Radargramme trotz der größeren Zeitspanne zwischen ihrer Aufnahme eine gute Übereinstimmung in den prägenden Merkmalen (Bodenwelle, Reflexionshorizont) entlang des Profils liefern. Die sehr gute Korrelation an diesen Stellen wird unterbrochen durch enge Bänder einer geringeren Übereinstimmung, deren Auftreten erneut durch Laufzeitunterschiede erklärt werden kann. Wie beim Vergleich der zeitlich unmittelbar nacheinander ausgeführten Wiederholungsmessungen erkennt man die Abnahme des Korrelationskoeffizienten und die Zunahme der negativ korrelierten Bereiche zu höheren Laufzeiten hin.

Die verbesserte Detektion des Schichtwechsels, wie sie durch die höheren Reflexionsamplituden sichtbar wird, schlägt sich offenbar auch im Amplitudenspektrum nieder. Für die Messung VINXEL(B)3 ist dort im Vergleich zu den anderen beiden Messungen ein deutlicheres Hervortreten der Frequenzanteile zwischen 100 und 150 MHz zu erkennen. Dieser Bereich liegt im unteren Teil der Bandbreite der Antenne, so dass dies durch ein verstärktes Nutzsignal, wie z.B. ein intensiveres Reflexionssignal der Grenzschicht entstanden sein könnte

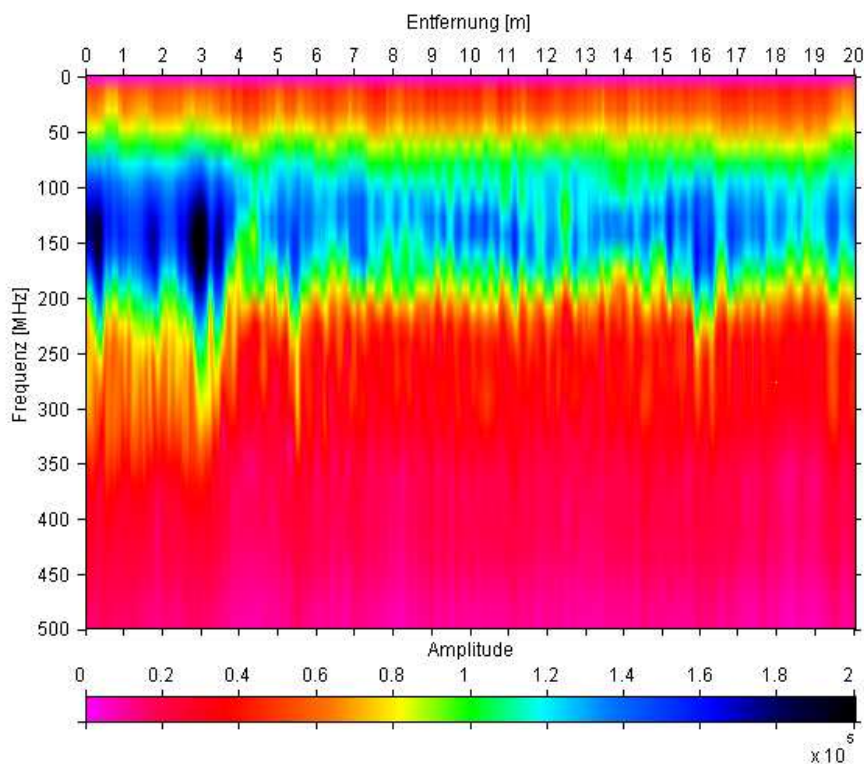


Abbildung 8.74: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(B)3 (200 MHz).

Deutlicher wird dies in der Darstellung der Variationskoeffizienten, die sich aus den Amplitudenspektren der Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3 berechnen lassen und in Abbildung 8.75 dargestellt sind. Neben den abgebildeten Unterschieden in den genannten Frequenzbereichen fällt auf, dass sowohl diese Abbildung als auch die Abbildung 8.69 die relativ größten Variationskoeffizienten in einem Bereich zwischen 240 bis 370 MHz und 3 m bis 7m darstellen. In den Radargrammen wird in diesem Profilabschnitt eine Unterbrechung des Reflexionshorizontes angezeigt. Diese Struktur könnte durch die an ihr stattfindende Streuung eine Erklärung für das Ansteigen der Unterschiede im höherfrequenten Bereich liefern. Im Mittelwert beträgt der Variationskoeffizient  $7 \pm 10 \%$ . Im Vergleich mit dem entsprechenden Ergebnis aus den Wiederholungsmessungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2 liegt der Mittelwert aufgrund der obigen Erklärungen leicht höher, während die Standardabweichung dieselbe Größenordnung aufweist. Für die Differenz der Spektren erhält man im Mittel  $1657 \pm 8749$  Einheiten.

Der Verlauf des Korrelationskoeffizienten in Abbildung 8.76 zeigt gegenüber Abbildung 8.73 einen erwartungsgemäß veränderten Verlauf, der sich durch deutlich niedrigere Werte auszeichnet. Dies drückt sich in einem gesunkenen Mittelwert von  $0,907 \pm 0,047$  aus. Beiden Kurven gemein ist, dass sie im ersten Profilabschnitt eine gegenüber dem Bereich des Reflexionshorizonts tendenziell schlechtere Korrelation ausweisen.

Abschließend zu den Betrachtungen dieser Wiederholungsmessungen wurde ein Laufzeitvergleich durchgeführt. Dazu wurde in allen drei Messungen die Signallaufzeit zu

dem beschriebenen Reflexionshorizont bestimmt. Zwischen den Messungen VINXEL (B)1 und VINXEL(B)2 ergibt sich so eine mittlere Laufzeitdifferenz von  $0,1 \pm 0,42$  ns. Da am zweiten Tag aufgrund des Regens und der damit verbundenen höheren Feuchtigkeit mit einer Verringerung der Wellengeschwindigkeit und somit längeren Signallaufzeiten gerechnet werden musste, wurde erwartet, dass sich zwischen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3 im Mittel eine negative Laufzeitdifferenz ergeben würde. Eine signifikante Änderung in der Standardabweichung dieser Differenz war nicht zu erwarten. Die Richtigkeit dieser Überlegungen werden durch das errechnete Ergebnis von  $-0,38 \pm 0,37$  ns belegt.

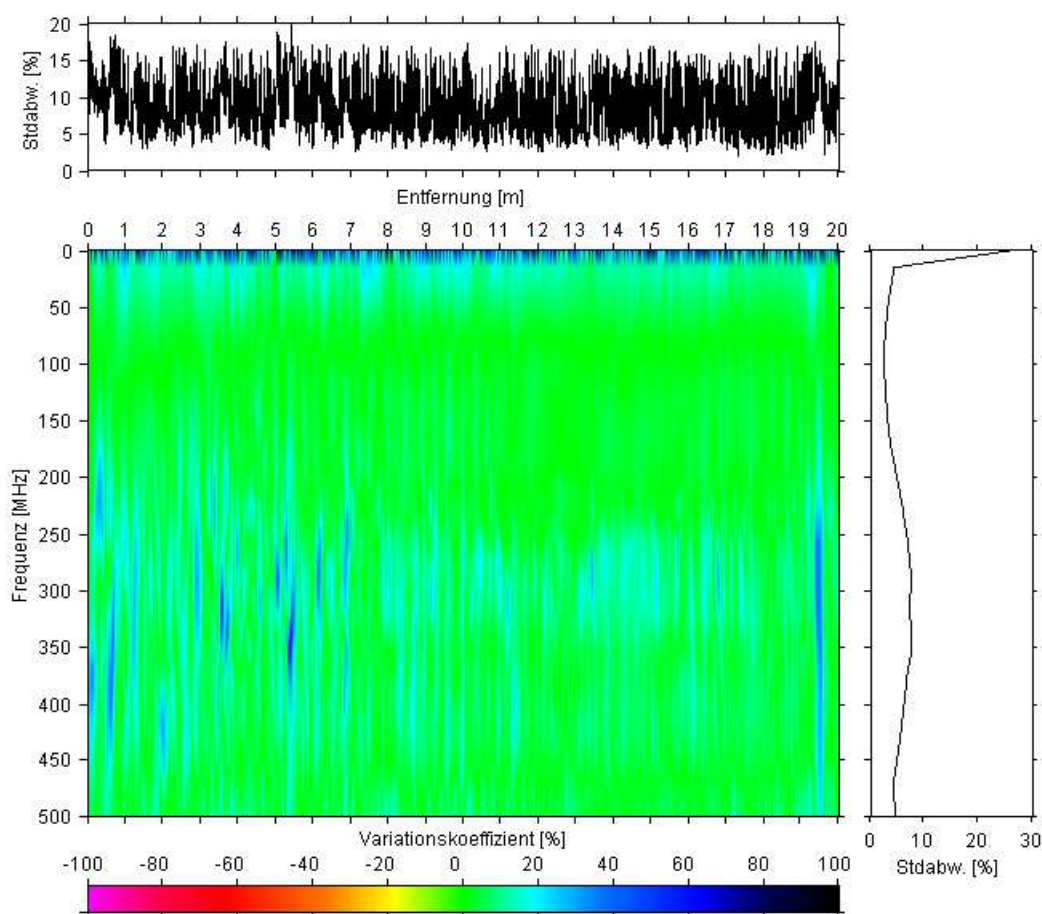


Abbildung 8.75: Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3; *rechts*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; *oben*: Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte.

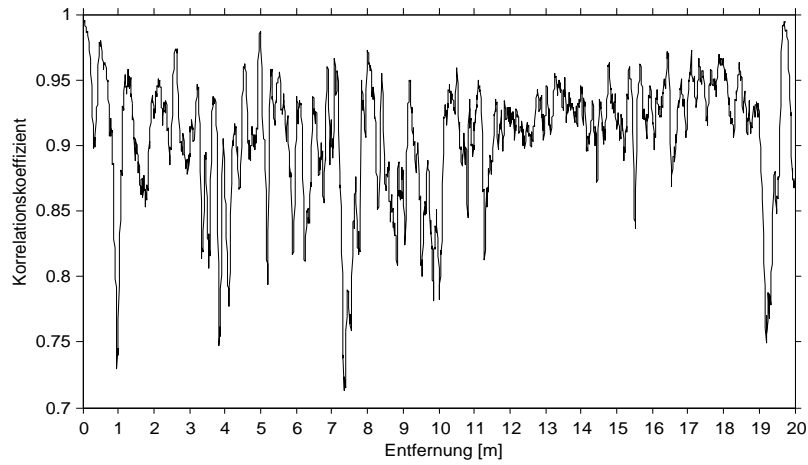


Abbildung 8.76: Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3. Es wurden nur Spurwerte bis 24 ns berücksichtigt.

# Kapitel 9

## Zusammenfassung

Das Ziel dieser Arbeit war die quantitative Reproduzierbarkeit von Bodenradarmessungen zu untersuchen. Die Motivation für dieses Vorhaben ergab sich aus dem Bestreben Beiträge für eine optimierte Interpretation von Radargrammen und die quantitative Auswertung von Reflexionsamplituden zu liefern. Zudem finden sich in der Literatur nur sehr wenige Quellen, die dieses Thema aufgreifen, so dass mit den durchgeführten Messungen diese Lücke geschlossen werden sollte.

Vorbereitend zu den Untersuchungen im Feld wurden Experimente durchgeführt, um Systemeigenschaften (Stabilität des abgestrahlten Signals, Rauscheigenschaften) und Störungen, die während einer Messung auftreten können, und deren Auswirkungen auf die Daten zu betrachten.

Anschliessend wurden Wiederholungsmessungen, die aus zeitlich direkt aufeinanderfolgenden Vermessungen eines Profils mit dem Bodenradar bestanden, durchgeführt. Um eine gute Datenbasis zu erhalten, wurde eine größere Anzahl dieser Untersuchungen durchgeführt bei denen auch Änderungen einzelner Messparameter vorgenommen wurden. Für den Vergleich der Wiederholungsmessungen wurden sowohl die aufgezeichneten Radarspuren als auch die aus ihnen berechneten Amplitudenspektren untersucht. Dies geschah durch einfache Differenzenbildung und darüber hinaus durch die Berechnung der Variationskoeffizienten und Korrelationsbetrachtungen. Waren geeignete Reflexionshorizonte vorhanden, wurden zusätzlich die Laufzeiten des Signals in diesem Bereich verglichen.

Die Tabellen 9.1, 9.2 und 9.3 fassen die Ergebnisse der im Rahmen der Auswertung der Wiederholungsmessungen gemachten Berechnungen zusammen.

Im Labor zeigten alle verwendeten Antennen (100, 200 und 400 MHz) vergleichbar gute Ergebnisse im Bereich der Stabilität der Signalamplituden und der dazugehörigen Amplitudenspektren. Insbesondere liegen die festgestellten Werte deutlich unterhalb derer, die bei den Wiederholungsmessungen ermittelt wurden. Daraus kann man die Schlussfolgerung ziehen, dass die auftretenden Unterschiede der Reproduzierbarkeit von Messungen mit verschiedenen Antennen auf demselben Profil (s. Messgebiete Jülich und Lägerdorf) nur zu einem sehr geringen Teil auf die Konfiguration des Systems mit der benutzten Antenne zurückgeführt werden können. In den genannten Messgebieten erfolgten alle Messvorgänge in kontinuierlicher Weise,

so dass von dieser Seite auch keine Begründung für die stark unterschiedlichen Ergebnisse gegeben werden kann. Dies führt zu dem Schluss, dass die berechneten großen Abweichungen in erster Linie auf den Untergrund und die Wechselwirkung Antenne/Untergrund zurückzuführen sind. Eine Betrachtung der im Messgebiet Vinxel A durchgeführten sieben Wiederholungsmessungen bekräftigt diese Vermutung. Der starke Einfluss des Untergrundes ist unabhängig von der verwendeten Antenne ebenso an den Amplitudenspektren der Messungen erkennbar. Diese weisen Frequenzschwerpunkte auf, die z.T. erheblich von den in den Labormessungen ermittelten Frequenzen der abgestrahlten Wellenformen abweichen.

Die Untersuchungen zum Rauschverhalten lassen nur eine grundsätzliche Abschätzung des zu erwartenden Rauschanteils zu, da die vom SIR 10A+ ausgegebenen Werte nicht dimensioniert sind. So kann festgehalten werden, dass dieser bei der 200 und 400 MHz Antenne deutlich geringer ausfällt als bei der 100 MHz Antenne.

Es erwies sich als schwierig, das Ergebnis der Reproduzierbarkeit an einem bestimmten Wert festzumachen, da sich gezeigt hat, dass an den Nulldurchgängen der Radarspuren sehr hohe Abweichungen auftreten, die maßgeblichen Einfluss auf die Berechnungen haben. So ist zu beobachten, dass die für die Amplituden ermittelten Mittelwerte des Variationskoeffizienten bei allen gemachten Messungen sich nur wenig unterscheiden und in einem Intervall von -5 % bis 7 % bewegen. Im Gegensatz dazu schwanken die Standardabweichungen in einem breiten Bereich von  $\pm 197$  % bis  $\pm 9520$  %. In den Fällen, in denen dieser Wert sehr groß ausfällt, ist zu beobachten, dass auch die Anzahl der Reflektoren im Untergrund im Vergleich zu anderen Messlokationen ansteigt. Es wird vermutet, dass dieser Zusammenhang mit einem Anwachsen der Streuverluste, die beim Auftreffen des Signals auf eine unebene Grenzfläche zustande kommen, in Verbindung steht. In dem Hinblick darauf ist auch die Ortsungenaugigkeit der Positionierung der Antenne bei der wiederholten Vermessung des Profils zu beachten, die dazu führen kann, dass die Antenne bei der erneuten Untersuchung ein Objekt eventuell unter einem anderen Winkel „sieht“

	Signalstabilität				Rauschverhalten
	Signalamplituden		Amplitudenspektrum		Signalamplituden
	mittlerer Variationskoeff. [%]	Standardab- weichung des Variationskoeff. [%]	mittlerer Variationskoeff. [%]	Standardab- weichung des Variationskoeff. [%]	Standardab- weichung der Amplituden
<b>100 MHz Antenne</b>	-3	$\pm 11$	0,7	$\pm 0,2$	$\pm 1143$
<b>200 MHz Antenne</b>	-2	$\pm 9$	0,6	$\pm 0,02$	$\pm 73$
<b>400 MHz Antenne</b>	-4	$\pm 11$	1	$\pm 0,2$	$\pm 22$

Tabelle 9.1: Zusammenfassung der Ergebnisse zur Untersuchung der Stabilität des abgestrahlten Signals und der Rauscheigenschaften der Antennen im Feldeinsatz.



Messgebiet	MESSUNG	Frequenz [MHz]	Profillänge [m]	Spuranzahl (org.)	Spuranzahl (nach Markerinterp.)	Stapelrate	Spurabstand (nach Markerinterp.) [m]
<b>Melbtal</b>	MELBTAL1	400	23	6517	5751	1,13	0,004
	MELBTAL2			7426		1,29	
<b>Jülich</b>	JÜLICH1	400	46	13688	11500	1,19	0,004
	JÜLICH2			12602		1,09	
<b>Jülich</b>	JÜLICH3	200	46	10883	9200	1,18	0,005
	JÜLICH4			12865		1,4	
<b>Lägerdorf</b>	LÄGERDORF1	400	9	3227	2250	1,43	0,004
	LÄGERDORF2			2833		1,26	
<b>Lägerdorf</b>	LÄGERDORF3	200	9	2988	2250	1,33	0,004
	LÄGERDORF4			3029		1,35	
<b>Lägerdorf</b>	LÄGERDORF5	100	9	1903	1125	1,69	0,008
	LÄGERDORF6			1674		1,49	
<b>Dollendorf</b>	DOLLENDORF 1 & 2	400	9,5	stationäre Messung mit Messpunktabstand 0,5 m			
<b>Vinxel A</b>	VINXEL(A)1 BIS VINXEL(A)7	200	12	Messung mit Survey-Wheel; Spurabstand 0,0098 m			
<b>Vinxel B</b>	VINXEL(B)1 & 2	200	20	Messung mit Survey-Wheel; Spurabstand 0,0098 m			
<b>Vinxel B</b>	VINXEL(B)1 & 3	200	20	Messung mit Survey-Wheel an aufeinanderfolgenden Tagen; Spurabstand 0,0098 m			

Tabelle 9.2: Zusammenfassung der wichtigsten Kenndaten der Messvorgänge. Für die jeweiligen Systemeinstellungen wird auf die Tabellen in den Kapiteln verwiesen.

Messgebiet	Messungen	Frequenz [MHz]	geschätzte Eindringtiefe des Signals [ns]	mittlerer Variationskoeff. der Amplituden [%]	mittlere Differenz der Amplituden	mittlerer Variationskoeff. der Amplitudenspektren [%]	mittlere Differenz der Amplitudenspektren	mittlerer Korrelationskoeff.	Laufzeitdifferenzen [ns]
<b>Melbtal</b>	MELBTAL1 & 2	400	22	$1 \pm 9520$	$-7 \pm 1286$	$10 \pm 12$	$4309 \pm 35021$	$0,955 \pm 0,065$	
<b>Jülich</b>	JÜLICH1 & 2	400	38	$-1 \pm 371$	$0 \pm 31$	$9 \pm 12$	$-65 \pm 770$	$0,965 \pm 0,046$	$0,24 \pm 0,36$ $0,26 \pm 0,36$
<b>Jülich</b>	JÜLICH3 & 4	200	55	$0 \pm 197$	$0 \pm 18$	$5 \pm 9$	$-16 \pm 388$	$0,99 \pm 0,03$	$0,21 \pm 0,28$ $0,14 \pm 0,28$
<b>Lägerdorf</b>	LÄGERDORF 1 & 2	400	28	$0 \pm 1572$	$2 \pm 132$	$3 \pm 7$	$93 \pm 2045$	$0,998 \pm 0,002$	
<b>Lägerdorf</b>	LÄGERDORF 3 & 4	200	65	$5 \pm 1598$	$-3 \pm 131$	$3 \pm 6$	$432 \pm 2159$	$0,998 \pm 0,001$	$0,19 \pm 0,26$
<b>Lägerdorf</b>	LÄGERDORF 5 & 6	100	75	$1 \pm 474$	$0 \pm 1177$	$3 \pm 8$	$-282 \pm 34098$	$0,998 \pm 0,002$	$0,16 \pm 0,2$
<b>Dollendorf</b>	DOLLENDORF 1 & 2	400	35	$-5 \pm 208$	$0 \pm 10$	$6 \pm 8$	$46 \pm 138$	$0,985 \pm 0,022$	
<b>Vinxel A</b>	VINXEL(A)1 - 7 (WIESE)	200	18	$6 \pm 969$	$0 \pm 15$	$6 \pm 15$	$70 \pm 258$	$0,998 \pm 0,002$	
<b>Vinxel A</b>	VINXEL(A)1 - 7 (STRASSE)	200	32	$2 \pm 3498$	$0 \pm 17$	$7 \pm 14$	$-42 \pm 379$	$0,996 \pm 0,002$	
<b>Vinxel A</b>	VINXEL(A)1 - 7 (FELD)	200	22	$7 \pm 1027$	$-1 \pm 13$	$6 \pm 13$	$61 \pm 306$	$0,998 \pm 0,003$	
<b>Vinxel B</b>	VINXEL(B)1 & 2	200	24	$2 \pm 1206$	$8 \pm 326$	$5 \pm 10$	$820 \pm 5957$	$0,991 \pm 0,015$	$0,1 \pm 0,42$
<b>Vinxel B</b>	VINXEL(B)1 & 3	200	24	$-3 \pm 2730$	$-81 \pm 884$	$7 \pm 10$	$1657 \pm 8749$	$0,907 \pm 0,047$	$-0,38 \pm 0,37$

Tabelle 9.3: Zusammenfassung der berechneten Mittelwerte und Standardabweichungen für die Amplituden, Variations- und Korrelationskoeffizienten sowie die Ergebnisse der Laufzeitvergleiche.

und sich daher der Anteil der reflektierten Energie ändert. Die Behauptung, dass Streuverluste einen merklichen Einfluss auf das Ergebnis haben, basiert im Wesentlichen auf den Erfahrungen aus den Messungen in den Gebieten Jülich und Vinxel(B). Für den Vergleich der Amplitudenspektren weisen die Mittelwerte (3 % bis 10 %) und Standardabweichungen (6 % bis 15 %) eine ähnliche Schwankungsbreite auf.

Aus den oben beschriebenen Gründen ist die Mittelwertbildung des Variationskoeffizienten nur bedingt geeignet, die Reproduzierbarkeit der Messungen angemessen zu beschreiben, da die Werte durch die vorhandenen extremen Ausreißer sehr stark beeinflusst werden. Eine bessere Übersicht erhält man durch die Betrachtung der Verteilung der Koeffizienten. Diese lässt in allen Fällen erkennen, dass die Bereiche, in denen kleine Variationskoeffizienten zu beobachten sind, deutlich überwiegen. „Klein“ bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die Werte auf der verwendeten Farbskala im grünen Bereich, d.h. im Intervall -70 % bis +70 %, liegen. Ein weiterer Vorteil dieser Darstellung ist es, dass er Zonen mit starken Abweichungen sehr gut erkennen lässt. So heben sich z.B. Nulldurchgänge der Radarspuren deutlich hervor und sind häufig als schmale Bänder hoher Variationskoeffizienten entlang des Profils zu erkennen. Dies kann bei der Analyse von Reflexionshorizonten hilfreich sein. Desweiteren hat sich diese Darstellung neben dem Konzept der Moving-Window Korrelationsanalyse als gutes Mittel herausgestellt, die maximale Eindringtiefe des Signals abzuschätzen. Für nicht zu lange Profile, d.h. Profile, die unter einem vertretbaren Zeitaufwand eine erneute Vermessung zulassen, könnte somit eine Wiederholungsmessung mit anschließender Anwendung dieser Auswertungsschritte einen Zuwachs an Sicherheit bei der Dateninterpretation bringen. Dies gilt insbesondere, wenn Objekte mit geringen elektrischen Kontrasten zur Umgebung gesucht werden oder eine direkte Auswertung der Amplitudengröße, z.B. bei der Berechnung von Reflexionsamplituden, erfolgen soll. Die Datenqualität in den einzelnen Bereichen des Radargramms könnte so schnell einer Überprüfung unterzogen werden.

Ein weiteres Kriterium bei der Beurteilung der Messungen war eine möglichst gute Konstanz der Signallaufzeiten. Anhand gut zu detektierender Grenzschichten in den Messgebieten Jülich, Lägerdorf und Vinxel(B) wurde diese überprüft. Die Resultate, die sich aus den Untersuchungen mit den 100, 200 und 400 MHz Antennen ergeben, führen im Mittel zu Differenzen von 0,1 bis 0,26 ns, wobei die Standardabweichungen zwischen 0,2 und 0,42 ns variieren. Aus der Umrechnung unter Benutzung einer durchschnittlichen Geschwindigkeit von  $v_{Boden} = 10 \frac{cm}{ns}$  geht ein Wert von  $(0,5 \text{ bis } 1,3) \pm (1 \text{ bis } 2,1) \text{ cm}$  bei der Tiefenbestimmung der Reflektoren hervor. Diese hohe Genauigkeit zeigt auf, dass das Bodenradar prinzipiell gut zur Durchführung von zeitlichen Monitorings, bei denen die Tiefenlage eines bestimmten Reflektors verfolgt werden soll, geeignet ist. Die Ergebnisse im Messgebiet Vinxel(B) können hierfür als Bestätigung herangezogen werden.

Diese Arbeit zeigt, dass die Beurteilung der Reproduzierbarkeit von Bodenradarmessungen unter realen Bedingungen, d.h. beim Einsatz im Feld, durch einen „Plus-Minus“ Wert nicht ausreichend ist. Es konnten aber andere Betrachtungen gefunden werden, die eine gute Reproduzierbarkeit erkennen lassen und überdies Möglichkeiten für eine ergänzende Auswertung von Bodenradardaten liefern.



# Anhang A

## **Begriffe aus der Antennentechnik**

In diesem Anhang wird ein kurzer Überblick über die im Text verwendeten Antennenparameter und deren Bedeutung gegeben.

### Definition einer Antenne

Die Antenne kann als Wellentypwandler bezeichnet werden, da sie dafür verwendet wird, die von einem Sender gelieferte Leitungswelle in eine Freiraumwelle umzuwandeln. Für Antennenanordnungen, die keine nichtlinearen oder nichtreziproken Elemente enthalten, gilt das Reziprozitätstheorem (*Kraus*, 1988), d.h. die gleiche Antenne, die zum Senden verwendet wird, kann auch zum Empfang benutzt werden.

### Strahlungsdichte

Die Energiestromdichte eines elektromagnetischen Feldes wird beschrieben durch den Poynting-Vektor

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad . \quad (\text{A.1})$$

Der Vektor gibt die Richtung und den Leistungsfluss der Welle in  $\frac{\text{Watt}}{\text{m}^2}$  an.

Im Fernfeld einer jeden Strahlungsanordnung ist der Poynting-Vektor reell und zeigt radial vom Zentrum dieser Anordnung weg. Der Betrag des Vektors gibt die Strahlungsdichte an und nimmt umgekehrt proportional zum Quadrat des Abstands  $r$  von der Antenne ab.

### Hertz'scher Dipol

Nimmt man einen elektrischen Schwingkreis mit der Induktivität von einer Spule und der Kapazität eines Kondensators aus zwei Drahtenden und biegt diesen an den Enden auf, lässt sich so ein Hertz'scher Dipol (auch Elementar-Dipol oder kurzer Dipol genannt) darstellen. Über die gesamte Länge eines solchen Elementar-Dipols fließt ein konstanter Wechselstrom. Dies ist aber eine fiktive Vorstellung, die nicht realisierbar ist. Jedoch kann man nach dem Prinzip von Huygens<sup>1</sup> die Strahlungseigenschaften größerer Antennen als Überlagerung vieler Wellenfelder von Elementarwellen verstehen.

### Isotroper Kugelstrahler

Kenngrößen für Antennen werden häufig mit Hilfe von Referenzwerten angegeben. Dazu wird oftmals der **isotrope Kugelstrahler** herangezogen. Dieser stellt eine

---

<sup>1</sup>Das Huygen'sche Prinzip beschreibt die Wellenausbreitung: Jeder Punkt einer Welle ist Ausgangspunkt einer Kugelwelle. Eine neue Wellenfront ergibt sich aus der Überlagerung aller Kugelwellen.

hypothetische, verlustfreie Antenne dar, die in alle Raumrichtungen gleichmäßig abstrahlt. Sie erzeugt im Abstand  $r$  winkelunabhängig die Strahlungsdichte

$$S_{ref} = \frac{P_s}{4\pi r^2} \quad , \quad (\text{A.2})$$

wobei  $P_s$  die Strahlungsleistung der Antenne ist.

## Dipolantenne

Die Dipolantenne stellt eine einfache Antennenanordnung dar, die dem Hertz'schen Dipol ähnlich ist. Diese Antenne wird in der Mitte durch den Strom  $I_0$  angeregt und weist im Gegensatz zum Hertz'schen Dipol entlang ihrer Länge keine konstante Stromverteilung auf. Am offenen Ende kann kein Strom fließen. Ansonsten verteilt sich der Strom sinusförmig als stehende Welle mit Stromknoten am Ende und in Abständen  $n\frac{\lambda}{2}$  vom Ende sowie Strommaxima in Abständen  $(2n - 1)\frac{\lambda}{4}$  vom Ende (Unger, 1988). Dabei ist  $n$  eine ganze Zahl und  $\lambda$  die Wellenlänge im freien Raum bzw. auf dem Leiter. Bemisst man die Antenne gerade so, dass ihre Länge der Hälfte der Wellenlänge der abzustrahlenden Frequenz  $f$  entspricht, spricht man von einem  $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol.

## Richtcharakteristik

Statt Richtcharakteristik werden auch häufig die Begriffe Abstrahlcharakteristik bzw. Strahlungsdiagramm verwendet.

Die Richtcharakteristik gibt einen Überblick über die Verteilung der Strahlung einer Antenne in den verschiedenen Raumrichtungen. Sie beschreibt die Richtungsabhängigkeit der Amplitude, Phase und Polarisation der von der Antenne erzeugten Feldstärke an einem Raumpunkt im Abstand  $r$  von der Antenne. Zur Formulierung werden üblicherweise **Polarkoordinaten**  $(\mathbf{r}, \vartheta, \varphi)$  benutzt. Dazu wird zunächst das absolute Maximum der Strahlungsdichte  $S_{r,max}(\vartheta, \varphi)$  bestimmt. Dieses setzt man dann mit den Strahlungsdichten in allen anderen Raumrichtungen ins Verhältnis und trägt dieses Verhältnis über  $\vartheta$  und  $\varphi$  auf. Oftmals verwendet man auch statt der Strahlungsdichten die Feldstärken

$$C_r(\vartheta, \varphi) = \frac{E_r(\vartheta, \varphi)}{E_{r,max}(\vartheta, \varphi)} = \frac{H_r(\vartheta, \varphi)}{H_{r,max}(\vartheta, \varphi)} = \frac{S_r(\vartheta, \varphi)}{S_{r,max}(\vartheta, \varphi)} \quad . \quad (\text{A.3})$$

## Antennengewinn G

Durch die Bauart der Antenne kann man sie dazu bringen, den Hauptteil ihrer Strahlungsdichte in bestimmte Vorzugsrichtungen zu konzentrieren. Die Fähigkeit der Antenne dies zu tun, wird durch den Antennengewinn beschrieben. Hier zieht man zum Vergleich den isotropen Kugelstrahler heran. Man setzt dabei für beide Antennen die gleiche Eingangsleistung  $P$  an und vergleicht dann die Strahlungsdichte

im Abstand  $r$  mit der maximalen Strahlungsdichte der Bezugsantenne im gleichen Abstand  $r$

$$G = \frac{S_r(\vartheta, \varphi)}{S_{ref,max}} = 4\pi r^2 \frac{S_r(\vartheta, \varphi)}{P} \quad . \quad (\text{A.4})$$

### Antennenwirkungsgrad $\eta_A$

Vergleicht man die Antenneneingangsleistung  $P_A$  mit der insgesamt ausgestrahlten Leistung  $P_s$ , so unterscheiden sich diese um die Antennenverlustleistung  $P_v$ . Die Verluste setzen sich dabei aus ohm'schen Verlusten in den Leitern der Antenne und dielektrischen Verlusten in den isolierenden Teilen zusammen. Eine Besonderheit des Bodenradars ist, dass die Antenne in unmittelbarer Nähe zum Boden betrieben wird. Dieser ist daher als Bestandteil der Antennenanordnung anzusehen und zudem verlustbehaftet, so dass auch er die Antennenverlustleistung beeinflusst. Der Antennenwirkungsgrad  $\eta_A$  setzt nun die genannten Größen in ein Verhältnis, gemäß

$$\eta_A = \frac{P_s}{P_A} = \frac{P_A - P_v}{P_A} \quad . \quad (\text{A.5})$$

### Antennenimpedanz $Z_A$

Eine weitere wichtige Eigenschaft von Antennen ist die komplexe Antennenimpedanz (oft auch als Eingangsimpedanz bezeichnet)

$$Z_A = R_A + iX_A \quad . \quad (\text{A.6})$$

Da sich die der Antenne zugeführte Wirkleistung  $P_A$  aufteilt in Strahlungsleistung  $P_s$  und Verlustleistung  $P_v$ , wird auch  $R_A$  zerlegt in einen Strahlungswiderstand  $R_s$  und einen Verlustwiderstand  $R_v$

$$R_A = R_s + R_v \quad . \quad (\text{A.7})$$

Der Blindwiderstand  $X$  wird durch die Kapazität und Induktivität gebildet, die jede Antenne besitzt. Die Verhältnisse können durch vereinfachte Ersatzschaltbilder verdeutlicht werden, je nachdem, ob es sich um eine Empfangs- oder Sendeantenne handelt (Abbildung mit Schaltbildern). Im Sendefall wird die Antenne von einer Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand  $Z_i$  gespeist, im Empfangsfall stellt die Antennenimpedanz den Innenwiderstand einer durch die Antenne dargestellten Spannungsquelle dar. Der Empfänger hat nun die Eingangsimpedanz  $Z_E$ . Die maximale Leistung wird in beiden Fällen nur dann transferiert, wenn Anpassung besteht. Das heißt es muss

$$Z_i = Z_A \quad \text{bzw.} \quad Z_E = Z_A \quad (\text{A.8})$$

erfüllt sein.

Zur allgemeinen Berechnung der Eingangsimpedanzen von stromerregten Antennen



geht man von der Vorstellung aus, dass Sende- und Empfangsantenne in einem Funk-system bezüglich ihrer Eingangs- und Ausgangsklemmen einen Vierpol<sup>2</sup> bilden. Die Eingangs- und Ausgangsgrößen an den Klemmen der Antennen sind dann eindeutig durch die Vierpolgleichungen verknüpft.

### Antennenwirkfläche $A_w$

Obwohl man sowohl Sende- als auch Empfangsantennen durch die gleichen Parameter charakterisieren kann, wird bei den Empfangsantennen eine weitere anschauliche Größe verwendet. Befindet sich eine Empfangsantenne in einem ebenen Wellenfeld, ist die Energiestromdichte  $S_r$  in ihrer Umgebung konstant. Die Antenne entnimmt dann mit ihrer fiktiven Antennenwirkfläche  $A_w$  dem Wellenfeld die Leistung

$$P_E = S_r A_W \quad . \quad (\text{A.9})$$

Die Antenne fängt die gesamte Leistung ein, die durch die Wirkfläche wandert. Wie der Antennengewinn  $G$  ist auch  $A_W$  ein Maß für die dem Wellenfeld entnehmbare Leistung. Zwischen beiden Größen besteht die Proportionalität (*Kraus*, 1988)

$$A_W = G \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad . \quad (\text{A.10})$$

Nach der einfachen Definition in Gl.(A.10) ist die Wirkfläche abhängig von der Orientierung der Antenne zur einfallenden Welle und ihrer ohmschen Last.

---

<sup>2</sup>Unter einem Vierpol versteht man eine Schaltgruppe, deren Funktionsweise im Detail vernachlässigt wird und bei der nur der funktionale Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgrößen bekannt ist.



## Anhang B

Daten zu den  
Wiederholungsmessungen im  
Messgebiet Vinxel A

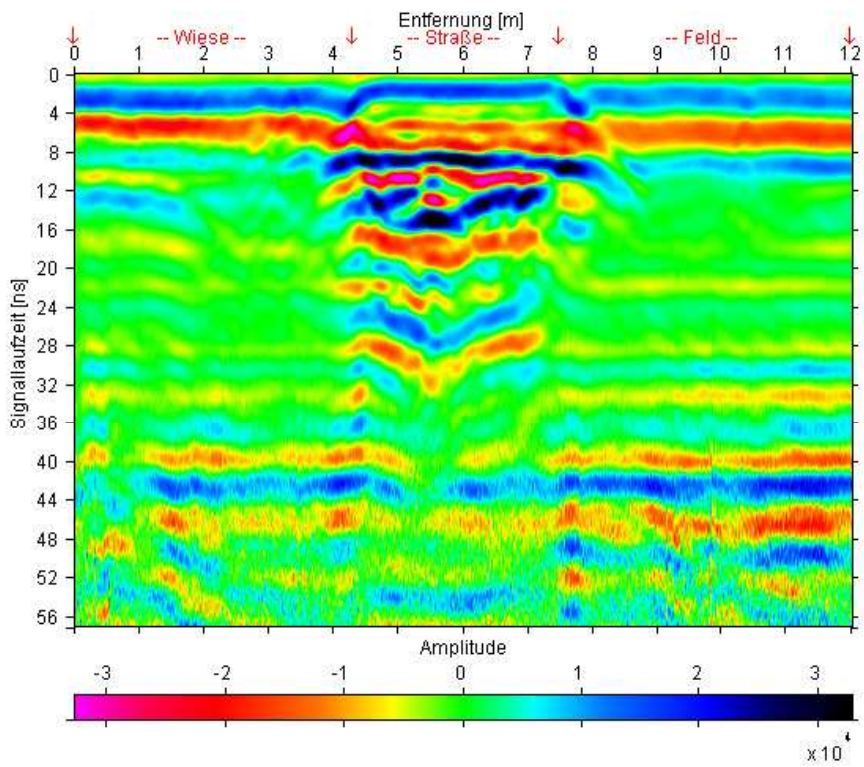


Abbildung B.1: VINXEL(A)2 - 2. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).

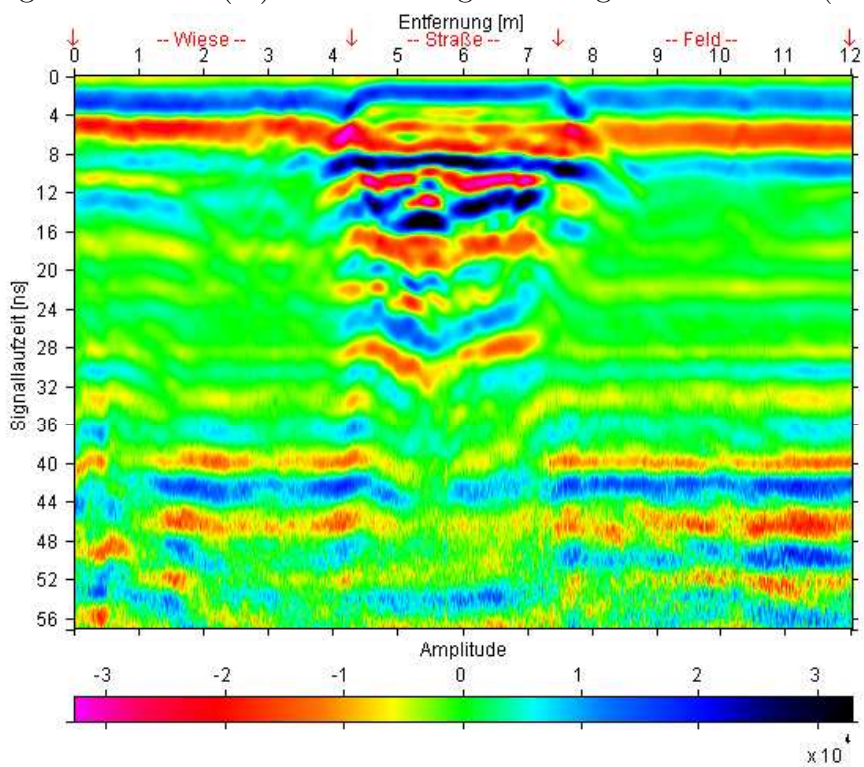


Abbildung B.2: VINXEL(A)3 - 3. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).

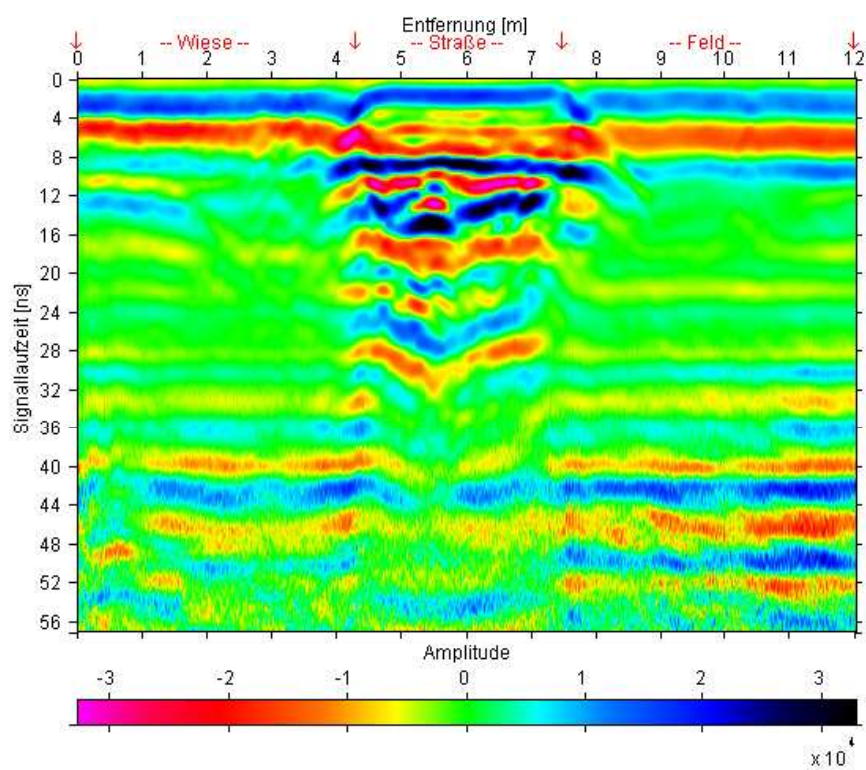


Abbildung B.3: VINXEL(A)4 - 4. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).

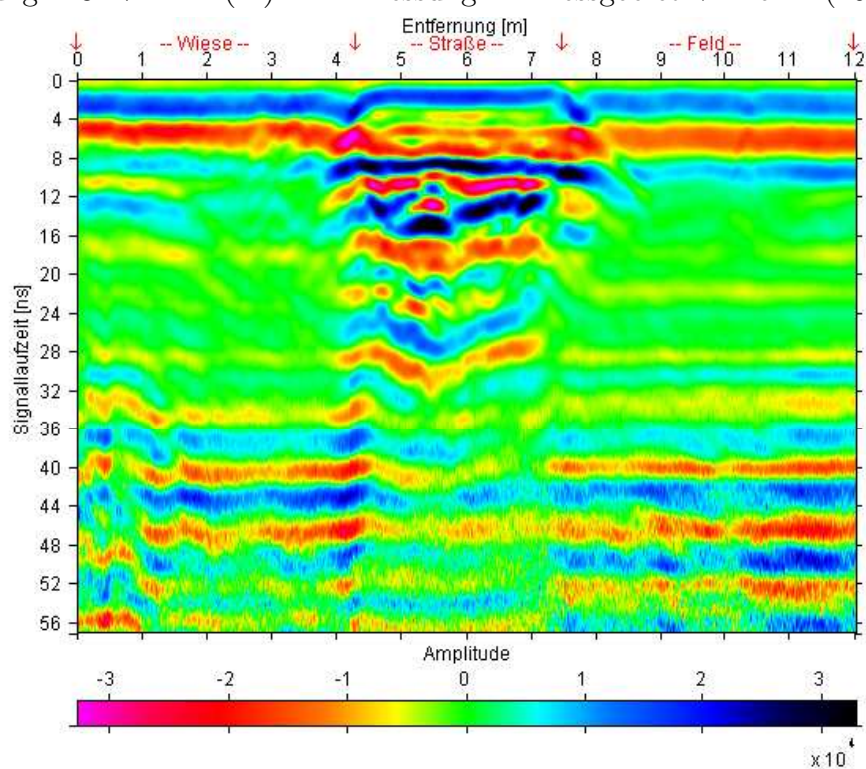


Abbildung B.4: VINXEL(A)5 - 5. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).

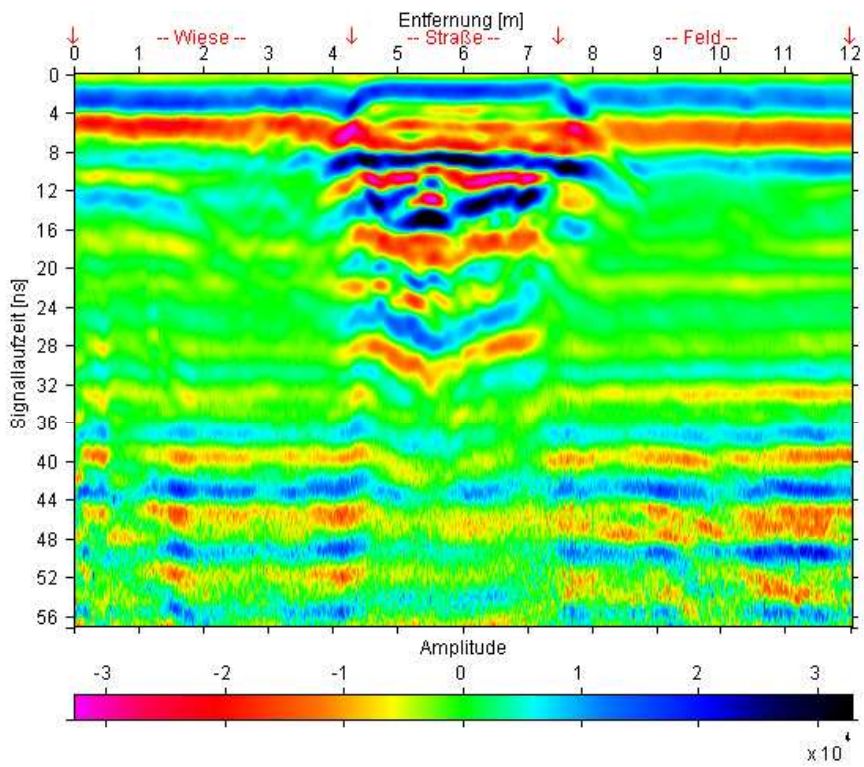


Abbildung B.5: VINXEL(A)6 - 6. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).

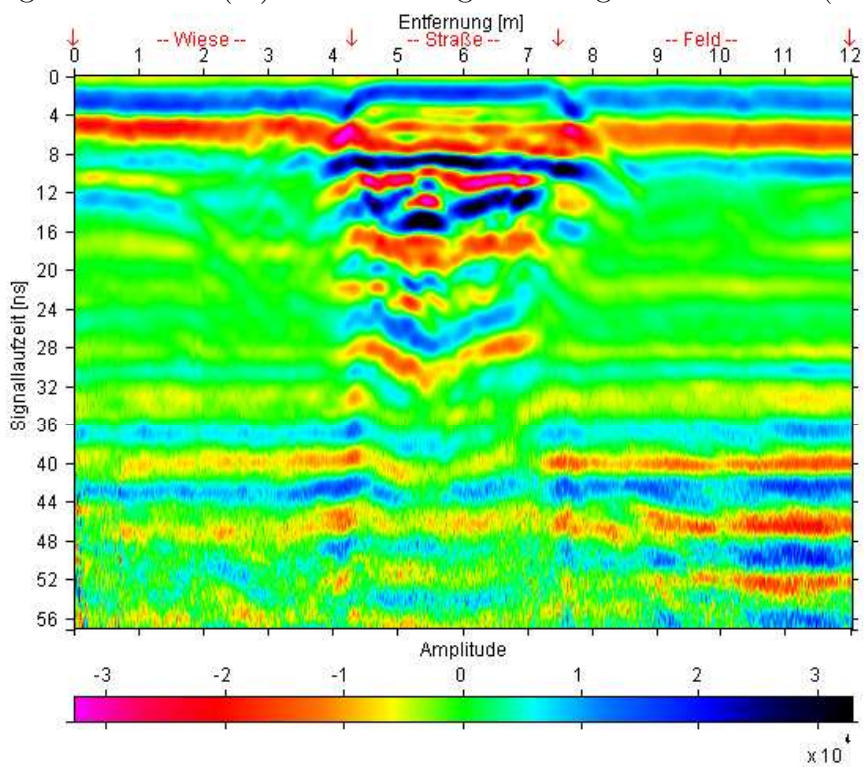


Abbildung B.6: VINXEL(A)7 - 7. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).

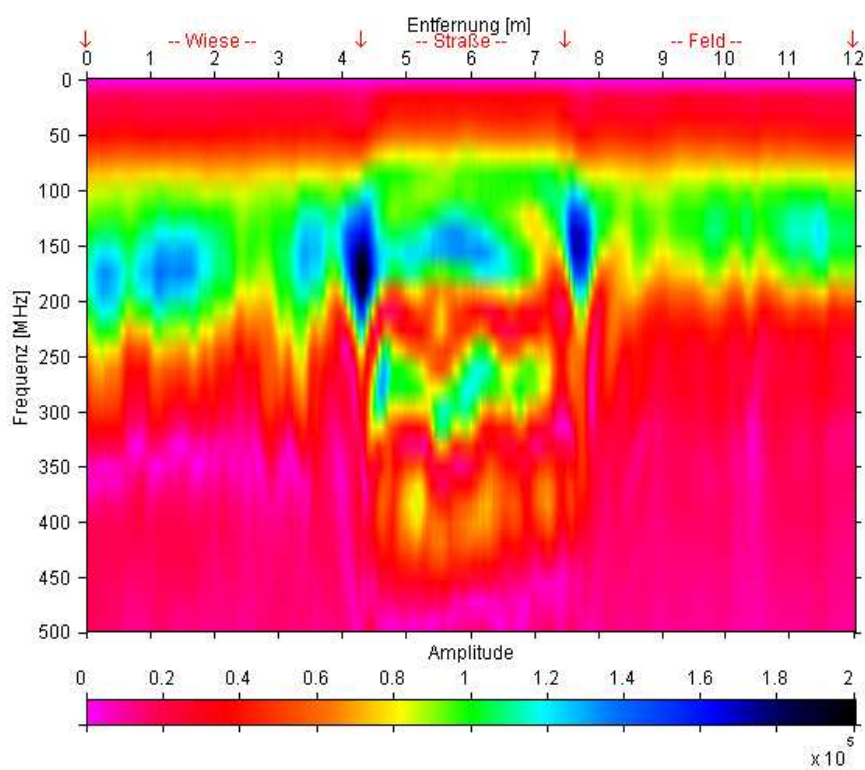


Abbildung B.7: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)2 (200 MHz).

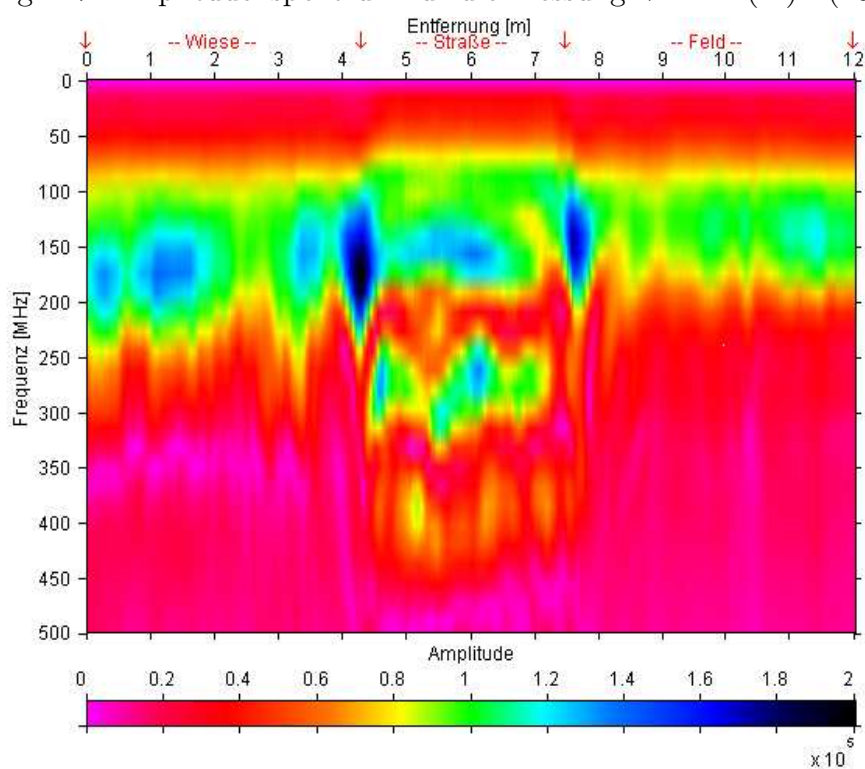


Abbildung B.8: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)3 (200 MHz).

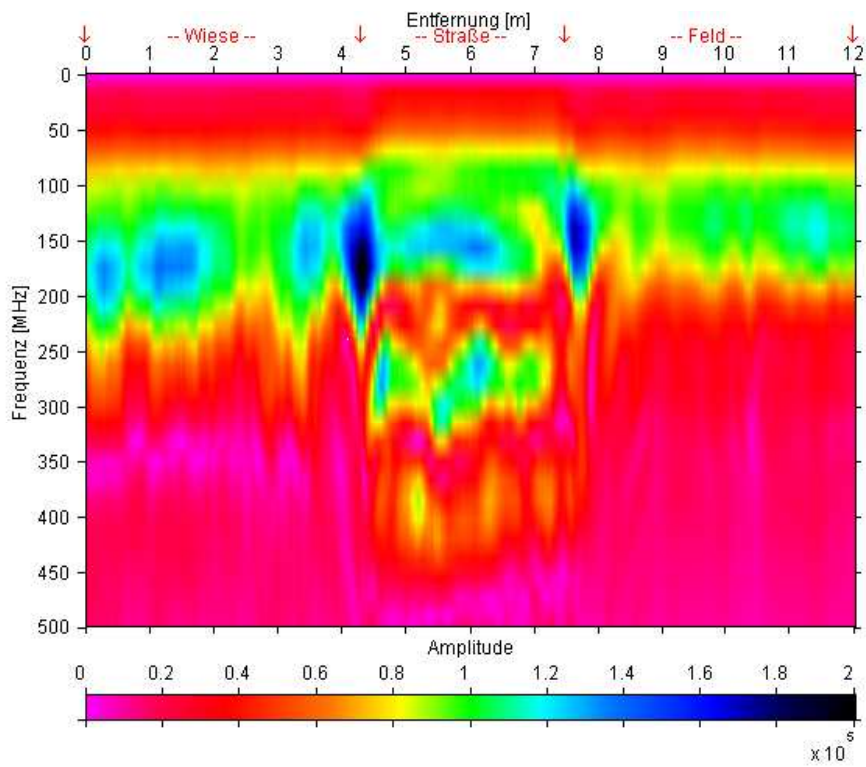


Abbildung B.9: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)4 (200 MHz).

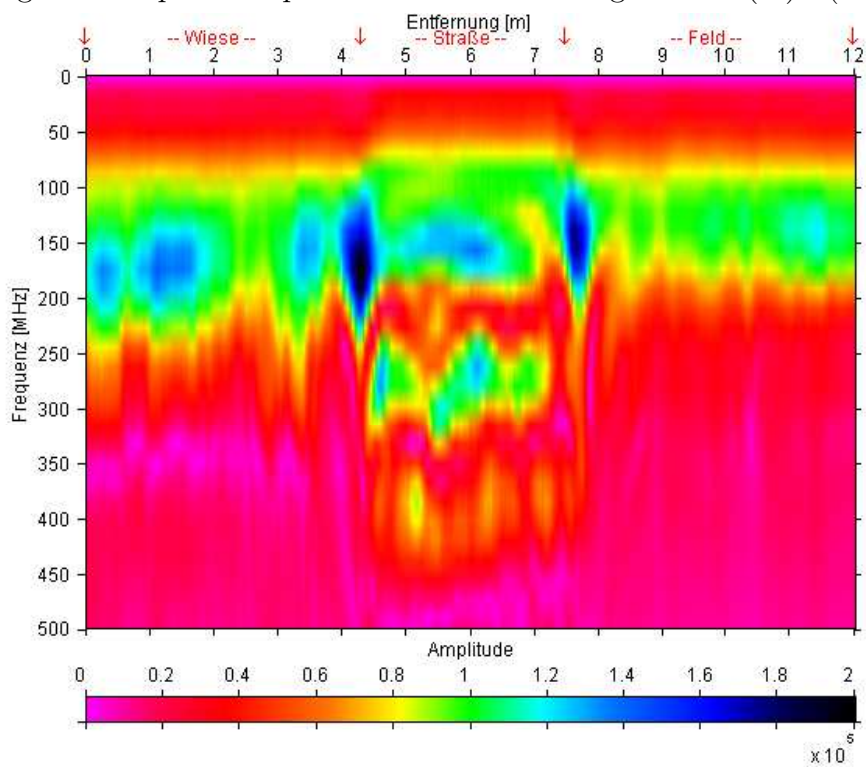


Abbildung B.10: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)5 (200 MHz).



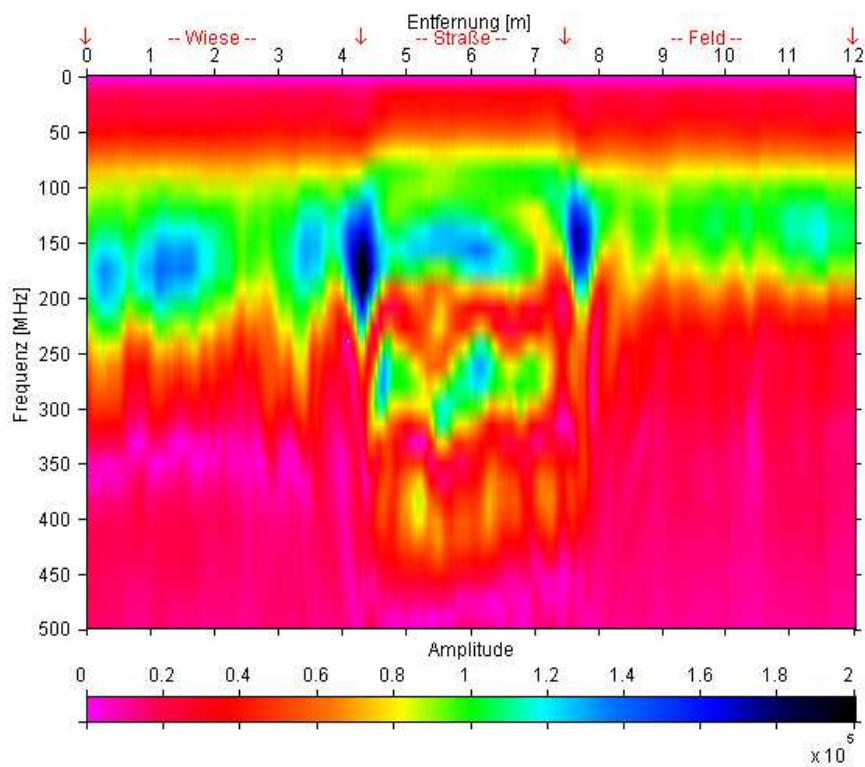


Abbildung B.11: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)6 (200 MHz).

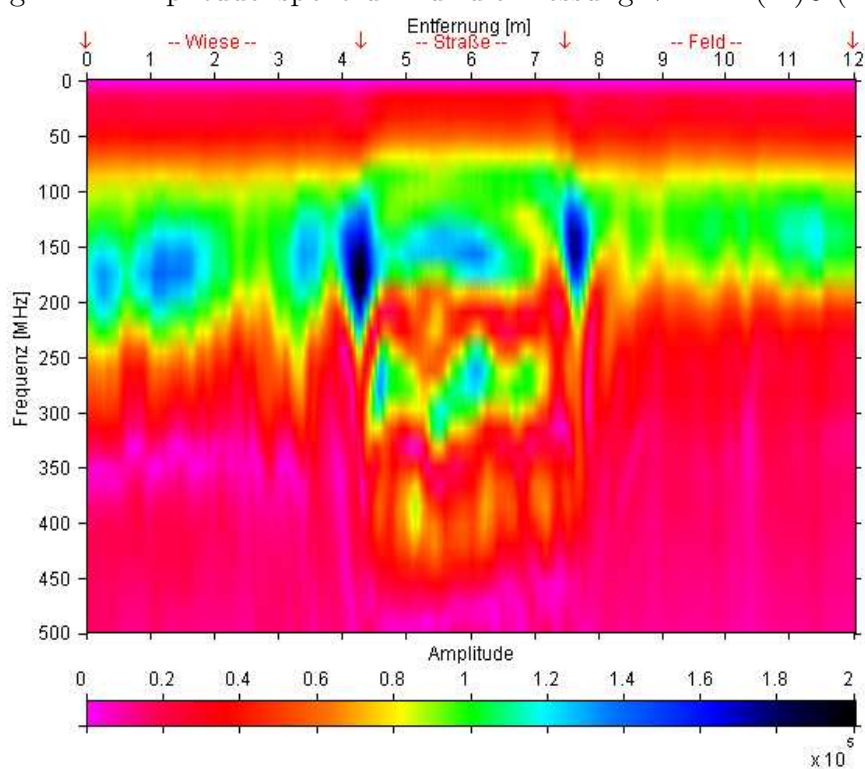


Abbildung B.12: Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)7 (200 MHz).



# Literaturverzeichnis

- Annan, A.P. & Davis, J.L., 1977: Radar range analysis for geological materials, Report of Activities, Paper 77-1B; Geological Survey of Canada.
- Annan, A.P. & Cosway, S.W., 1994: GPR frequency selection; Proceedings of the Fifth International Conference on Ground Penetrating Radar, Waterloo Center of Groundwater Research, Kitchener, Kanada, S. 747-760.
- Arcone, S.A., 1984: Field observations of electromagnetic pulse propagation in dielectric slabs; Geophysics, Vol. 49, No.10, S. 1763-1773.
- Baker, G.S., 1998: Applying AVO analysis to GPR data; Geophysical Research Letters, Vol. 25, Issue 3, S. 397-400.
- Bergmann, L. & Schäfer, C., 1987: Lehrbuch der Experimentalphysik - Band 2: Elektrizität und Magnetismus; de Gruyter Verlag, Berlin.
- Bhattacharyya, B.K., 1963: Input resistance of horizontal electric and vertical magnetic dipoles over a homogeneous ground; IEEE transactions on antennas and propagation, Vol.11, S. 261-266.
- Brunzell, H., 1998: Signal processing techniques for detection of buried landmines using ground penetrating radar; Technical Report No. 352, Dissertation an der Chalmers Universität Göteborg.
- Buttkus, B., 1991: Spektralanalyse und Filtertheorie in der angewandten Geophysik; Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg.
- Campell, J.J., 1990: Dielectric properties and influence of conductivity in soils at one to fifty megahertz; American Journal of Soil Sciences, 54, S. 332-341.
- Changryol, K., 1997: Procedures for comparing three dimensional GPR data sets; M.Sc. Thesis an der Ohio State University, Columbus, USA.
- Cole, K.S. & Cole, R.S., 1941: Dispersion and absorption in dielectrics, I, alternating current characteristics; J.Phys.Chem., Vol.9, S. 341-351.

- Cook, J.C., 1975: Radar transparencies of mine and tunnel rocks; *Geophysics*, Vol. 40, No.5, S. 865-885.
- Daniels, J.J., Roberts, R. & Vendl, M., 1995: Ground penetrating radar for the detection of liquid contaminants; *Journal of Applied Geophysics*, 33, S. 195-207.
- Davis, J.L. & Annan, A.P., 1989: Ground penetrating radar for high resolution mapping of soil and rock stratigraphy; *Geophysical prospecting*, 37, S. 531-551.
- Deeds, J.C., 2002: Amplitude variation with offset (AVO) analysis of ground penetrating radar data for detection of non-aqueous phase liquids; M.Sc.Thesis an der University of Wyoming, Laramie, USA.
- Debye, P., 1929: Polar molecules; *Chemical Catalog Co.*, New York, S. 115-234.
- Dobson, M.C., Ulaby, F.T., Hallikainen, M.T. & El-Rayes, M.A., 1985: Microwave dielectric behaviour of wet soil - part II: dielectric mixing models; *IEEE Transactions on Geosciences*, 23(1), S. 35 - 45.
- Du, S., 1996: Determination of water content in the subsurface with the ground wave of ground penetrating radar; Dissertation an der Ludwig-Maximilians Universität München; Utz-Verlag, München.
- Duke, S., 1990: Calibration of ground penetrating radar and calculation of attenuation and dielectric permittivity versus depth; M.Sc.Thesis an der Colorado School of Mines, Fort Collins, USA.
- Dunlop, D.J. & Ozdemir, O., 1997: *Rock magnetism, fundamentals and frontiers*; Cambridge University Press.
- de Loor, G.P., 1983: The dielectric properties of wet materials; *IEEE Transactions on Geosciences*, 21, S. 364 - 369.
- Endres, A.L. & Knight, K., 1992: A theoretical treatment of the effect of microscopic fluid distribution on the dielectric properties of partially saturated rocks; *Geophysical Prospecting*, 40, S. 307-324.
- Goodman, D., Nishimura, Y. & Tobita, K., 1994: GPRSIM forward modelling software and time slices in ground penetrating radar simulations; *Proceedings of the 5th international conference on Ground Penetrating Radar, Vol.1, Waterloo Center of Groundwater Research, Kitchener, Kanada*, S. 31-43.
- Greaves, R.L., Lesmes, D.P., Lee, J.M. & Toksöz, M.N., 1996: Velocity variations and water content estimated from multi-offset, ground-penetrating radar; *Geophysics*, Vol.61, No.3, S. 683-695.

- 
- GSSI, 1996: SIR System 10A+, User's Manual, Manual #MN90-305 ; Geophysical Survey Systems Inc. (GSSI), North Salem, USA.
- al Hagrey, S.A. & Müller, C., 2000: GPR study of pore water content and salinity in sand; *Geophysical Prospecting*, 48, S. 63-85.
- Hardenbicker, U.: 1994, *Hangrutschungen im Bonner Raum; Arbeiten zur Rheinischen Landeskunde*, Ferd. Dümmlers Verlag, Bonn.
- Hering, E., 1989: *Physik für Ingenieure*; VDI-Verlag, Düsseldorf.
- Hipp, J.E., 1974: Soil electromagnetic parameters as functions of frequency, soil density and soil moisture; *Proceedings IEEE*, 62(1), S. 98-103.
- Hollender, F. & Tillard, S., 1998: Modelling ground-penetrating radar wave propagation and reflection with the Jonscher parameterization; *Geophysics* Vol.63, No.6, S. 1933-1942.
- Jackson, J.D., 1999: *Classical electrodynamics - 3rd edition*; John Wiley & sons, Inc.
- Jung, A., 2000: *Untersuchung operativer Eigenschaften von Bodenradarsystemen: Zuverlässigkeit der Messdaten und Abstrahlcharakteristiken der Antennen*; Diplomarbeit an der TU Braunschweig, Institut für Geophysik und Meteorologie.
- Karthage, A., 1990: *Der Einsatz des Georadarverfahrens für die archäologische Prospektion in Schleswig-Holstein*; Dissertation an der Christian-Albrechts-Universität Kiel.
- Khanifar, A., Ridley, J.K., Bamber J.L. & Card, R.P., 1994: Microwave scatterometry in support of space-borne scientific missions; *IEEE Electronics and Communications Engineering Journal*, 6(6), S. 281-288.
- Kjartansson, E., 1979: Constant Q-wave propagation and attenuation; *Journal of Geophysical Research*, 84, S. 4737-4748.
- Knight, R., 2001: Ground penetrating radar for enviromental applications; *Annual Review of Earth and Planetary Sciences*, 29, S. 229-255.
- Korth, T., 1998: *Grundlagen der Theorie und Praxis des Bodenradars - Optimierung der Feldmessungen im Hinblick auf die Beeinträchtigungen durch Oberflächenreflexionen*; Diplomarbeit am Institut für Geophysik und Meteorologie der Universität zu Köln.
- Kraus, J.D., 1988: *Antennas*; McGraw-Hill, New York.
- Kraus, J.D., 1992: *Electromagnetics*; McGraw-Hill, New York.

- Kruse, S.E., Jol, H.M., 2003: Amplitude analysis of repetitive GPR reflections on a Lake Bonneville Delta, Utah; Geological Society Special Publications, Vol. 211, Geological Society of London, S.287-298.
- Lehmann, K., Alteköster, C., Drozdowski, G., Friedlein, V., Prüfert, V., Salamon, M., Schollmayer, G., Skupin, K. & Wrede, V., 2002: Anwendung von Bodenradar zur Erkundung oberflächennaher Verwerfungsstrukturen für paläoseismologische Untersuchungen in der Niederrheinischen Bucht; Poster auf der DGG-Tagung 2002, Hannover.
- Lehmann, K., Klostermann, J. & Pelzing, R., 2001: Paleoseismological investigations at the Rurrand fault, Lower Rhine Embayment; Netherlands Journal of Geosciences, Geologie en Mijnbouw, 80, S. 139-154.
- Lemke, S.R. & Mankowski, L.C., 2000: GPR Attribute analysis; Proceedings of the symposium on the Application of geophysics to engineering and environmental problems (SAGEEP), Environmental and Engineering Geophysical Society (EEGS), Wheat Ridge, USA.
- Levitskaya, T.M. & Sternberg, B.K., 1994: Electrical properties of rocks in the frequency range 0,01 Hz to 100 MHz; Report of laboratory for advanced subsurface imaging, LASI-94-3, The University of Arizona, USA.
- LfU - Landesanstalt für Umweltschutz Baden-Württemberg, 2002: Elektromagnetische Felder in der Umwelt des Menschen; 1.Auflage, Karlsruhe.
- Liu, L., Lane, J.W. & Quan, Y., 1998: Radar attenuation tomography using the centroid frequency downshift method; Journal of Applied Geophysics, 40, S. 105-116.
- Noon, D.A., 1996: Stepped-frequency radar design and signal processing enhances ground penetrating radar performance; PhD Thesis an der University of Queensland, Australia.
- Olhoeft, G.R., 1998: Electrical, magnetic and geometric properties that determine ground penetrating radar performance; Proceedings of the 7th International Conference on Ground Penetrating Radar, The University of Kansas, Lawrence, USA, S. 177-182.
- Olhoeft, G.R., 1999: Applications and frustrations in using ground penetrating radar; Proceedings Ultra Wideband Conference, Washington DC, auf CD-ROM.
- Olhoeft, G.R., 2000: Maximizing the information return from ground penetrating radar; Journal of Applied Geophysics, 43, S. 175-187.

- 
- Olhoeft, G.R. & Capron, D.E., 1994: Petrophysical causes of electromagnetic dispersion; Proceedings of the 5th International Conference on Ground Penetrating Radar, Vol.1, Waterloo Center of Groundwater Research, Kitchener, Kanada, S. 145-152.
- Parkhomenko, E.I., 1967: Electrical properties of rock; Plenum Press, New York.
- Radzevicius, S.J., 2001: Dipole antenna properties and their effects on ground penetrating radar data; Dissertation an der Ohio State Universität, USA.
- Redmann, S., 1998: Untersuchungen zur Signal- und Noisecharakteristik von Georadarmessungen bei 900 MHz; Diplomarbeit in Physik am Geologischen Institut der Rheinischen-Friedrich-Wilhelms Universität Bonn, Fachrichtung Angewandte Geophysik.
- Reppert, P.M., Morgan, F.D. & Toksöz, M.N., 2000: Dielectric constant determination using ground-penetrating radar reflection coefficients; Journal of Applied Geophysics, 43, S. 189-197.
- Reynolds, J.M., 1997: An introduction to applied and environmental geophysics; John Wiley & sons, Inc.
- Roberts, R. & Daniels, J.J., 1997: Modelling near-field GPR in three dimensions using the FDTD method; Geophysics, Vol.62, No.4, S. 1114-1126.
- Roberts, R., Daniels, J.J. & Vendl, M., 1991: Seasonal variations and ground-penetrating radar data repeatability; SEG Abstracts, Vol. 61, S. 486-489.
- Ruffet, C., Gueguen, Y. & Darot, M., 1991: Complex conductivity measurements and fractal nature of porosity; Geophysics, Vol.56, No.6, S. 758-768.
- Saarenketo, T., 1996: Electrical properties of water in soil; Proceedings of the 6th International Conference on Ground Penetrating Radar, Tohoku University, Sendai, Japan, S. 129-134.
- Sandmeier, K.H., 2003: REFLEXW Version 3.0 - Software package for the processing and interpretation of reflection and transmission data; Sandmeier Scientific Software, Karlsruhe, Germany, <http://www.sandmeier-geo.de>.
- Shlager, K.L., Smith, G.S. & Maloney, J.G., 1994: Optimization of bow-tie antennas for pulse radiation; IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.42, No.7, S. 975-982.
- Skolnik, M.I., 1970: Radar Handbook; McGraw-Hill, New York.
- Stearns, S.D. & Hush, D.R., 1994: Digitale Verarbeitung analoger Signale; R. Oldenbourg Verlag, München.

- Telford, W.M., Geldart, L.P. & Sheriff, R.E., 1990: Applied Geophysics - Second Edition; Cambridge University Press.
- Topp, G.C., Davis, J.L. & Annan, A.P., 1980: Electromagnetic determination of soil water content: measurement in coaxial transmission lines; Water Resources Research, 16(3), S. 574-582.
- Turner, G., 1992: GPR and the effect of conductivity; Exploration Geophysics, 23, S. 381-386.
- Turner, G., 1994: Modelling antenna-ground interactions; Proceedings of the Fifth International Conference on Ground Penetrating Radar, Waterloo Center of Groundwater Research, Kitchener, Kanada, Vol.1, S. 205-221.
- Turner, G., Siggins, A.F. & Hunt, L.D., 1993: Ground penetrating radar - Will it clear the haze at your site ?; Exploration Geophysics, Vol.24, Issue 3-4, S. 819-831.
- Unger, H.-G., 1988: Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik, Teil 1: Allgemeine Gesetze und Verfahren, Antennen und Funkübertragung, planare, rechteckige und zylindrische Wellenleiter; Dr. Alfred Hüthig Verlag.
- Voß, W., 2000: Taschenbuch der Statistik; Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, München, Wien.
- Ward, S.H., 1987: Electrical methods in geophysical prospecting; in Methods of Experimental Physics, Vol.24, Academic Press, London.
- Wollny, K., 1999: Die Natur der Bodenwelle des Georadar und ihr Einsatz zur Feuchtebestimmung; Dissertation an der Ludwig-Maximilians-Universität München, Herbert Utz Verlag, München.
- Xiong, Z. & Tripp, A.C., 1997: Short Note: Ground-penetrating radar response of dispersive models; Geophysics, Vol. 62, No.4, S. 1127-1131.



# Abbildungsverzeichnis

1.1	Prinzip des Bodenradarverfahrens und Darstellung einer Radarspur als Funktion der Signalstärke und als Farbbalken. . . . .	2
1.2	Schematische Darstellung der Wellenwege, die die von der Sendean- tenne abgestrahlten elektromagnetischen Wellen durch den Unter- grund bis zur Empfangsantenne durchlaufen. (i) = Luftwelle, (ii) = Bodenwelle, (iii) = kritisch refraktierte Welle, (iv) = refraktierte Wel- le, (v) = reflektierte Welle. . . . .	3
3.1	Schematisierte Darstellung der Frequenzabhängigkeit der komplexen Dielektrizitätszahl für verschiedene Polarisationsmechanismen (nach <i>Parkhomenko</i> , 1967). (1) Grenzflächenpolarisation ( $\epsilon_{in}$ ) (2) Orientierungspolarisation (Dipolpolarisation) ( $\epsilon_d$ ) (3) Ionenpolarisation ( $\epsilon_{ion}$ ) (4) Elektronenpolarisation ( $\epsilon_e$ ) . . . . .	16
3.2	Frequenzabhängigkeit der dielektrischen Verluste in heterogenen Mi- schungen, die Wasser enthalten (nach <i>de Loor</i> , 1983). . . . .	19
3.3	Frequenzabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit verschiedener Ge- steine ( <i>Turner</i> , 1992). . . . .	20
4.1	Folge von Stromimpulsen mit der Pulsdauer $\tau$ und der Spitzenspan- nung $V_p$ , die im Abstand $T_{PW}$ gesendet werden. . . . .	24
4.2	Prinzip der Abtastung eines hochfrequenten Signals (1) nach Art eines „sliding window“, das so in ein niederfrequentes Signal (2) umgesetzt wird (nach <i>Karthage</i> , 1990). Weitere Erklärungen im Text. . . . .	26
4.3	Darstellung der von einem Dipol über einem homogenen dielektri- schen Halbraum abgestrahlten Wellentypen ( <i>Arcone</i> , 1984). Es treten sphärische Wellen (A,B), die inhomogene Welle C und die Lateral- welle D auf. . . . .	28
4.4	Abstrahlcharakteristik für eine Dipolantenne über einem homogenen Untergrund mit verschiedenen Dielektrizitätszahlen ( <i>Reynolds</i> , 1997). Links die Darstellung in der E-Feld Ebene, rechts die Darstellung für die H-Feld Ebene. . . . .	28
4.5	Darstellung der Auswirkungen auf den Sendeimpuls bei einer wach- senden Fehlanpassung der Bodenradarantenne an den Untergrund ( <i>Wollny</i> , 1999). . . . .	32

4.6	Reflexion und Brechung elektromagnetischer Wellen an einer Grenzschicht. . . . .	33
4.7	Amplitude und Phase des Reflexionskoeffizienten $R_{TE}$ im Fall der TE Mode. Dargestellt sind die Fälle für das Auftreffen der elektromagnetischen Wellen auf eine Grenzschicht, an der die Dielektrizitätszahl zunimmt (blau), abnimmt (rot) oder sich nur gering ändert (grün). . . . .	34
4.8	Amplitude und Phase des Reflexionskoeffizienten $R_{TM}$ im Fall der TM Mode. Dargestellt sind die Fälle für das Auftreffen der elektromagnetischen Wellen auf eine Grenzschicht, an der die Dielektrizitätszahl zunimmt (blau), abnimmt (rot) oder sich nur gering ändert (grün). . . . .	35
4.9	Radarrückstrahlquerschnitt $\sigma_{Kugel}$ eines kugelförmigen Objekts mit dem Radius $a$ in Abhängigkeit von der Wellenlänge $\lambda$ der Radarwellen ( <i>Noon, 1996</i> ). . . . .	37
4.10	Darstellung einer Polarisationsellipse mit dem Elliptizitätswinkel $\zeta$ und dem Neigungswinkel $\iota$ . . . . .	38
4.11	Definition der Fresnel-Zone ( <i>Annan &amp; Cosway, 1994</i> ). . . . .	40
6.1	Darstellung der Auswirkungen des Parameters $N$ (= #Poles) bei Verwendung des vertikalen IIR Filters. Die Flanke der Filterfunktion an der oberen Grenzfrequenz fällt im linken Bild ( $N=2$ ) deutlich flacher ab als in der rechten Darstellung ( $N=4$ ) ( <i>GSSI, 1996</i> ). . . . .	46
6.2	Zeitlicher Verlauf der Amplitudenmittelwerte der einzelnen Radarspuren bei einer Dauermessung über 65 Minuten. . . . .	47
6.3	Zeitlicher Verlauf der Mittelwerte der Amplitudenquadrate der einzelnen Radarspuren bei einer Dauermessung über 65 Minuten. . . . .	47
6.4	Gemittelte Radarspur aus 8000 Einzelaufzeichnungen, die über einen Zeitraum von 65 Minuten am selben Ort aufgenommen wurden. Der Nullpunkt des Signals wird durch die vertikale, gestrichelte Linie angezeigt. . . . .	48
6.5	Standardabweichungen für die gemittelte Spur in Abbildung 6.4. . . . .	48
6.6	Verlauf des Variationskoeffizienten für die gemittelte Spur aus Abbildung 6.4. . . . .	49
6.7	Größenverteilung des Variationskoeffizienten der gemittelten Spur in Abbildung 6.4 im Bereich -100% bis +100%. . . . .	49
6.8	Zeitlicher Verlauf der Centroid-Frequenz der einzelnen Radarspuren bei einer Dauermessung über 65 Minuten. Der graue Bereich gibt die Größe der Standardabweichungen wider. . . . .	50
6.9	Gemitteltes Amplitudenspektrum aus 8000 Einzelaufzeichnungen, die über einen Zeitraum von 65 Minuten am selben Ort aufgenommen wurden. . . . .	50
6.10	Zeitlicher Verlauf der Centroid-Frequenz der einzelnen Radarspuren (gefiltert mit einem Bandpass von 100 - 300 MHz) bei einer Dauermessung über 65 Minuten. Der graue Bereich gibt die Größe der Standardabweichungen wider. . . . .	50
6.11	Verlauf des Variationskoeffizienten für das gemittelte Amplitudenspektrum aus Abbildung 6.9. . . . .	51

6.12	Messung zum Rauschverhalten der 100 MHz Antenne im Feldeinsatz (Einzelspur). . . . .	52
6.13	Messung zum Rauschverhalten der 100 MHz Antenne im Feldeinsatz (gestapelte Spur). . . . .	52
6.14	Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.12. . . . .	53
6.15	Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.13. . . . .	53
6.16	Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.12. . . . .	54
6.17	Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.13. . . . .	54
6.18	Messung zum Rauschverhalten der 200 MHz Antenne im Feldeinsatz (Einzelspur). . . . .	55
6.19	Messung zum Rauschverhalten der 200 MHz Antenne im Feldeinsatz (gestapelte Spur). . . . .	55
6.20	Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.18. . . . .	56
6.21	Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.19. . . . .	56
6.22	Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.18. . . . .	56
6.23	Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.19. . . . .	56
6.24	Messung zum Rauschverhalten der 400 MHz Antenne im Feldeinsatz (Einzelspur). . . . .	57
6.25	Messung zum Rauschverhalten der 400 MHz Antenne im Feldeinsatz (gestapelte Spur). . . . .	57
6.26	Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.24. . . . .	58
6.27	Verteilung der Amplitudenwerte der Radarspur aus Abbildung 6.25. . . . .	58
6.28	Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.24. . . . .	58
6.29	Leistungsspektrum für die Radarspur aus Abbildung 6.25. . . . .	58
6.30	Aufgezeichnete Radarspur einer himmelwärts gerichteten 100 MHz Antenne. Die Spur wurde gemittelt aus 4096 Einzelspuren. Der als Bereich der abgestrahlten Wellenform identifizierte Bereich ist beiderseitig durch die vertikal gestrichelten Linien gekennzeichnet. . . . .	60
6.31	Größe der Standardabweichung in den Amplitudenwerten für die Radarspur in Abbildung 6.30. . . . .	61
6.32	Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung des Variationskoeffizienten für die Untersuchung der abgestrahlten Wellenform der 100 MHz Antenne. Grundlage der Berechnung sind die Werte im Bereich zwischen den vertikalen gestrichelten Linien aus den Abbildungen 6.30 und 6.31. . . . .	61
6.33	Amplitudenspektrum für den Bereich der abgestrahlten Wellenform in der Radarspur in Abbildung 6.30. . . . .	61
6.34	Verlauf des Variationskoeffizienten für die einzelnen Frequenzanteile im Amplitudenspektrum in Abbildung 6.33. . . . .	61
6.35	Aufgezeichnete Radarspur einer himmelwärts gerichteten 200 MHz Antenne. Die Spur wurde aus 4096 Einzelspuren gemittelt. Der als Bereich der abgestrahlten Wellenform identifizierte Bereich ist beiderseitig durch die vertikal gestrichelten Linien gekennzeichnet. . . . .	63
6.36	Größe der Standardabweichung in den Amplitudenwerten für die Radarspur in Abbildung 6.35. . . . .	63

6.37	Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung des Variationskoeffizienten für die Untersuchung der abgestrahlten Wellenform der 100 MHz Antenne. Grundlage der Berechnung sind die Amplitudenmittelwerte und Standardabweichungen im Bereich zwischen den vertikalen gestrichelten Linien aus den Abbildungen 6.35 und 6.36. . . . .	63
6.38	Amplitudenspektrum für den Bereich der abgestrahlten Wellenform in der Radarspur in Abbildung 6.35. . . . .	64
6.39	Verlauf des Variationskoeffizienten für die einzelnen Frequenzanteile im Amplitudenspektrum in Abbildung 6.38. . . . .	64
6.40	Aufgezeichnete Radarspur einer himmelwärts gerichteten 400 MHz Antenne. Die Spur wurde aus 4096 Einzelspuren gemittelt. Der als Bereich der abgestrahlten Wellenform identifizierte Bereich ist beiderseitig durch die vertikal gestrichelten Linien gekennzeichnet. . . . .	65
6.41	Größe der Standardabweichung in den Amplitudenwerten für die Radarspur in Abbildung 6.40. . . . .	66
6.42	Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung des Variationskoeffizienten für die Untersuchung der abgestrahlten Wellenform der 100 MHz Antenne. Grundlage der Berechnung sind die Werte im Bereich zwischen den vertikalen gestrichelten Linien aus den Abbildungen 6.40 und 6.41. . . . .	66
6.43	Amplitudenspektrum für den Bereich der abgestrahlten Wellenform in der Radarspur in Abbildung 6.40. . . . .	66
6.44	Verlauf des Variationskoeffizienten für die einzelnen Frequenzanteile im Amplitudenspektrum in Abbildung 6.43. . . . .	66
7.1	Das Radargramm zeigt eine stationäre Messung mit einer 400 MHz Antenne. Im markierten Bereich ist eine Störung an der Steckverbindung zwischen Kabel und Antenne (Kabelkontakt) provoziert worden. . . . .	68
7.2	Das Radargramm zeigt eine stationäre Messung mit einer 200 MHz Antenne. Bei Spur 52 wurde die Messung gestoppt und das Antennenkabel wurde gegen ein baugleiches Modell ausgetauscht. . . . .	70
7.3	Das Radargramm zeigt eine stationäre Messung mit einer 400 MHz Antenne. Die Störungen im markierten Bereich wurden durch Hin- und Herschwingen des angeschlossenen Markerkaabels verursacht. . . . .	71
7.4	Gegenüberstellung zweier Radarspuren, die am selben Ort mit einer 400 MHz Antenne aufgenommen wurden. Zwischen den Messungen wurden die Ankopplungsbedingungen verändert. . . . .	72
7.5	Bodenradarmessung, bei der die Antenne über ein kleines Hindernis gezogen wird (Bereiche zwischen den vertikalen Linien). . . . .	72
7.6	Störung einer Radarmessung mit einer 400 MHz Antenne durch ein in der Nähe betriebenes Handy, dessen Frequenz im Bereich 900 MHz liegt. . . . .	73
8.1	MELBTAL1 - 1. Messung im Messgebiet Melbtal (400 MHz). Die roten Markierungen geben die Lage der Bäume (B) bzw. des Waldweges an. . . . .	80
8.2	MELBTAL2 - 2. Messung im Messgebiet Melbtal (400 MHz). . . . .	80

8.3	Variationskoeffizienten für die Messungen MELBTAL1 und MELBTAL2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	81
8.4	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen MELBTAL1 und MELBTAL2. . . . .	83
8.5	Amplitudenspektrum für die Messung MELBTAL1 (400 MHz). . . . .	85
8.6	Amplitudenspektrum für die Messung MELBTAL2 (400 MHz). . . . .	85
8.7	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen MELBTAL1 und MELBTAL2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	86
8.8	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen MELBTAL1 und MELBTAL2. Es wurden nur Spurwerte bis 22 ns berücksichtigt. . . . .	86
8.9	JÜLICH1 - 1. Messung im Messgebiet Jülich (400 MHz). . . . .	88
8.10	JÜLICH2 - 2. Messung im Messgebiet Jülich (400 MHz). . . . .	88
8.11	Variationskoeffizienten für die Messungen JÜLICH1 und JÜLICH2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	90
8.12	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen JÜLICH1 und JÜLICH2. . . . .	91
8.13	Amplitudenspektrum für die Messung JÜLICH1 (400 MHz). . . . .	92
8.14	Amplitudenspektrum für die Messung JÜLICH2 (400 MHz). . . . .	92
8.15	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen JÜLICH1 und JÜLICH2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	93
8.16	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen JÜLICH1 und JÜLICH2. Es wurden nur Spurwerte bis 38ns berücksichtigt. . . . .	93
8.17	JÜLICH3 - 3. Messung im Messgebiet Jülich (200 MHz). . . . .	95
8.18	JÜLICH4 - 4. Messung im Messgebiet Jülich (200 MHz). . . . .	95
8.19	Variationskoeffizienten für die Messungen JÜLICH3 und JÜLICH4; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	96
8.20	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 10 ns Länge für die Messungen JÜLICH3 und JÜLICH4 . . . . .	97
8.21	Amplitudenspektrum für die Messung JÜLICH3 (200 MHz). . . . .	98
8.22	Amplitudenspektrum für die Messung JÜLICH4 (200 MHz). . . . .	98

8.23	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen JÜLICH3 und JÜLICH4; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	99
8.24	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen JUELICH3 und JUELICH4. Es wurden nur Spurwerte bis 55 ns berücksichtigt.	100
8.25	LÄGERDORF1 - 1. Messung im Messgebiet Lägerdorf (400 MHz). . . .	102
8.26	LÄGERDORF2 - 2. Messung im Messgebiet Lägerdorf (400 MHz). . . .	102
8.27	Variationskoeffizienten für die Messungen LÄGERDORF1 und LÄGERDORF2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	104
8.28	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen LÄGERDORF1 und LÄGERDORF2. . . . .	105
8.29	Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF1 (400 MHz). . . .	106
8.30	Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF2 (400 MHz). . . .	106
8.31	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen LÄGERDORF1 und LÄGERDORF2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	107
8.32	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen LÄGERDORF1 und LÄGERDORF2. Es wurden nur Spurwerte bis 28 ns berücksichtigt. . . . .	107
8.33	LÄGERDORF3 - 3. Messung im Messgebiet Lägerdorf (200 MHz). . . .	109
8.34	LÄGERDORF4 - 4. Messung im Messgebiet Lägerdorf (200 MHz). . . .	109
8.35	Variationskoeffizienten für die Messungen LÄGERDORF3 und LÄGERDORF4; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	110
8.36	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 10 ns Länge für die Messungen LÄGERDORF3 und LÄGERDORF4. . . . .	111
8.37	Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF3 (200 MHz). . . .	112
8.38	Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF4 (200 MHz). . . .	112
8.39	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen LÄGERDORF3 und LÄGERDORF4; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	113
8.40	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen LAEGERDORF3 und LAEGERDORF4. Es wurden nur Spurwerte bis 65 ns berücksichtigt. . . . .	113
8.41	LÄGERDORF5 - 5. Messung im Messgebiet Lägerdorf (100 MHz). . . .	115
8.42	LÄGERDORF6 - 6. Messung im Messgebiet Lägerdorf (100 MHz). . . .	115

8.43	Variationskoeffizienten für die Messungen LÄGERDORF5 und LÄGERDORF6; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	117
8.44	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 20 ns Länge für die Messungen LÄGERDORF5 und LÄGERDORF6. . . . .	118
8.45	Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF5 (100 MHz). . . . .	119
8.46	Amplitudenspektrum für die Messung LÄGERDORF6 (100 MHz). . . . .	119
8.47	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen LÄGERDORF5 und LÄGERDORF6; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	120
8.48	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen LAEGERDORF5 und LAEGERDORF6. Es wurden nur Spurwerte bis 75 ns berücksichtigt. . . . .	120
8.49	DOLLENDORF1 - 1. Messung im Messgebiet Dollendorf (400 MHz). . . . .	122
8.50	DOLLENDORF2 - 2. Messung im Messgebiet Dollendorf (400 MHz). . . . .	122
8.51	Variationskoeffizienten für die Messungen DOLLENDORF1 und DOLLENDORF2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	123
8.52	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen DOLLENDORF1 und DOLLENDORF2. . . . .	124
8.53	Amplitudenspektrum für die Messung DOLLENDORF1 (400 MHz). . . . .	125
8.54	Amplitudenspektrum für die Messung DOLLENDORF2 (400 MHz). . . . .	125
8.55	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen DOLLENDORF1 und DOLLENDORF2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	126
8.56	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen DOLLENDORF1 und DOLLENDORF2. Es wurden nur Spurwerte bis 35 ns berücksichtigt. . . . .	127
8.57	VINXEL(A)1 - 1. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz). . . . .	129
8.58	Variationskoeffizienten für die Messungen VINXEL(A)1 bis VINXEL(A)7; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	130
8.59	Gemittelter Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen VINXEL(A)1 bis VINXEL(A)7. . . . .	131
8.60	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)1 (200 MHz). . . . .	132

8.61	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen VINXEL(A)1 bis VINXEL(A)7; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	133
8.62	Gemittelter Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen VINXEL(A)1 bis VINXEL(A)7. Der graue Bereich gibt die Standardabweichung an den jeweiligen Punkten wider. . . . .	134
8.63	VINXEL(B)1 - 1. Messung im Messgebiet Vinxel B (1.Messtag, 200 MHz). . . . .	136
8.64	VINXEL(B)2 - 2. Messung im Messgebiet Vinxel B (1.Messtag, 200 MHz). . . . .	136
8.65	Variationskoeffizienten für die Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	137
8.66	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2. . . . .	138
8.67	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(B)1 (200 MHz). . . . .	139
8.68	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(B)2 (200 MHz). . . . .	139
8.69	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	140
8.70	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)2. Es wurden nur Spurwerte bis 24 ns berücksichtigt. . . . .	140
8.71	VINXEL(B)3 - 3. Messung im Messgebiet Vinxel B (2.Messtag, 200 MHz). . . . .	141
8.72	Variationskoeffizienten für die Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für zeitgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	142
8.73	Korrelationskoeffizient nach Bravais-Pearson, berechnet über ein gleitendes Fenster von 5 ns Länge für die Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3. . . . .	143
8.74	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(B)3 (200 MHz). . . . .	144
8.75	Variationskoeffizienten für die Amplitudenspektren der Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3; <i>rechts</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für frequenzgleiche Werte; <i>oben</i> : Standardabweichung der Variationskoeffizienten für ortsgleiche Werte. . . . .	145
8.76	Korrelationskoeffizient für ortsgleiche Spuren in den Messungen VINXEL(B)1 und VINXEL(B)3. Es wurden nur Spurwerte bis 24 ns berücksichtigt. . . . .	146
B.1	VINXEL(A)2 - 2. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz). . . . .	160
B.2	VINXEL(A)3 - 3. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz). . . . .	160
B.3	VINXEL(A)4 - 4. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz). . . . .	161



---

B.4	VINXEL(A)5 - 5. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).	. . . 161
B.5	VINXEL(A)6 - 6. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).	. . . 162
B.6	VINXEL(A)7 - 7. Messung im Messgebiet Vinxel A (200 MHz).	. . . 162
B.7	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)2 (200 MHz).	. . . 163
B.8	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)3 (200 MHz).	. . . 163
B.9	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)4 (200 MHz).	. . . 164
B.10	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)5 (200 MHz).	. . . 164
B.11	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)6 (200 MHz).	. . . 165
B.12	Amplitudenspektrum für die Messung VINXEL(A)7 (200 MHz).	. . . 165



# Tabellenverzeichnis

6.1	Systemeinstellungen des Bodenradargeräts während der Testmessung zur Untersuchung der Langzeitstabilität des von einer 200 MHz Antenne abgestrahlten Radarsignals. . . . .	45
6.2	Systemeinstellungen für die Tests zu den Rauscheigenschaften im Feldeinsatz der 100 MHz Antenne. . . . .	52
6.3	Funksendeanlage mit Frequenzbereichen und Sendeleistung (aus <i>LfU Baden-Württemberg</i> , 2002). . . . .	54
6.4	Systemeinstellungen für die Tests zu den Rauscheigenschaften im Feldeinsatz der 200 MHz Antenne. . . . .	55
6.5	Systemeinstellungen für die Tests zu den Rauscheigenschaften im Feldeinsatz der 400 MHz Antenne. . . . .	57
6.6	Systemeinstellungen für die Untersuchungen zur Stabilität der abgestrahlten Wellenform der 100 MHz Antenne. . . . .	59
6.7	Systemeinstellungen für die Untersuchungen zur Stabilität der abgestrahlten Wellenform der 200 MHz Antenne. . . . .	62
6.8	Systemeinstellungen für die Untersuchungen zur Stabilität der abgestrahlten Wellenform der 400 MHz Antenne. . . . .	64
8.1	Systemeinstellungen während der 400 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Melbtal. . . . .	79
8.2	Systemeinstellungen während der 400 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Jülich. . . . .	87
8.3	Systemeinstellungen während der 200 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Jülich. . . . .	94
8.4	Systemeinstellungen während der 400 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Lägerdorf. . . . .	101
8.5	Systemeinstellungen während der 200 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Lägerdorf. . . . .	108
8.6	Systemeinstellungen während der 100 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Lägerdorf. . . . .	114
8.7	Systemeinstellungen während der 400 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Dollendorfer Hardt. . . . .	121
8.8	Systemeinstellungen während der 200 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Vinxel A. . . . .	128
8.9	Mittlerer Variationskoeffizient und mittlere Differenz der Amplituden in den unterschiedlichen Abschnitten des Profils Vinxel A. . . . .	131

8.10	Mittlere Variationskoeffizienten und mittlere Differenz der Spektren in den unterschiedlichen Abschnitten des Profils Vinxel A. . . . .	132
8.11	Mittlerer Korrelationskoeffizient in den unterschiedlichen Abschnitten des Profils Vinxel A. . . . .	133
8.12	Systemeinstellungen während der 200 MHz Wiederholungsmessungen im Messgebiet Vinxel B. . . . .	135
9.1	Zusammenfassung der Ergebnisse zur Untersuchung der Stabilität des abgestrahlten Signals und der Rauscheigenschaften der Antennen im Feldeinsatz. . . . .	148
9.2	Zusammenfassung der wichtigsten Kenndaten der Messvorgänge. Für die jeweiligen Systemeinstellungen wird auf die Tabellen in den Kapiteln verwiesen. . . . .	149
9.3	Zusammenfassung der berechneten Mittelwerte und Standardabweichungen für die Amplituden, Variations- und Korrelationskoeffizienten sowie die Ergebnisse der Laufzeitvergleiche. . . . .	150

## **Danksagung**

Ich möchte mich bei Prof. Dr. Hans-Joachim Kümpel für die Vergabe und langjährige Betreuung der Arbeit bedanken.

Priv. Doz. Dr. Andreas Hördt danke ich herzlich für die Übernahme des Koreferats.