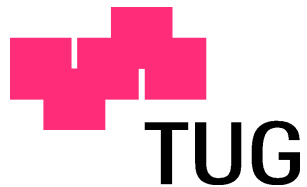


Bodenradar - Ground Penetrating Radar

Masterarbeit

vorgelegt von

Jovo Dolić, BSc



Institut für Hochfrequenztechnik
der Technischen Universität Graz
Inffeldgasse 12, A-8010 Graz

Vorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Wolfgang Bösch

Beurteiler: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Wolfgang Bösch

Betreuer: Dipl.-Ing. Dr.techn. Helmut Schreiber

Graz, am 27.10.2015

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

Datum

Unterschrift

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen Personen, die mich während meines Studiums und vor allem während der Erstellung meiner Masterarbeit unterstützt haben, bedanken.

Ein großer Dank geht an meinen Betreuer Herrn Dr. Dipl.Ing Helmut Schreiber, der mir durch seine konstruktive Unterstützung und Mitarbeit geholfen hat, diese Masterarbeit zu erfassen.

Auch möchte ich mich bei Senka Travljanin für das geduldige und kritische Korrekturlesen bedanken.

Ein ganz besonderer Danke geht an meine Freundin, meine Geschwister und meine Eltern, die mich so Tatkräftig während meiner Studienzeit unterstützt haben und ohne die dies alles nicht möglich gewesen wäre.

ZUSAMMENFASSUNG:

Diese Masterarbeit umfasst eine umfangreiche Recherche des Bodenradars hinsichtlich der technischen, physikalischen und der wirtschaftlichen Aspekte. Im ersten Kapitel wird die grundlegende Technik des Bodenradars beschrieben. Das Kapitel 2 beschäftigt sich mit den Ausbreitungsmerkmalen der EM-Wellen im Boden. Weiter werden die technische Spezifikationen bzw. die verschiedenen technischen Prinzipien behandelt. In Kapitel 4 und 5 werden die für den Bodenradar entsprechenden Antennen und die verschiedenen Auswertungs- und Anzeigesysteme dargestellt. Im letzten Teil der Arbeit wird eine Marktübersicht mit wirtschaftlichem Aspekt und einer Darstellung neuester Entwicklungen geboten.

ABSTRACT:

This Master thesis is based on an extensive research regarding the technical, physical as well as economical characteristics of ground penetrating radars. Whereby the first chapter explains the core technology of ground penetrating radars, the second chapter deals with the propagation characteristics of electromagnetic waves in the ground. Furthermore, the different technical specifications and relevant principles were explained. In chapter 4 and 5 applicable antennas as well as the appropriate evaluation and display systems were illustrated. The last part of this work presents a market overview related to the economic aspects and the newest developments in this context.

Inhaltsverzeichnis

INHALTSVERZEICHNIS.....	I
1 GRUNDLAGEN DES BODENRADARS	3
1.1 Messprinzip eines Bodenradars.....	3
1.2 Anwendungsbereiche des Bodenradars	5
2 AUSBREITUNGSMERKMALE DER EM-WELLEN IM ERDBODEN	6
2.1 Ausbreitungseigenschaften einer EM-Welle.....	6
2.2 Dielektrizitätszahl ϵ	7
2.2.1 Polarisationsprozess	7
2.2.2 Frequenzabhängigkeit.....	9
2.3 Elektrische Leitfähigkeit σ	12
2.4 Dämpfung und Ausbreitungsgeschwindigkeit	12
2.5 Reflexion und Transmission elektromagnetischer Wellen.....	17
2.5.1 Senkrechter Welleneinfall	18
3 TECHNISCHES PRINZIP UND MERKMALE EINES BODENRADARS	20
3.1 Dauerstrichradar	20
3.1.1 Prinzip	20
3.1.2 Systemaufbau	22
3.2 Impulsradar	25
3.2.1 Prinzip	25
3.2.2 Systemaufbau	27
3.3 Betriebseigenschaften und Definitionen.....	29
3.3.1 Dynamikumfang	29
3.3.2 Bandbreite.....	30
3.3.3 Auflösung	31
3.3.4 Reichweite.....	33

3.3.5 Radargleichung	35
4 ANTENNEN	37
4.1 Abstrahlcharakteristik	37
4.1.1 Nahfeld und Fernfeld	38
4.2 Antennen für einen Pulsradar	39
4.2.1 Dipolantenne	39
4.2.2 TEM-Hornstrahler	42
4.2.3 Schmetterlingsdipol	43
4.3 Antennen für einen FMCW-Radar	44
4.3.1 Vivaldi-Antenne	44
4.3.2 Spiralantenne	45
5 VISUALISIERUNG	46
5.1 Datenverarbeitung	46
5.2 Zweidimensionale Darstellung	49
5.2.1 Tiefenmodell	49
5.2.2 Zeitscheibenmodell	50
5.3 Dreidimensionale Darstellung	51
6 TECHNISCHE ENTWICKLUNG UND MARKTÜBERSICHT	54
6.1 Technische Entwicklung	54
6.2 Zukünftige Entwicklung	55
6.3 Marktübersicht	58
7 ZUSAMMENFASSUNG	60
8 LITERATURVERZEICHNIS	62
9 ABBILDUNGSVERZEICHNIS	65
10 TABELLENVERZEICHNIS	67

1 Grundlagen des Bodenradars

1.1 Messprinzip eines Bodenradars

Das Bodenradar oder auch Ground Penetrating Radar genannt, ist eine elektromagnetische Methode zur Untersuchung des Inneren von gefüllten Volumen.

Es ist damit in heutiger Zeit ein unverzichtbares Messgerät speziell in der Geo- und Bauphysik und wird dazu verwendet, um Erdbodenschichten (daher kommt der Name), Holz, Beton und Asphalt zu untersuchen. Seine wesentlichsten Vorteile sind, dass es eine schnelle und zerstörungsfreie Untersuchung des gewünschten Objektes bietet.

Der Messvorgang läuft dabei auf folgende Weise ab:

Die auf der Oberfläche des zu untersuchenden Mediums postierte Antenne sendet dabei je nach Verfahren einen hochfrequenten Impuls oder ein kontinuierliches Signal in das zu untersuchende Medium aus. Diese Welle breitet sich innerhalb des Mediums aus und wird an den Grenzschichten der verschiedenen Medien reflektiert. Über eine Empfangsantenne an der Oberfläche wird das reflektierte Echo detektiert. Die wichtigsten Informationen der empfangenen Signale sind die Amplitude, Phase und Laufzeit.

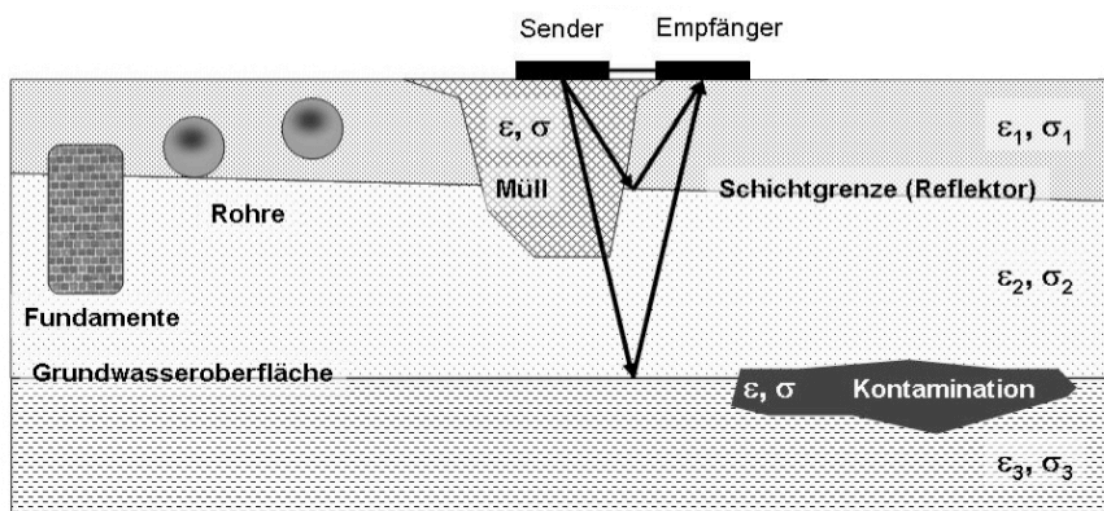


Abb. 1.1: Prinzip eines Bodenradars [6]

Da an den Grenzschichten nicht das ganze Signal reflektiert wird, kann das restliche transmittierte Signal auf tiefer liegende Schichten treffen. Trägt man nun die Amplituden der erfassten Reflexionen gegen die Laufzeit ein, erhält man ein vertikales Profil des Mediums.

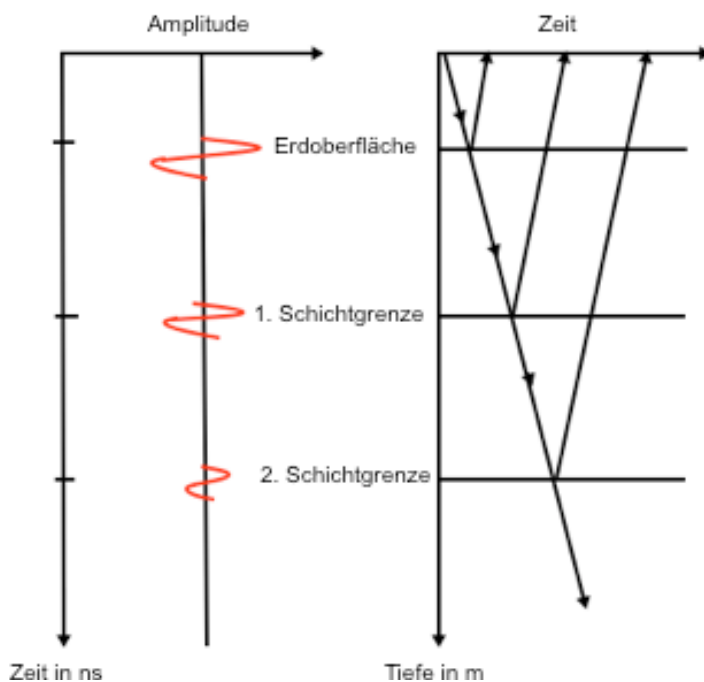


Abb. 1.2: Einzelspur des Radarprofils mit Strahlenverlauf der Wellen

Durch Wiederholen dieser Messung entlang einer Linie wird eine Serie von Einzelprofilen aufgenommen. Setzt man diese Profile nun nebeneinander ein, erhält man eine komplette Darstellung des untersuchten Mediums. Diese Darstellung nennt sich Radargramm.

In der Abb.1.3 ist ein Medium aus zwei Schichten mit einem punktförmigen Störkörper in der oberen Schicht dargestellt. Die elektromagnetische Welle breitet sich in der ersten Schicht mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit v_1 aus. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v_2 in der zweiten Schicht ist höher als in der ersten Schicht. Durch die höhere Ausbreitungsgeschwindigkeit v_2 durchqueren die elektromagnetischen Wellen die zweite Schicht schneller und die horizontale Schichtgrenze S_2 wird im Radargramm nach oben versetzt. Da das Radar nicht nur senkrecht in den Boden ausstrahlt, wird das Echo des Störkörpers auch in Pos. 1 und Pos. 3 emp-

fangen. Durch den längeren Weg des Radarsignals in Pos. 1 und Pos. 3 wird der Störkörper zeitlich später registriert und zusammengesetzt als Hyperbel dargestellt. [2]

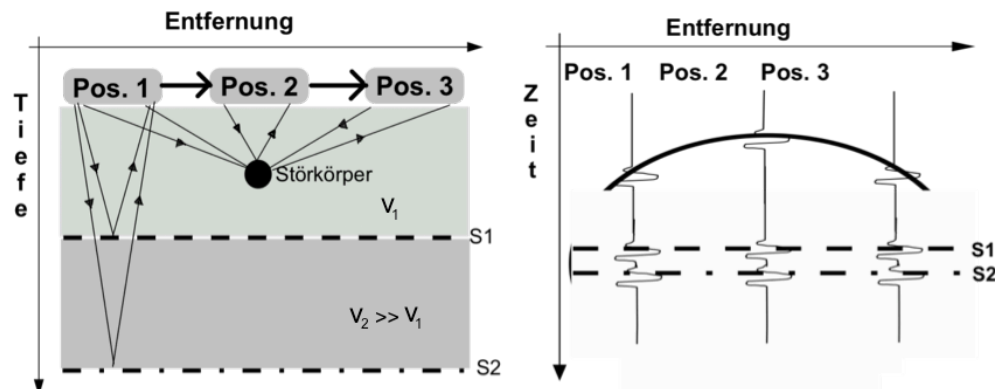


Abb. 1.3: Zusammensetzung der einzelnen Profile [2]

Aufgrund der Vielzahl von Anwendungsbereichen ergibt sich ein breiter Arbeitsfrequenzbereich von 10 MHz bis ca. 3 GHz. Bei niedrigeren Frequenzen können tiefere Objekte detektiert werden, jedoch ist die Auflösung schlechter. Deshalb wählt man die Arbeitsfrequenz nach gewünschter Untersuchungstiefe und der Auflösungsqualität. Eine genauere Erklärung zum Kompromiss zwischen Auflösung und Arbeitsfrequenz findet man im Kapitel 3.3.3.

1.2 Anwendungsbereiche des Bodenradars

- Geologie (z.B. Hohlräume, Boden- und Sedimentschichten, Wassertiefen) [3]
- Baugrund (z.B. Baugruben, Leitungstrassen) [3]
- Altlasten (z.B. Ablagerungen, Industrie) [3]
- Verkehrswege (Straßen, Gleise) [3]
- Erdbauwerke (Dämme) [3]
- Archäologie (z.B. Bauwerkreste, Objektdetektion) [3]
- Kriminalistik (z.B. verborgene Kammern, verstecktes Gut, Leichen) [3]
- Materialuntersuchungen (z.B. Spannbeton)

2 Ausbreitungsmerkmale der EM-Wellen im Erdboden

Das Bodenradar bestimmt die relative Dielektrizitätskonstante, die elektrische Leitfähigkeit und die Magnetisierbarkeit des Untergrunds. Diese Faktoren hängen sehr stark vom Feuchtigkeitsgehalt des Mediums ab. Da die meisten Untergrundschichten nicht magnetisch sind, kann die relative Permeabilität μ_r als Faktor 1 angenommen werden und ist weiters für das Bodenradar irrelevant. Die elektrische Leitfähigkeit besagt, wie gut ein Material den elektrischen Strom leitet. Die Dielektrizitätszahl oder Permittivität beschreibt, wie polarisierbar das Medium für ein elektrisches Feld ist.

2.1 Ausbreitungseigenschaften einer EM-Welle

Mit Hilfe der Maxwell-Gleichungen lassen sich die physikalischen Eigenschaften der elektromagnetischen Wellen beschreiben.

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = q \quad (2.4)$$

E... elektrische Feldstärke [V/m]

B... magnetische Induktion [Vs/m²]

H... magnetische Feldstärke [A/m]

J... elektrische Stromdichte [A/m²]

D... elektrische Flussdichte [As/m²]

q... Ladungsdichte [As/m³]

Die Gleichung (2.1) beschreibt das elektromagnetische Induktionsgesetz oder die Faradaysche Induktion, welches besagt, dass bei einer Änderung des magnetischen Feldes, ein elektrisches Feld entsteht. Mit der Gleichung (2.2) wird das Durchflutungsgesetz beschrieben, welches ausdrückt, dass bei einem Stromfluss oder bei einem sich ändernden elektrischen Feld ein magnetisches Feld entsteht. Die Gleichung (2.3) besagt, dass die magnetische Flussdichte quellenfrei ist und dass somit keine magnetischen Monopole existieren. In der Gleichung (2.4) wird das Gaußsche Gesetz beschrieben, welches besagt, dass Ladungen die Quellen des elektrischen Feldes und die Ursprünge der Feldlinien sind.

2.2 Dielektrizitätszahl ϵ

Ein wichtiger Faktor beim Bodenradar ist die Dielektrizitätszahl ϵ , auch Permittivität genannt. Sie besteht aus der elektrischen Feldkonstante ϵ_0 und der dimensionslosen relativen Dielektrizitätszahl ϵ_r . Die Dielektrizitätszahl ϵ hat entscheidenden Einfluss auf die Ausbreitungseigenschaft einer elektromagnetischen Welle in einem Medium. Je mehr sich ϵ zwischen zwei benachbarten Schichten unterscheidet, desto stärker ist die Reflexion an dieser Grenzschicht.

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (2.5)$$

ϵ_0 ...elek. Feldkonstante bzw. Dielektrizitätszahl im Vakuum

ϵ_r ...relative Dielektrizitätszahl

2.2.1 Polarisationsprozess

Der Polarisationsprozess charakterisiert die Möglichkeit des Materials elektrische Ladungsträger zu speichern. Legt man an ein Objekt ein externes elektrisches

Feld an, kommt es zu einer Ladungstrennung (Polarisation) im Inneren und damit zu einem inneren Feld, das dem externen Störfeld entgegenwirkt. Durch diese Ladungstrennung wird Energie gespeichert. Die äußere Störung bei einem Bodenradar ist dessen ausgesendetes elektromagnetisches Wechselfeld. Bei solchen Störfeldern ist die Periodendauer bzw. Frequenz von großer Bedeutung. Bei Polarisationsprozessen muss auf zwei speziell definierte Zeiten geachtet werden. Die Excitationszeit besagt, wie lange die Bausteine eines Mediums benötigen, um auf externe Störfelder zu reagieren und das Störfeld mittels eines Gegenfeldes zu kompensieren. Die Relaxationszeit definiert, wie lange es dauert, bis die ursprünglichen Bedingungen des Feldes wieder zustande kommen, sobald das Störfeld abgeklungen ist. [4]

Verschiedene unterschiedliche Polarisationsprozesse haben Einfluss auf den Wert der Dielektrizitätszahl:

- Grenzflächenpolarisation

Diese Polarisationsart tritt an inhomogenen Grenzschichten auf und kann nur relativ geringen Frequenzen folgen ($<10^5$ Hz). Dieser Mechanismus ist somit für das Bodenradar nicht relevant. [4]

- Orientierungspolarisation

Orientierungspolarisation tritt in bipolaren Molekülen wie z.B. Wassermolekülen auf. Bei einer solchen Art von Polarisation ist Dielektrizitätszahl der Materialien relativ hoch. Gegenüber anderen Polarisationsarten fallen die Excitations- und Relaxationszeiten länger aus. Die Temperaturabhängigkeit der Orientierungspolarisation bewirkt eine Zunahme des Polarisationseffektes bei zunehmender Temperatur. [4]

- Ionenpolarisation

Diese Art von Polarisation agiert nur in Ionenkristallen. Infolge eines elektrischen Feldes werden die Ladungsschwerpunkte im Inneren des Kristalls verschoben. Die Wechselwirkung der Ionen und somit die Stärke der Polarisation ist abhängig

von der Kristallgitterstruktur, den Ionenradien und der Dichte. Die Ionenpolarisation reagiert auf Wechselfelder bis zu Frequenzen von 10^{13} Hz. [4]

- Elektronenpolarisation

Diese Polarisationsart kommt in allen Materialien vor und ist temperaturabhängig. Durch die Trennung der positiven und negativen Ladungsschwerpunkte wird die Elektronenhülle des Atoms deformiert. Wegen der geringen Masse ist die Elektronenpolarisation nur im Frequenzbereich um 10^{15} Hz feststellbar und ist somit nicht für den vom Bodenradar genutzten Frequenzbereich ($10^6 - 10^9$ Hz) relevant. Oberhalb des Frequenzbereiches von UV-Licht ($>10^{16}$ Hz) sind keine elektrischen Polarisationsprozesse mehr beobachtbar. [4]

2.2.2 Frequenzabhängigkeit

Wie schon im Kapitel 2.2.1 erläutert, sind die Polarisationsprozesse von der Frequenz des angelegten Wechselfeldes abhängig. Durch die sich wiederholende Umpolarisierung in den dielektrischen Medien und der dadurch verursachten ständigen Bewegung der Ladungsträger, kommt es aufgrund der damit verbundenen mechanischen Reibung zu Energieverlusten (Wärmeverluste). Daraus resultiert, dass die Dielektrizität als komplexe Größe zu betrachten ist.

$$\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon'' = \varepsilon_r \varepsilon_0 - j \frac{\sigma}{\omega} \quad (2.6)$$

Der Imaginärteil dieser komplexen Größe beschreibt dabei diese durch die Umpolarisierung hervorgerufenen Energieverluste. Der Realteil ist maßgebend für die Polarisation.

Um die Frequenzabhängigkeit der komplexen Dielektrizitätszahl zu beschreiben, existieren mehrere Methoden. Die einfachste Methode, bei der nur eine Relaxati-

onszeit und nur eine Polarisationsart angenommen werden, nennt sich Debye-Gleichung (Debye, 1927). [4]

$$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon'(\infty) + \frac{\varepsilon'(s) - \varepsilon'(\infty)}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (2.7)$$

$$\varepsilon''(\omega) = \frac{(\varepsilon''(s) - \varepsilon''(\infty)) \cdot \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (2.8)$$

Die Relaxionszeitkonstante τ entspricht $\tau = \frac{1}{2\pi f_{\max}}$ mit der maximalen Relaxionsfrequenz (f_{\max}), bei der der Energieverlust sein Maximum erreicht. [9]

$$\varepsilon(s) = \varepsilon(\omega \rightarrow 0);$$

$$\varepsilon(\infty) = \varepsilon(\omega \rightarrow \infty)$$

Um realitätsnähere Verhältnisse zu beschreiben, bei denen mehrere Relaxationszeiten und Polarisationsarten vorkommen, wird das Cole-Cole-Model verwendet. [4]

$$\varepsilon = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_{\infty}}{1 + (i\omega\tau)^{1-q}} \quad (2.9)$$

q... Cole-Cole Verteilungsfaktor

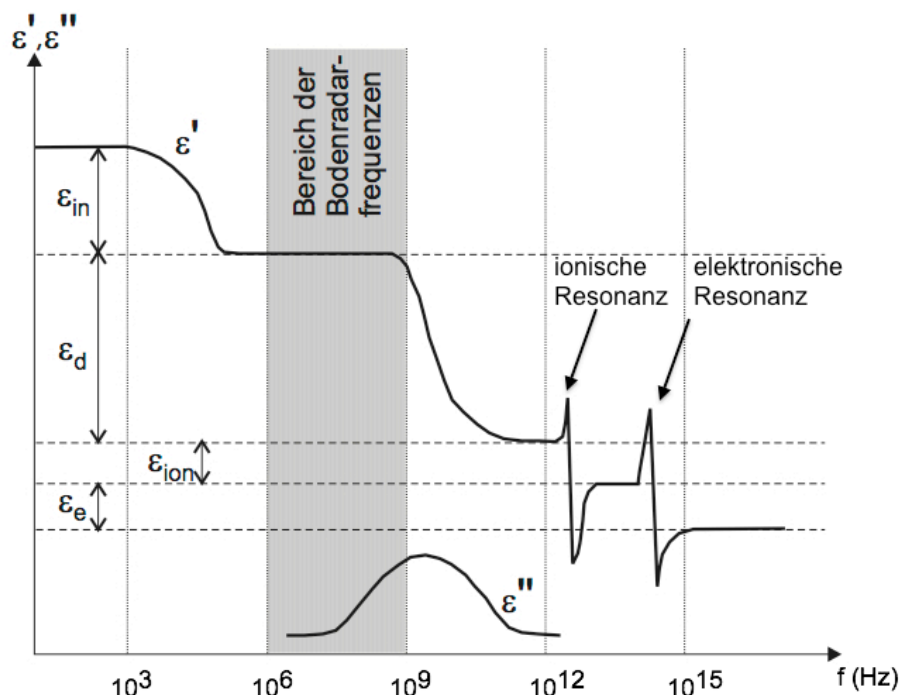


Abb. 2.1: Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätszahl und die verschiedenen Polarisationsmechanismen bei Wasser. [4]

ϵ_e ...Elektronenpolarisation, ϵ_{ion} ...Ionenpolarisation, ϵ_d ...Orientierungspolarisation, ϵ_{in} ...Grenzflächenpolarisation

Aus der Abbildung 2.1 wird ersichtlich, dass bei niedrigen Frequenzen die Dipole genügend Zeit zur Ausrichtung haben. Ab 10^9 Hz treten aufgrund der hohen dielektrischen Verluste (ϵ'') Phasenverschiebungen zwischen dem inneren Feld im Dielektrikum und dem externen Wechselfeld auf. Im Infrarotbereich (10^{12} Hz) kommt es aufgrund der Ionenpolarisation zu einer Phasenverschiebung, die auch als ionische Resonanz bezeichnet wird. Das gleiche gilt auch im Bereich des sichtbaren Lichtes (10^{15} Hz), in dem nur die Elektronen dem externen Wechselfeld folgen können und diese wird als elektronische Resonanz bezeichnet. Im Bereich der Bodenradarfrequenzen (10^6 bis 10^9 Hz) ist die reale Dielektrizitätszahl frequenzunabhängig. [9]

2.3 Elektrische Leitfähigkeit σ

Im Imaginärteil der komplexen Dielektrizität ε'' ist die elektrische Leitfähigkeit σ enthalten.

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\omega} \quad (2.10)$$

Die elektrische Leitfähigkeit σ bestimmt die Signaldämpfung einer sich in einem Medium ausbreitenden elektromagnetischen Welle und damit die zu erreichende Eindringtiefe. Je höher die Leitfähigkeit, desto stärker ist die Dämpfung. Die elektrische Leitfähigkeit zeigt, wie die Dielektrizitätszahl ein dispersives Verhalten und bewirkt bei größeren Frequenzen eine stärkere Signaldämpfung. [4]

Der Wassergehalt im Boden ist der wesentlichste Faktor für die Leitfähigkeit. Die Ladungstransporte erfolgen durch Ionen im Bodenmaterial, die mit Wasser in Lösung gehen. Mit zunehmendem Salzgehalt im Wasser wird auch die Leitfähigkeit größer. Bei sehr nassem oder lehmigem Boden sind fast keine Messungen mit dem Bodenradar durchführbar. [4]

2.4 Dämpfung und Ausbreitungsgeschwindigkeit

In diesem Abschnitt wird gezeigt, wie die Dielektrizitätszahl und die Leitfähigkeit miteinander in Verbindung stehen und wie man diese in der Praxis nutzt. Ausgangspunkt sind die im Kapitel 2.1 beschriebenen Maxwell-Gleichungen und die Materialgleichungen, aus denen sich die Wellengleichungen herleiten lassen.

Materialgleichungen:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.11)$$

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (2.12)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.13)$$

Wellengleichung für das elektrische Feld:

$$\nabla^2 \bar{E} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} + \mu \sigma \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (2.14)$$

Wellengleichung für das magnetische Feld:

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} + \mu \sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (2.15)$$

Für den Lösungsansatz der Wellengleichungen wird eine ebene Welle mit Ausbreitungsrichtung in negativer z-Richtung herangenommen.

$$\bar{E} = \bar{E}_0 \cdot e^{j(\omega t - \bar{k} \cdot z)} \quad (2.16)$$

$$\bar{H} = \bar{H}_0 \cdot e^{j(\omega t - \bar{k} \cdot z)} \quad (2.17)$$

Der Faktor k ist die Wellenzahl und kann durch das Einsetzen der Lösungsansätze in die Wellengleichungen (2.14 bzw. 2.15) als die komplexe Wellenzahl k errechnet werden.

$$\bar{k}^2 = \mu \cdot \varepsilon \cdot \omega^2 - j \cdot \mu \cdot \sigma \cdot \omega \quad (2.18)$$

Allgemein lässt sich die komplexe Wellenzahl wie folgt darstellen:

$$\bar{k} = \beta - j \cdot \alpha \quad (2.19)$$

Durch einige Umrechnungen lassen sich die Konstanten α und β herleiten:

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu \varepsilon}{2} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\varepsilon \omega} \right)^2} + 1 \right\}} \quad (2.20)$$

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu \varepsilon}{2} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\varepsilon \omega} \right)^2} - 1 \right\}} \quad (2.21)$$

Um ein besseres Verständnis von α und β zu bekommen, setzt man die Gleichung (2.18) in den Lösungsansatz (2.16) ein.

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \cdot e^{-\alpha \cdot z} e^{j(\omega t - \beta \cdot z)} \quad (2.22)$$

Die Konstante α ist für die Dämpfung verantwortlich. Die Dämpfung nimmt mit zunehmender Frequenz zu und ist außerdem von der Leitfähigkeit des Bodens abhängig, da bei höherer Leitfähigkeit die Wellenamplitude rascher abnimmt. Der Idealfall wäre ein leitungsfreier Boden mit $\sigma \ll 1$ bei dem nur geringe Amplitudendämpfung wirksam wären. Dieser Fall nennt sich auch Radarfall.

Üblicherweise wird das Verhalten der Welle über den Qualitätsfaktor Q beschrieben. Er beschreibt das Verhältnis von Verschiebungsstrom zu Leitungsstrom an: [5]

$$Q = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r \omega}{\sigma} \quad (2.23)$$

Im Radarfall ($Q \gg 1$; $\varepsilon_0 \varepsilon_r \omega \gg \sigma$) und nicht magnetischen Boden ($\mu_r = 1$) gilt folgende praxisnahe Näherung: [5]

$$\alpha = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} = 188,5 \cdot \sigma \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} = 188,5 \cdot \frac{\sigma}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.24)$$

Statt dem Dämpfungsfaktor α [neper/m] wird in der Praxis der Absorptionskoeffizient α' [dB/m] benutzt: [5]

$$\alpha' = 8,686 \cdot \alpha \quad (2.25)$$

Der Kehrwert δ des Dämpfungsfaktors α wird als Eindringtiefe bezeichnet. Sie beschreibt die erreichbare Tiefe der elektromagnetischen Strahlung in Abhängigkeit der Wegverluste (Dämpfungsverluste). In einer Entfernung δ hat sich die Anfangsamplitude um $\frac{1}{e}$ (ca. 37%) verringert. [5]

$$\delta = \frac{1}{\alpha} \quad (2.26)$$

Die Konstante β ist für die Ausbreitungseigenschaften der Wellen verantwortlich. Die Phasengeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen im Boden ist wie folgt definiert: [4]

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\epsilon\omega}\right)^2} + 1}} \quad (2.27)$$

Äquivalent zur Dämpfung ist die Geschwindigkeit, nicht von der elektrischen Leitfähigkeit sondern von der Dielektrizitätszahl des Bodens abhängig. [4]

Im Radarfall ($\sigma \ll 1$) und nicht magnetischen Boden ($\mu_r = 1$) gilt:

$$\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r} \quad (2.28)$$

Über die allgemeine Definition der Lichtgeschwindigkeit:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}} \quad (2.29)$$

kommt man auf die praxisorientierte Gleichung:

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.30)$$

Somit erhält man im Frequenzbereich des Bodenradars, in dem die relative Dielektrizitätszahl frequenzunabhängig ist (siehe Abb. 2.1), eine ebenfalls frequenzunabhängige Phasengeschwindigkeit aus der sich die relative Dielektrizitätszahl ermitteln lässt. Durch die Frequenzunabhängigkeit der Phasengeschwindigkeit ist diese gleich der Gruppengeschwindigkeit bzw. Ausbreitungsgeschwindigkeit. [5]

In der folgenden Tabelle Tab. 2.1 sind typische Werte verschiedener Materialien für die relative Dielektrizitätszahl, Leitfähigkeit, Ausbreitungsgeschwindigkeit und Absorptionskoeffizient aufgeführt.

Material	ϵ_r	σ (mS m ⁻¹)	v (m ns ⁻¹)	α' (dB m ⁻¹)
Luft	1	0	0,2998	0
Wasser dest.	80	0,01	0,033	0,002
Süßwasser	80	0,5	0,033	0,1
Meerwasser	80	30000	0,01	1000
trockener Sand	3-5	0,01	0,15	0,01
gesättigter Sand	20-30	0,1-1	0,06	0,03-0,3
Ton	5-40	2-1000	0,06	1-300
Kalkstein	4-8	0,5-2	0,12	0,4-1
Granit	6	0,01-1	0,12	0,01-1
trockenes Salz	ca. 6	0,001-0,1	0,125	0,01-1
Eis	3,18	0,01	0,168	0,02
Öl/Asphalt	2-3	0,01	0,19	0,01

Tabelle 2.1. Wertetabelle bei 100 MHz [6]

2.5 Reflexion und Transmission elektromagnetischer Wellen

Trifft eine ebene Welle auf eine Grenzschicht zwischen zwei unterschiedlichen Medien, so wird ein Teil der Welle reflektiert und der andere Teil durchläuft die Grenzschicht.

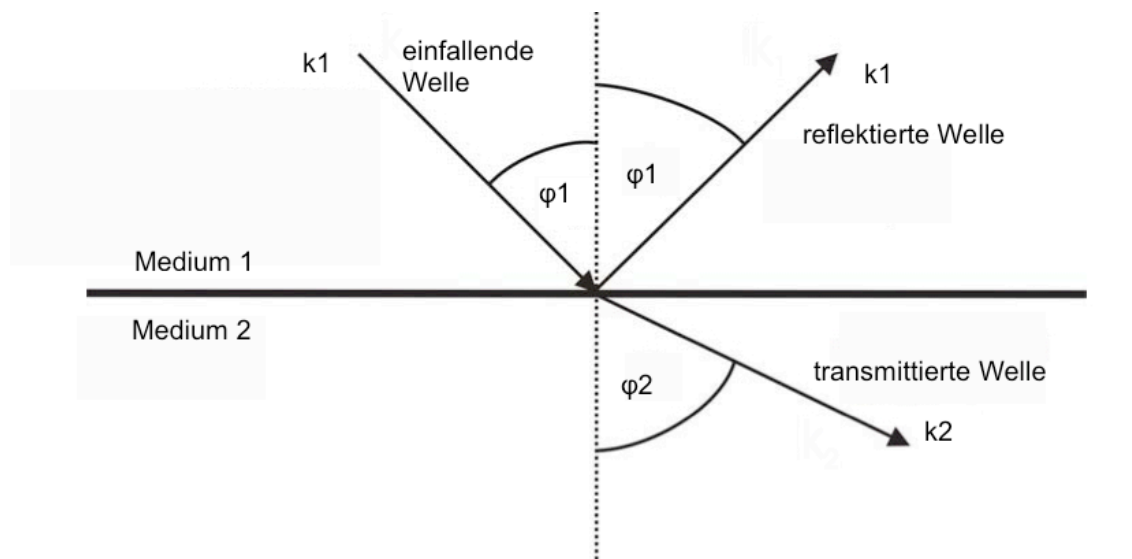


Abb. 2.2 Transmission und Reflexion von ebenen Wellen

Wie in der geometrischen Optik gilt hier das Brechungsgesetz von Snellius.

$$k_1 \cdot \sin(\varphi_1) = k_2 \cdot \sin(\varphi_2) \quad (2.31)$$

Der Faktor Z ist der Wellenwiderstand des jeweiligen Mediums.

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (2.32)$$

Der Reflexionskoeffizient R beschreibt das Amplitudenverhältnis zwischen der einfallenden Welle und der reflektierten Welle. Der Transmissionskoeffizient T definiert den Amplitudenanteil der transmittierten Welle und der einfallenden Welle.

Für parallele Polarisation :

$$R_{\parallel} = \frac{\text{reflektierte Welle}}{\text{einfallende Welle}} = \frac{Z_2 \cos(\varphi_1) - Z_1 \cos(\varphi_2)}{Z_2 \cos(\varphi_1) + Z_1 \cos(\varphi_2)} \quad (2.33)$$

$$T_{\parallel} = \frac{\text{transmittierte Welle}}{\text{einfallende Welle}} = \frac{2 \cdot Z_1 \cos(\varphi_1)}{Z_2 \cos(\varphi_1) + Z_1 \cos(\varphi_2)} \quad (2.34)$$

Für senkrechte Polarisation :

$$R_{\perp} = \frac{\text{reflektierte Welle}}{\text{einfallende Welle}} = \frac{Z_1 \cos(\varphi_1) - Z_2 \cos(\varphi_2)}{Z_1 \cos(\varphi_1) + Z_2 \cos(\varphi_2)} \quad (2.35)$$

$$T_{\perp} = \frac{\text{transmittierte Welle}}{\text{einfallende Welle}} = \frac{2 \cdot Z_1 \cos(\varphi_1)}{Z_1 \cos(\varphi_1) + Z_2 \cos(\varphi_2)} \quad (2.36)$$

2.5.1 Senkrechter Welleneinfall

Bei einem senkrechten Einfall ($\varphi_1 = \varphi_2 = 0^\circ$) der Welle auf die Grenzfläche (dargestellt Abb.2.3), ergeben sich folgende einfachere Verhältnisse:

$$R_{\parallel} = -R_{\perp} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.37)$$

$$T_{\parallel} = T_{\perp} = \frac{2 \cdot Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (2.38)$$

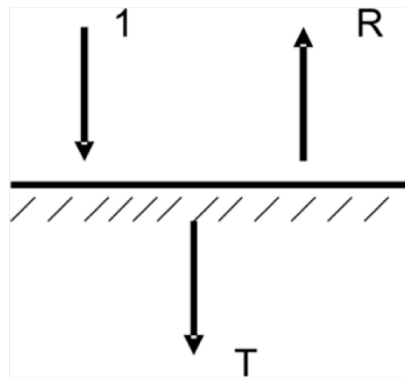


Abb. 2.3 Transmission und Reflexion bei senkrechtem Welleneinfall [6]

In der Praxis wird für dielektrische Medien auch die Näherungsformel verwendet:

$$R = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (2.39)$$

3 Technisches Prinzip und Merkmale eines Bodenradars

In diesem Kapitel wird der technische Hintergrund des Bodenradars dargestellt. Dabei werden die wesentlichsten Unterschiede der verschiedenen Systemarten und deren Möglichkeiten erläutert.

Es gibt zwei geläufige Arten von Bodenradartypen, das Impulsradar und das Dauerstrichradar. Die am häufigsten verwendeten Geräte arbeiten mit einem zeitlich begrenzten Impuls. Nur die neuesten Modelle verwenden ein kontinuierliches Signal mit einer großen Bandbreite. [1]

Weiter wird in diesem Abschnitt auch auf die technischen Merkmale eingegangen.

3.1 Dauerstrichradar

3.1.1 Prinzip

Der Dauerstrichradar strahlt durchgehend sein Sendesignal ab und somit wird auch das vom Zielobjekt reflektierte Signal ununterbrochen empfangen. Beim Dauerstrichradar kann zusätzlich eine Unterscheidung zwischen moduliertem und nicht moduliertem Sendesignal gemacht werden.

Die unmodulierte Variante wird nur für Geschwindigkeitsmessungen verwendet. Die Frequenz des empfangenen Echosignals verschiebt sich um die Dopplerfrequenz bei bewegten Zielen und dieser Dopplereffekt wird zur Geschwindigkeitsbestimmung ausgenutzt. Da bei der unmodulierten Variante keine Entfernungsmessung möglich ist, ist sie für den Bodenradar irrelevant. [7]

Bei der modulierten Variante (FMCW) bleibt die Amplitude konstant und die Frequenz wird variiert. Durch die Frequenzmodulation des Sendesignals ändert sich auch die Frequenz des Echosignals, deren Zeitverlauf ist aber um die Echolaufzeit (abhängig von der Zielentfernung) gegenüber dem Verlauf der Sendefrequenz verschoben (siehe Abb. 3.1). Dadurch entsteht der benötigte Zeitbezug für die Entfernungsmessung. Das wesentliche Prinzip dieser Methode ist daher, die Frequenzdifferenz zwischen gesendetem und empfangenem Signal zu bestimmen. [8]

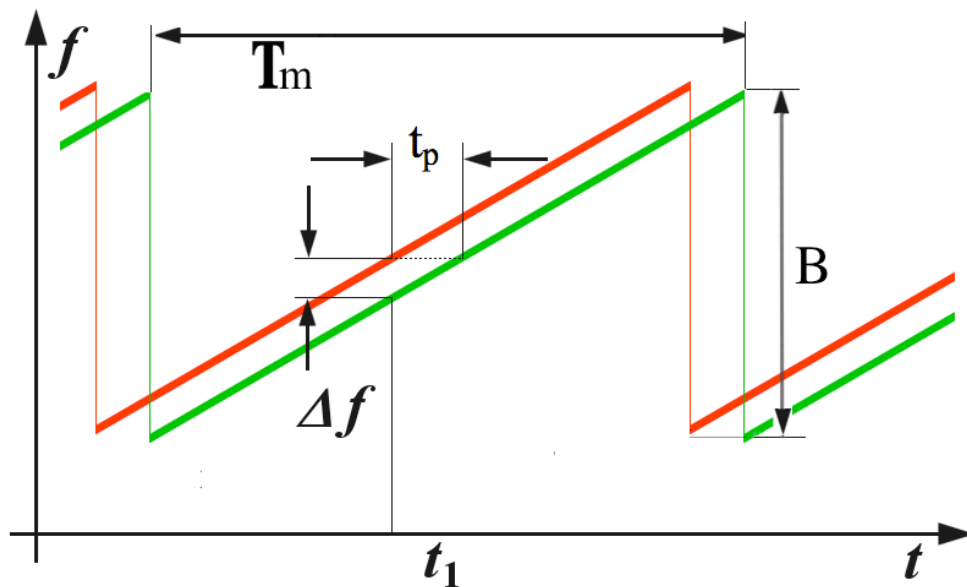


Abb. 3.1: Frequenzvergleich zw. Sende (rot) - und Empfangsignal (grün) [8]

Betrachten wir die Signale in Abbildung 3.1, so lässt sich wie folgt die Entfernung des stationären Zielobjekts berechnen.

$$R = \frac{c \cdot t_p}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c \cdot |\Delta f| \cdot T_m}{2 \cdot B \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

R...Entfernung vom Sender zum Zielobjekt

t_p ...Laufzeit

c...Lichtgeschwindigkeit

Δf ...Differenz der Sende- und Empfangsfrequenz

T_m ... Modulationsdauerabschnitt

B...Bandbreite

Die maximale eindeutige Entfernungsmessung ist durch die Dauer (T_m) des linearen Frequenzanstiegs zu bestimmen. Je länger die Modulationsperiode dauert, desto größer ist der Entfernungseindeutigkeitsbereich.

Merkmale:

- geringe Sendeleistung
- modulierte Sendesignale für Empfangsmessungen (FMCW)
- Zeitbereichsdaten mittels DFT (Diskrete Fourier-Transformation)
- langsam
- billig

3.1.2 Systemaufbau

Das FMCW-Bodenradar arbeitet wie beschrieben in der Frequenzdomäne und sendet dabei ein frequenzmoduliertes Dauerstrichsignal aus. Die Sendefrequenz wird periodisch über eine vorgegebene Bandbreite von einer Start- bis zu einer Stopfrequenz erhöht. Das dazu notwendige Steuersignal wird über einen Digital-Analog-Wandler in eine Steuerspannung zur Frequenzregelung umgewandelt und in einen spannungsgesteuerten Oszillator eingespeist. Das resultierende Hochfrequenzsignal (1) wird zum Teil über einen Richtkoppler einem Mischer (7-8) zugeführt, während der Hauptteil der Leistung über die Sendeantenne(2-3) abgestrahlt wird. Das Empfangssignal (5), das Informationen über Störkörper bzw. Schichtübergänge enthält, wird im bereits erwähnten Mischer (6) mit dem ursprünglichen Sendesignal gemischt. Über das Tiefpassfilter (9) wird nur das benötigte Seitenband (Differenzfrequenz) durchgelassen. Die Digitalisierung erfolgt über einen A/D-Wandler (10). [11]

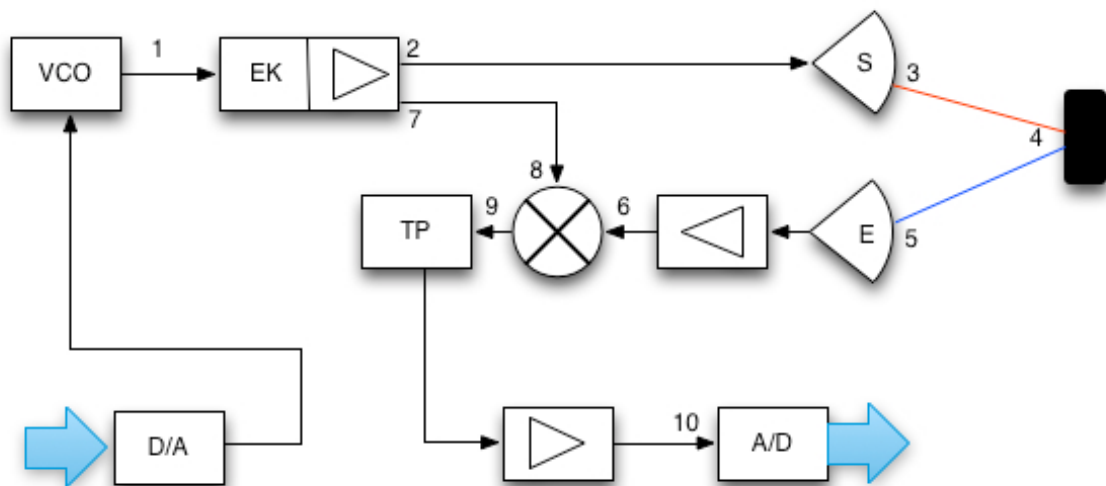


Abb. 3.2: Blockschaubild FMCW-Bodenradar [11]

Mathematische Beschreibung der Signale:

Das FMCW-Radar erzeugt ein Sendesignal $u_s(t)$ mit der Amplitude U_s . Die Frequenz von $u_s(t)$ wird zeitlich linear während der Modulationsdauer T_m über eine Bandbreite B erhöht.

$$u_s(t) = U_s \cdot \sin(\varphi(t)) \quad (3.2)$$

mit:
$$\varphi(t) = 2\pi \int (f_0 + kt) dt = 2\pi \left(f_0 t + \frac{\Delta f}{4t_p} t^2 \right) + \varphi_0 \quad (3.3)$$

U_s ...Signalamplitude

f_0 ...Startfrequenz

Δf ...zeitlich lineare Frequenzänderung

φ_0 ...Phasenwinkel beim Startzeitpunkt

Das erzeugte Radarsignal $u_s(t)$ wird über die Antenne ausgestrahlt bzw. dem Mischer zugeführt. Das empfangene Echosignal am Punkt 6 wird mit dem gesendeten Signal gemischt. Das Signal u_s entspricht dem Sendesignal zum Zeitpunkt t_1

mit der Momentanfrequenz f_1 . Das empfangene Signal u_e gilt zum Zeitpunkt t_1 mit der Momentanfrequenz f_2 .

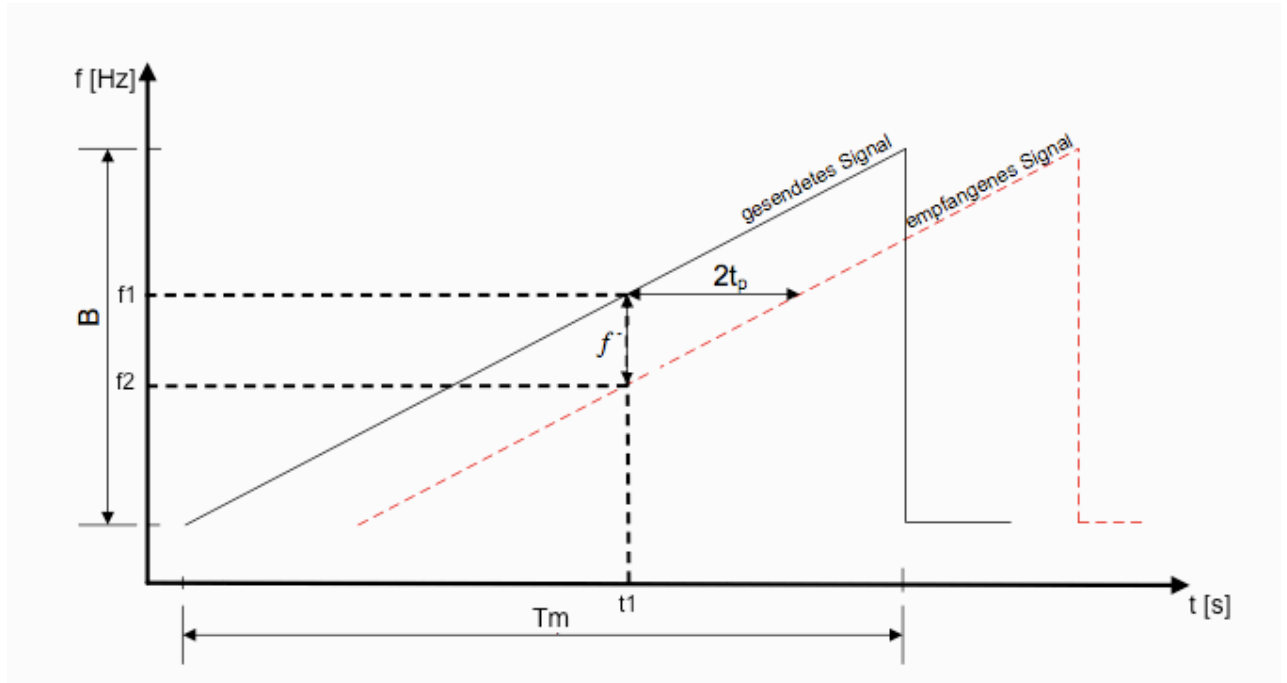


Abb. 3.3: FMCW-Signal mit den Momentanfrequenzen (f_1 , f_2) zum Zeitpunkt t_1 [11]

Zum Momentanzeitpunkt t_1 setzt sich das Mischsignal wie folgt zusammen:

$$u_M(t) = u_s(t) \cdot u_e(t) = \frac{U_s}{2j} (e^{j\omega_1 t_1} - e^{-j\omega_1 t_1}) \cdot \frac{U_e}{2j} (e^{j\omega_2 t_1} - e^{-j\omega_2 t_1}) \quad (3.4)$$

Das Mischsignal am Mischerausgang entspricht dann:

$$u_M(t) = \frac{u_s \cdot u_e}{2} [\cos(2\pi(f_1 - f_2)t_1) - \cos(2\pi(f_1 + f_2)t_1)] \quad (3.5)$$

Durch das Mischen haben sich damit zwei unterschiedliche Seitenbänder ergeben:

$$f^+ = f_1 + f_2, \quad f^- = f_1 - f_2 \quad (3.6)$$

Nach dem Tiefpassfilter bleibt nur die gewünschte Differenz f^- mit der Distanzinformation erhalten. Diese Differenzfrequenz f^- ist proportional zur Echolaufzeit.

$$\frac{B}{T_m} = \frac{f^-}{2t_p} \quad (3.7)$$

B...Bandbreite

t_p ...Laufzeit der Welle

T_m ...Modulationsdauerabschnitt

f^- ...Differenz der Sende- und Empfangsfrequenz

Die Entfernung zum Zielobjekt lässt sich dann wie folgt berechnen:

$$R = v \cdot t_p = v \frac{f^- \cdot T_m}{2 \cdot B} = \frac{f^- \cdot T_m \cdot c}{2 \cdot B \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.8)$$

Die Differenz der Sende- und Empfangsfrequenz liegt in einem niederfrequenten Bereich und daher kann dieses Signal einfach verstärkt und digitalisiert werden. Danach kann diese Differenzfrequenz und damit die Entfernung durch eine Fast-Fourier-Transformation (FFT) ermittelt werden.

3.2 Impulsradar

3.2.1 Prinzip

Beim Impulsradar werden im Gegensatz zum Dauerstrichradar zeitlich kurze und leistungsstarke Impulse ausgesendet. In der verhältnismäßig langen Empfangszeit bzw. der Sendepause zwischen den Sendeimpulsen wird das am zu detektierenden Objekt reflektierte Echosignal empfangen. Das besondere Merkmal der beim Bodenradar verwendeten Unterart des Impulsradars ist die trägerfrequenzlose

Impulsmodulation mit sehr kurzer Impulsdauer (ns bis ps). Um eine große Bandbreite (kurzer Impuls) zu erreichen, wird ein Hochspannungsimpuls (20-200V) verwendet. Die Empfangszeit ($T-\tau$) ist wesentlich länger als die Sendezeit mit Zeiten bis zu einer Millisekunde. Durch die Laufzeit Δt des gesendeten Impulses zwischen Sende- und Empfangszeitpunkt kann die Entfernung R des detektierten Objekts berechnet werden. [8]

$$R = \frac{c \cdot |\Delta t|}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.9)$$

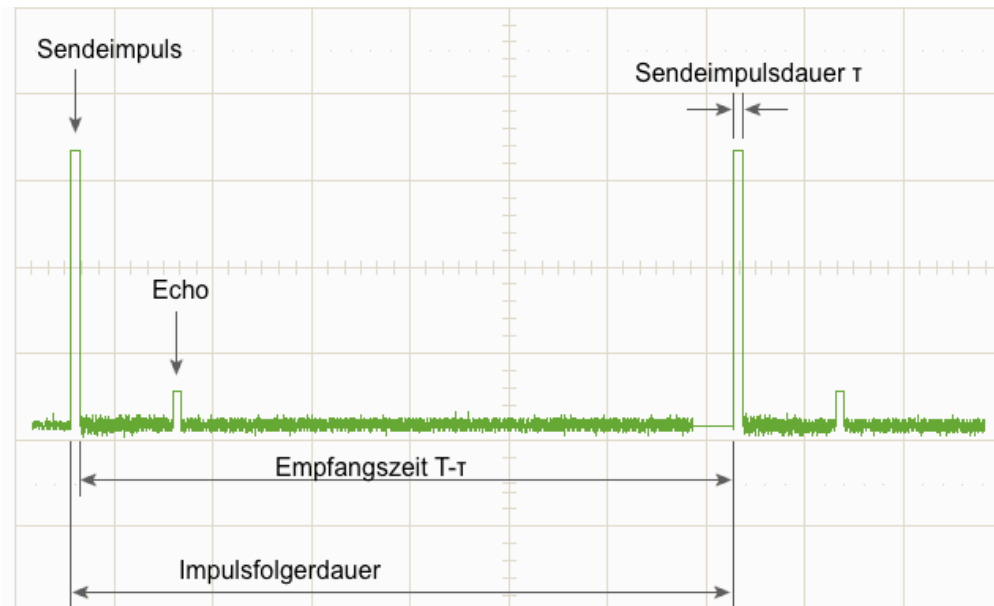


Abb. 3.4: Zeitdiagramm eines Impulsradars [8]

Wie man in Abbildung 3.2 sieht, sollte theoretisch die Dauer von Sendepuls und Echo gleich groß sein. In der Realität (keine punktförmige Ziele) kann es durch mehrere unabhängige Reflexionen an unterschiedlichen Oberflächen des Zielobjektes kommen, und durch die Überlagerung dieser einzelnen Echos wird die Signalform des gesamten Echos gegenüber dem Sendesignal verfälscht. [8]

Ein wichtiger Faktor des Radars ist die Entfernungsauflösung, die besagt, wie dicht zwei Objekte hintereinander positioniert sein können, um trotzdem als zwei getrennte Objekte erkannt zu werden. Je besser die Entfernungsauflösung umso

feiner ist eine Objektunterscheidung möglich. Um die Entfernungsauflösung zu verbessern, muss die Nutzfrequenz (kürzerer Impuls) erhöht werden, was wiederum eine Verkürzung der Detektionsreichweite bewirkt. Eine genauere Erklärung der Auflösung findet man im Kap. 3.3.3.

Merkmale:

- sehr kurze und energiereiche Impulse
- Daten direkt im Zeitbereich
- konstante Impulsform
- schnell

3.2.2 Systemaufbau

Der Impulsradar arbeitet im Zeitbereich und benötigt eine zeitliche Steuerung der internen Abläufe. Der Aufbau des Impulsradars lässt sich in drei Bereiche aufteilen: Sender, Zeitsteuerung und Abtastvorrichtung.

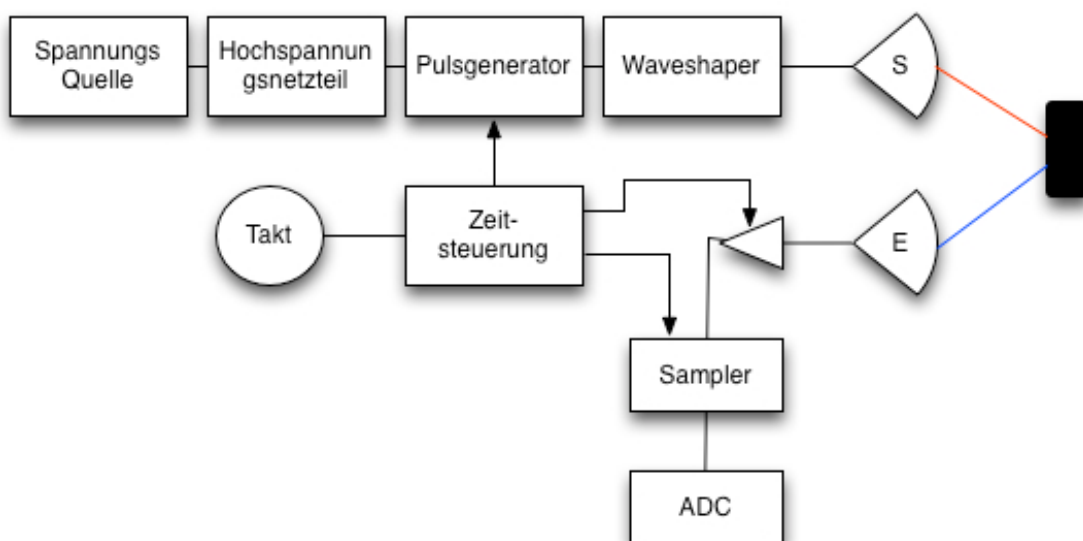


Abb. 3.5: Blochschartbild eines Impulsradars [11]

Der Sender besteht aus einer Spannungsquelle, einem Hochspannungsnetzteil, einem Pulsgenerator und einem Waveformshaper. Die Spannungsquelle ist in den meisten Fällen eine einfache 12-V-Batterie. Die Erzeugung des Hochspannungspulses erfolgt über eine Kaskadenschaltung von Kondensatoren oder auch alternativ mit einem DC-DC-Konverter. Der Waveformshaper ist ein Anpassungsnetzwerk der Senderantenne, der unerwünschte Effekte wie z.B. ein Nachschwingen unterdrückt. [11]

Die Zeitsteuerung steuert sowohl die Pulsenergie als auch den Sampler. Außerdem wird der Dynamikumfang (dynamic range) des Bodenradars über den Empfangsverstärker mittels Zeitsteuerung geregelt. Die Regelung des Dynamikumfangs ist nötig, um den A/D-Wandler nicht zu übersteuern. Es wird der große Dynamikbereich des Bodenradars über die automatische Verstärkungsregelung (AGC) des Empfangsverstärkers an den A/D-Wandler angepasst. [11]

Durch die sehr kurzen Impulse und die dadurch resultierenden hohen Frequenzen stößt die Datenverarbeitung an ihre Grenzen. Um die Datenverarbeitung zu entlasten und wirtschaftlich rentabel zu halten, wird eine Zeitdehnung des Impulses vorgenommen. Dazu wird die langsame Abtastmethode ETS (Equivalent-Time Sampling → Äquivalenzabtastung) verwendet, die eine gebräuchliche Variante bei Impulsradaren ist. ETS eignet sich besonders bei Bodenradare, da sie nur bei sich wiederholenden Signalverläufen realisierbar ist. Dabei wird das periodische Empfangssignal (mit der Periode T_E) mit einer Abtastperiode T_A abgetastet. Da T_A und T_E unterschiedlich sind ($T_A = T_E + \Delta t$) ($\Delta t \ll T_A$), wird der Abtastzeitpunkt in den nachfolgenden Perioden immer weiter verschoben. Die zusammengesetzten Abtastpunkte ergeben dann ein niederfrequentes Abbild des Empfangssignal, das sich leichter verarbeiten lässt. [12]

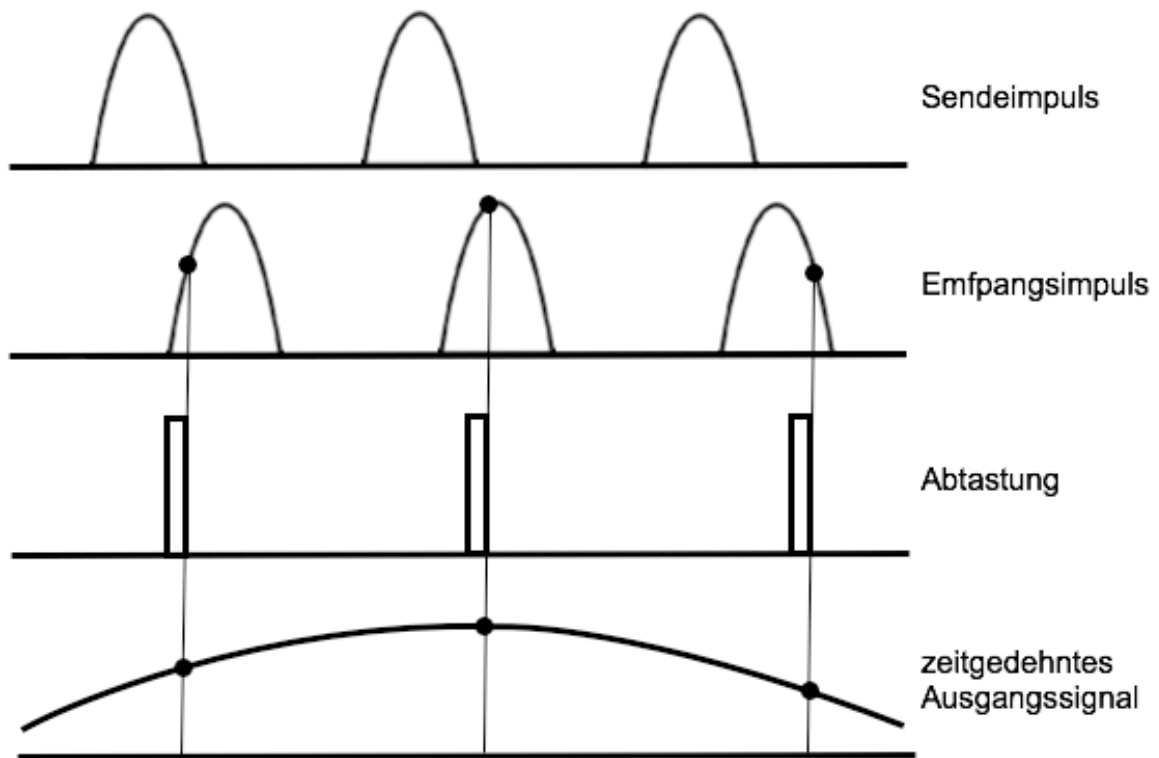


Abb. 3.6: Äquivalenzabtastung

3.3 Betriebseigenschaften und Definitionen

3.3.1 Dynamikumfang

Der Empfänger sollte in der Lage sein sowohl starke Echosignale, von Oberflächenreflektionen bzw. nahen Zielen, als auch schwache Signalen, die fast im Rauschen verschwinden, zu verarbeiten.

Der Dynamikumfang ist als Verhältnis vom stärksten zum schwächsten detektierbarem Signal definiert:

$$\text{Dynamikumfang} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right) \text{ in dB} \quad (3.10)$$

Das größte empfangbare Signal sollte nicht den Empfangseingang überlasten und wird über den Empfangsverstärker auf die maximale Eingangsspannung des A/D-Wandler eingestellt um diese unverzerrt quantisieren zu können. Das kleinste Echosignal sollte über dem Rauschpegel des Empfängers liegen. Der Dynamikumfang des Bodenradars ist also durch das schwächste Nutzsignal (max. Detektionstiefe) definiert aber durch den Dynamikumfang der Abtastung (ADC) beschränkt. Der Dynamikbereich eines A/D-Wandler ergibt sich über die Anzahl N der Bits. Somit hat ein 16 bit-A/D-Wandler (mit 6 dB Dynamik/Bit) einen theoretischen Dynamikumfang von 96 dB. [11]

3.3.2 Bandbreite

Im Empfänger muss die gesamte Signalbandbreite des Echosignals verarbeitet werden. Durch die spektrale Verteilung des Grundrauschens über die Frequenzen wird bei großer Bandbreite mehr Rauschen im Radarempfänger empfangen. Durch die resultierende Verschlechterung des Signals-Rausch-Abstands wird auch die Empfangsempfindlichkeit verringert. [8]

Beim FMCW-Radar ist die Bandbreite über die Differenz der Start- und Stopffrequenz definiert:

$$B = (f_{\max} - f_{\min}) \quad (3.11)$$

Die Bandbreite bei einem Impulsradar ergibt sich über die Pulsdauer:

$$B = \frac{1}{\tau} \quad (3.12)$$

3.3.3 Auflösung

Zur Bewertung des Radargramms sind die vertikale und laterale Auflösung von großer Bedeutung. Primär ist das Auflösungsvermögen von der Frequenz, der Ausbreitungsgeschwindigkeit und der Wellenlänge abhängig.

Die vertikale Auflösung bzw. Entfernungsauflösung definiert, wie weit sich zwei benachbarte Schichten bzw. zwei Störkörper untereinander befinden dürfen, um noch eindeutig unterscheidbar zu sein. Die vertikale Auflösung basiert auf das Rayleigh-Kriterium. Dieses besagt, dass sich zwei Echosignale von verschiedenen Objekten noch unterscheiden lassen, wenn das Maximum des ersten reflektierten Echos mit der ersten Nullstelle des zweiten reflektierten Echos zusammenfällt (siehe Abb. 3.5). Das Kriterium ist genau dann erfüllt, wenn der zeitliche Unterschied der beiden Maxima genau $\frac{1}{B}$ entspricht. [4]

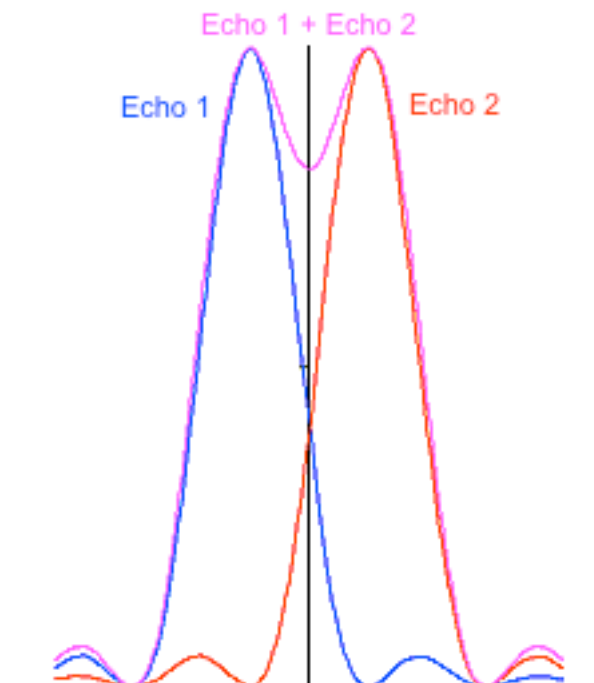


Abb. 3.7: Rayleigh-Kriterium der vertikalen Auflösung

Unter der Beachtung der doppelten Laufzeit der Radarstrahlen ergibt sich der minimale Abstand zweier Reflektoren [4]:

$$\Delta R_v = \frac{v\tau}{2} = \frac{v}{2B} = \frac{c}{2B\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.13)$$

Es ist ersichtlich, dass sich bei höherer Bandbreite bzw. kürzerer Impulsdauer die vertikale Auflösung verbessert. Dies wiederum führt zu einer kürzeren Detektionsreichweite. Denn je höher die Sendefrequenz (bei höheren Sendefrequenzen sind auch größere Bandbreiten machbar) ist, desto kleiner ist die erzeugbare Sendeleistung. Gleichzeitig mit der tiefenabhängigen Schwächung des Signals im Medium definiert die genutzte Sendefrequenz, sowohl die Auflösung als auch die Reichweite eines Bodenradars. Auch verbessert sich das vertikale Auflösungsvermögen durch eine größere relative Dielektrizitätszahl.

Die laterale bzw. horizontale Auflösung besagt, wie nah sich zwei seitlich benachbarte Objekte befinden dürfen, um noch im Radargramm unterschieden werden zu können. Sie hängt von der reflektierenden Fläche des Objekts ab und wird über die erste Fresnelzone charakterisiert. Die Antenne an der Erdoberfläche strahlt in einer Hauptkeule in den Erduntergrund aus und kann dort in einer Tiefe d nur eine bestimmte horizontale Fläche (footprint) registrieren. Die registrierbare Fläche (footprint) mit dem Radius r entspricht der ersten Fresnelzone und wird mit zunehmender Frequenz und Tiefe größer. Um zwei lateral benachbarte Objekte noch unterscheiden zu können, muss der horizontale Abstand mindestens gleich groß sein wie der Radius r der ersten Fresnelzone. [4]

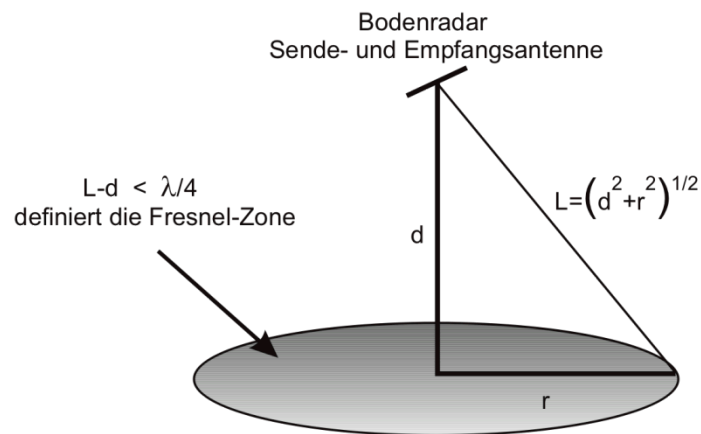


Abb. 3.8: Fresnel-Zone [4]

Ist der horizontale Abstand von zwei Zielobjekten kleiner als der erforderliche Mindestabstand, ist eine getrennte Detektion nicht möglich.

Der horizontale Mindestabstand definiert sich dann wie folgt:

$$\Delta R_h = \sqrt{\frac{\lambda \cdot d}{2} + \frac{\lambda^2}{16}} \quad (3.14)$$

So wird bei zunehmender Frequenz bzw. Tiefe die Fresnelzone immer größer und kleinere Objekte lassen sich schwieriger von andern Objekten unterscheiden. Dies bedeutet eine Verschlechterung der horizontalen Auflösung.

3.3.4 Reichweite

Die Reichweite eines Bodenradars beschreibt, bis zu welcher Tiefe man Zielobjekte detektieren kann und darf nicht mit der Eindringtiefe (skin depth) der elektromagnetischen Wellen des Radars verwechselt werden, welche eine definierte Größe des Mediums ist. Natürlich erreicht man eine größere Reichweite, je größer die Eindringtiefe ist.

Die Reichweite eines Bodenradars ist von folgenden Faktoren abhängig:

Leitfähigkeit:

Die elektrische Leitfähigkeit des Bodens ist für die Absorption des Signals maßgebend. Je höher die Leitfähigkeit des Untergrundes ist, desto stärker wirkt sich die Absorption aus. [3]

Frequenz:

Bei hohen Frequenzen werden kleinere Eindringtiefen erreicht und bei kleineren Nutzfrequenzen wird die Eindringtiefe erhöht, da durch die Leitfähigkeit bei höheren Frequenzen die Signaldämpfung stärker wird. [3]

Homogenität des Bodens:

Bei einem homogenen Untergrund (konstantes ϵ_r) werden höherer Reichweiten erzielt. Ein naturbelassener Untergrund hat weniger Signalstreuung zur Folge als ein künstlich aufgeschütteter Boden. [3]

Zielobjektart:

Das Material, die Größe und die Lage des zu ortenden Gegenstandes sind wesentlich für die erreichbare Detektionsreichweite. Große Objekte werfen ein relativ starkes Echosignal zurück. Geneigte Gegenstände reflektieren mehr zur Seite als zur Empfangsantenne. Metallische Objekte sind besser zu detektieren aber verbergen darunterliegende Reflektoren. [3]

Messmethode:

Durch eine gezielte Messmethodik bzw. Datenverarbeitung kann die Reichweite verbessert werden. Eine zeitabhängige bzw. tiefenabhängige Verstärkung des Echosignals ist eine Möglichkeit dafür (siehe Kap. 5.1). [3]

Material	Reichweite (m)
trockener Sand	5-10
sehr trockener Boden	2
Granit	20
Meerwasser	0
Süßwasser	4-6
gesättigter Sand	2-5
Schluff	2-3
feuchter Boden	1
Gestein	5-10

Tabelle 3.1. Detektionsreichweiten in der Praxis [3]

3.3.5 Radargleichung

Mit der Radargleichung lassen sich sämtliche Einflüsse auf die Leistungsfähigkeit des Bodenradars beschreiben. Sie definiert die empfangene Leistung in Abhängigkeit von der Sendeleistung, den Reflexionseigenschaften des Zielobjektes und der Entfernung zum Zielobjekt. Dabei sind Absorption und Reflexion die wesentlichsten Faktoren für die Signalverluste von Sender bis zum Zielobjekt und zurück. Die Absorption ist größtenteils von der Entfernung zum Zielobjekt und von der Arbeitsfrequenz abhängig. Von großer Bedeutung ist auch die Rückstreuquerschnitt F des Zielobjektes. [13]

Die Leistungsverluste V sind als Verhältnis der empfangenen Leistung zur gesendeten Leistung definiert:

$$V = \frac{P_E}{P_S} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_E G_S \frac{F}{(4\pi r^2)^2} e^{-4\alpha r} \quad (3.15)$$

P_E - empfangene Leistung [W]

P_S - gesendete Leistung [W]

- λ - Wellenlänge des gesendeten Signals [m]
 G_E - Antennengewinn der Empfangsantenne
 G_S - Antennengewinn der Sendeantenne
 F - Reflektionsfläche des Zielobjektes [m²]
 R - Entfernung zum Zielobjekt [m]
 α - Absorptionskoeffizient [neper/m]

Der Anteil $\frac{G_S}{4\pi r^2}$ drückt die von der Antenne ausgesendete Strahlungsdichte in der Entfernung r aus. Das vom Zielobjekt reflektierte Echosignal wird über den Rückstreuquerschnitt F beschrieben. Dieser Faktor ist einerseits von den Reflexionsverlusten des Zielobjekts und andererseits von dessen geometrischen Maßen abhängig. Die Absorptionsverluste durch den Weg vom Sender zum Zielobjekt werden über die Verluste $e^{-4\alpha r}$ charakterisiert. Die Ausbreitungsverluste vom Zielobjekt zum Empfänger sind durch den Faktor $\frac{1}{4\pi r^2}$ gegeben. Der tatsächliche Anteil der erfassten Echosignalenergie über die Empfangsantenne ist durch deren Antennenwirkfläche definiert: $\frac{\lambda^2}{4\pi} G_E \cdot [4]$

4 Antennen

Die Antenne ist eine wichtige Komponente und diktiert die Leistungsfähigkeit des Bodenradars. In diesem Kapitel wird eine Einführung in die verschiedensten Antennenkonzepte für Bodenradare gegeben. Dabei wird ein Überblick über die meistgenutzten Antennen für Impuls (Zeitbereich) – und FMCW (Frequenzbereich) Radare gemacht.

4.1 Abstrahlcharakteristik

Für die meisten kommerziellen Bodenradare werden als Empfangs- und Sendeanenne breitbandige Dipole verwendet. Ihre Eigenschaften werden durch die Abstrahlcharakteristik (räumliche Energieverteilung des Strahlungsfeldes der Antenne) beschrieben.

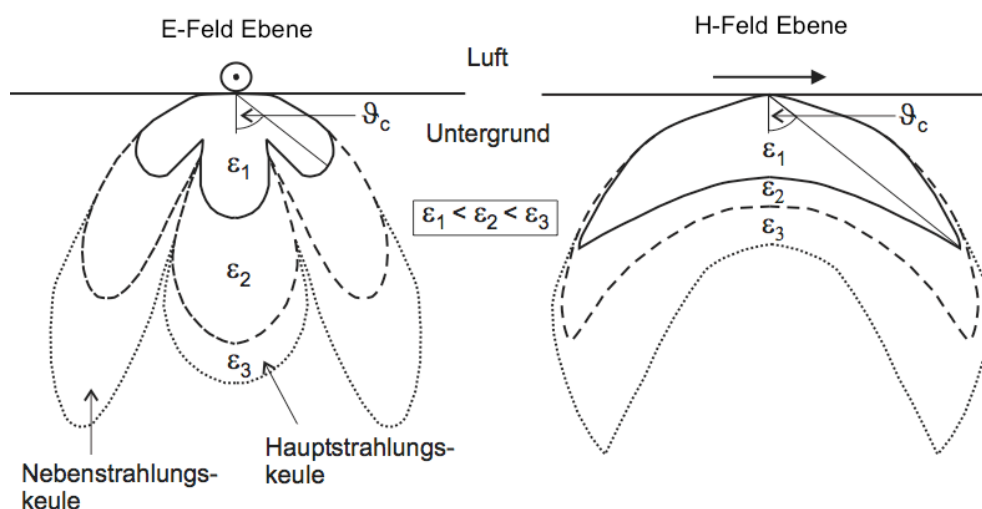


Abb. 4.1: Abstrahlcharakteristik eines Hertzschen Dipols an der Grenzfläche zwischen Luft und Untergrund [14]

Wie man in Abb. 4.1 sieht, wird die Energie nicht nur senkrecht in den Boden abgestrahlt, ein Teil der Energie wird auch seitlich abgestrahlt. Das führt dazu, dass in einem Radargramm (Antenne wird entlang einer Messstrecke bewegt) ein Störkörper als Hyperbel dargestellt wird (siehe Abb. 4.2).

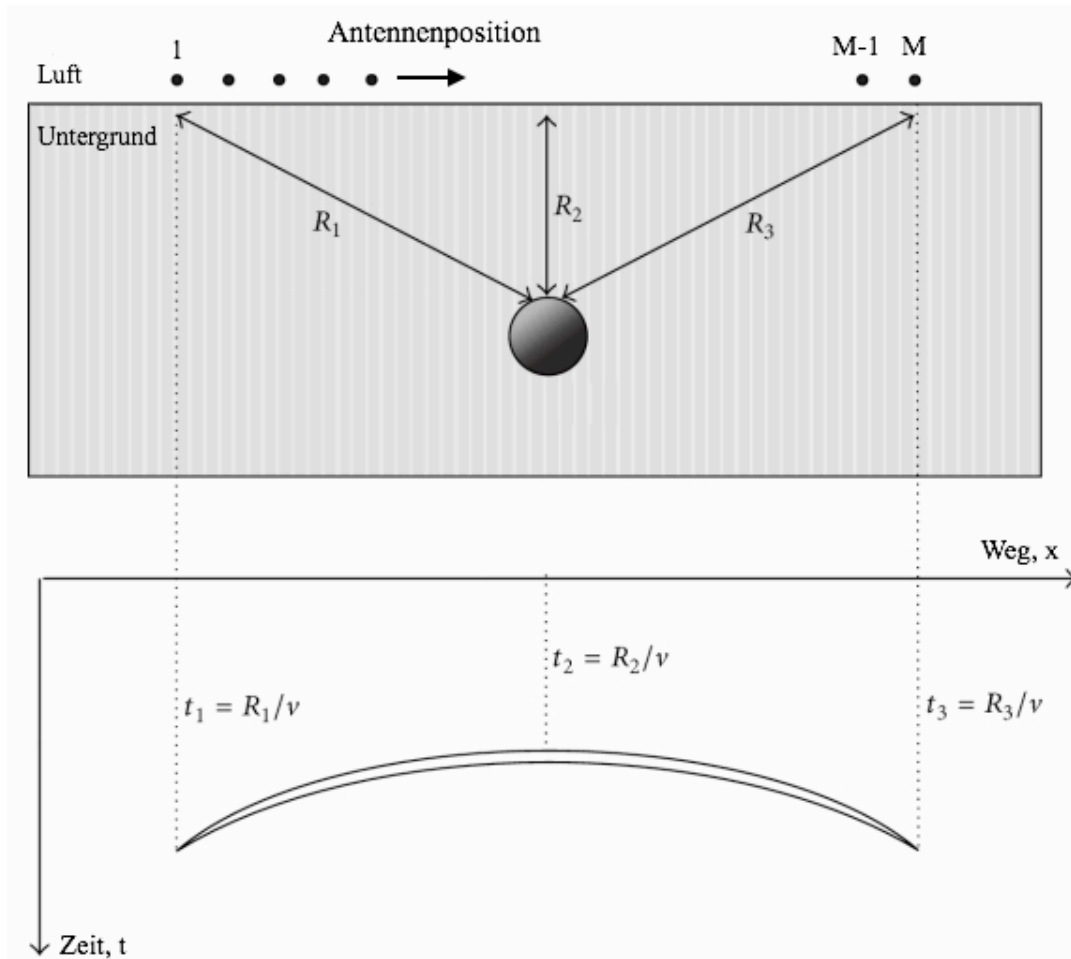


Abb. 4.2: Runder Störkörper als Hyperbel im Radargramm

4.1.1 Nahfeld und Fernfeld

In der Antennentechnik werden die erreichten räumlichen Abstrahlungszonen in Nahfeld und Fernfeld unterteilt. Dazu werden der Abstand zum Zielbereich r , die genutzte Wellenlänge λ und die größte Antennenabmessung D für die Unterteilung herangezogen.

Das Nahfeld befindet sich in der unmittelbaren Nähe der Antenne. Hier ist die übertragene Energie von der Antennengeometrie und der Entfernung zur Antenne abhängig. Außerdem kann die Antenne im Nahfeld nicht nur Energie ausstrahlen sondern auch speichern. [8]

Ab einer Entfernung $r \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ beginnt das Fernfeld. Im Fernfeld wird die Geometrie der Antenne nicht berücksichtigt und man geht von einer Punktquelle aus. [4]

Zu beachten ist, dass die berechneten Abstrahlcharakteristiken der Bodenradarantennen in der Literatur ausschließlich im Fernfeld definiert sind, jedoch ist anzumerken, dass sich die meisten zu messenden Objekte im Nahfeld der Antenne befinden. [8]

Wie aus der Abb. 4.1 ersichtlich, wird mit zunehmender Dielektrizitätszahl die gebündelte Strahlungsenergie größer. [4]

4.2 Antennen für einen Pulsradar

Antennen für gepulste Bodenradare müssen an die unterschiedlichsten Bodenbeschaffenheiten anpassbar sein. Um einen weiten Untergrundbereich zu erfassen sollten die Antennen breitbandige Eigenschaften besitzen um im Frequenzbereich des Bodenradars einsetzbar zu sein. Da die Impulse sehr kurz sind, ist auch eine kurze Impulsantwort der Antenne erforderlich, um eine Impulsverzerrung zu vermeiden. Eine Impulsverzerrung würde das Auflösungsvermögen des Radars beeinträchtigen. Durch die vielen Anforderungen kommen nur wenige Antennenarten für diese Anwendungen in Betracht.

4.2.1 Dipolantenne

Die meist benutzten Antennenarten für Flächenuntersuchungen sind Groundplane-Antennen, Dipole, Spreizdipole und Flächendipolantennen.

Normale Dipolantennen sind durch ihre geringe Richtwirkung und kleine Bandbreite nicht für den Bodenradar geeignet. [11]

Von großer Bedeutung ist eine entsprechende Anpassung zwischen Antenne und Boden. Der Boden und die Antennen bilden einen Resonanzschwingkreis und haben im Resonanzfall die maximale Energieübertragung. Durch sich ändernde Bodeneigenschaften (Nässe, Bodenarten) kommt es zu Fehlanpassungen und einer Modifikation der Antennenimpedanz. Durch das stetige Ändern der Antennenimpedanz kommt es zu einem so genannten Antennenklingeln. Dabei wird ein Teil des übermittelten Signals zurück in die Empfangsantenne gespeist. Durch die ständige Rückspeisung wird das Radargramm verfälscht. In der Sendevorrichtung wird der Sendepuls in den Impulsgenerator rückgespeist und es kommt zu einer Pulsverformung. Um diesem entgegen zu wirken, wird eine ohmsche Belastung der Antennen vorgenommen. Die Antennenenden werden jeweils mit einem Widerstand abgeschlossen bzw. es werden längs der Antenne nach außen zunehmende Widerstände angebracht. Dabei handelt es sich um eine konisch geformte Dipolantenne (siehe Abb. 4.3), die einer Signalarückkopplung entgegen wirkt und bei der sich die Strahlungscharakteristik über die Frequenz kaum ändert. [4]

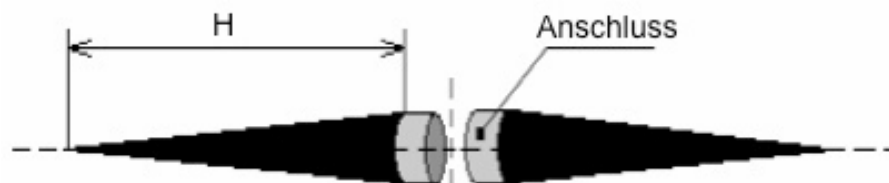


Abb. 4.3: Modifizierte Dipolantenne nach King und Wu [15]

Für diese Art von resistiv belasteten Antennen wird der Antennenwirkungsgrad η um 10% und für lange Antennen bis zu 40% vergrößert. [11]

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_a} \quad (4.2)$$

P_r - abgestrahlte Leistung [W]

P_a - absorbierte Leistung [W]

Der Widerstandsbelag entlang der Antenne kann wie folgt definiert werden [11]:

$$R(z) = \frac{R_0}{1 - \frac{z}{H}} \quad (4.3)$$

R_0 - Widerstandswert am Anschluss ($z=0$) [W]

H - Länge der Antenne [m]

z - Distanz entlang der Antenne [m]

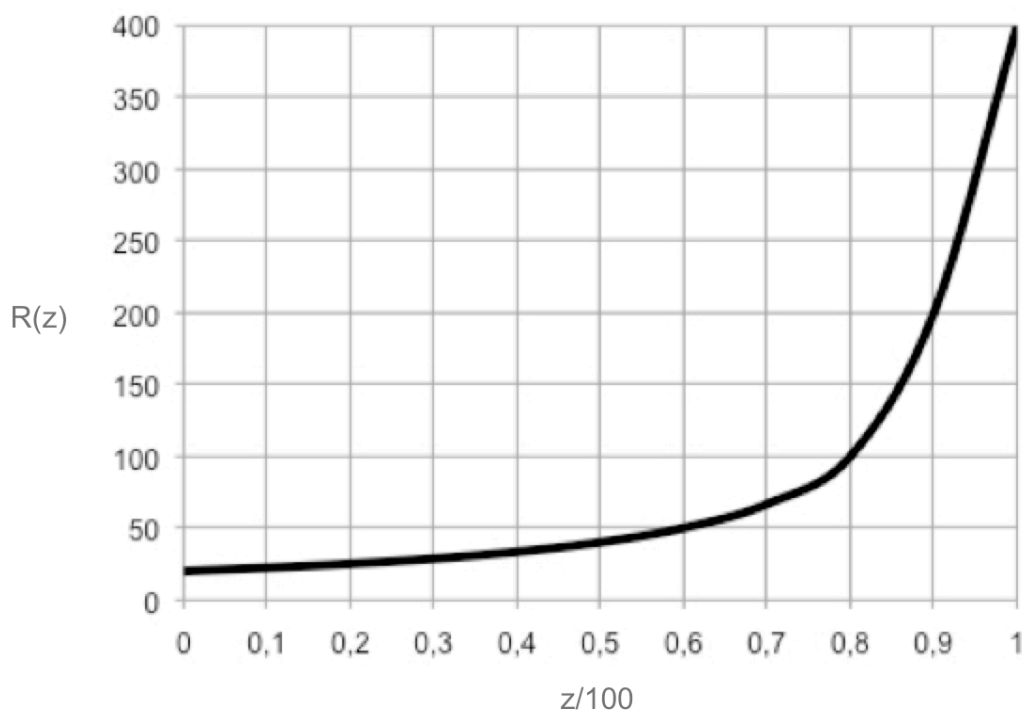


Abb. 4.4: Verlauf der resistiven Belastung anhand eines 200mm-Profil Antennenelements [11]

Eine weitere Möglichkeit die Bandbreite zu erhöhen, sind Matching-Netzwerke zur Impedanzanpassungen.

4.2.2 TEM-Hornstrahler

Hornstrahler sind durch ihre große Bandbreite und die lineare Polarisation sehr gut für Anwendungen mit einem Bodenradar geeignet. Ein wesentlicher Nachteil des TEM-Hornstrahlers ist, dass durch die innere Reflexion entstandene hin und her Pendeln des Sendepulses zwischen der Antennenapertur und dem Speisepunkt der Antenne. Je näher sich die Antenne zum Boden befindet, desto stärker wird das Antennenklingeln und dieses kann zu falschen Interpretationen im Radarogramm führen. Auch ist die starke Empfindlichkeit auf äußere elektro-magnetische Interferenzen und der große Kopplungsfaktor bei kleinen Abständen zwischen Sende- und Empfangsantenne weitere Nachteile des Hornstrahlers. [16]

Um diesen Nachteilen entgegen zu wirken, wurden speziell für den Bodenradar modifizierte TEM-Hornstrahler entwickelt. Dabei wird der Hornstrahler mit einem dielektrischen Material ausgefüllt. Das dielektrische Material in Form eines Keiles sollte eine annähernd identische Dielektrizitätszahl wie der zu untersuchende Untergrund besitzen, um die Kopplung zwischen Antenne und Boden zu verbessern. Die Metallplatten nehmen vom Speisepunkt in Richtung Antennenapertur nicht wie bei einem herkömmlichen TEM-Hornstrahler linear zu, sondern haben eine nichtlineare Form, wie man in Abb. 4.4 sehen kann. Diese nichtlineare Form verringert die inneren Reflexionen und erhöht die Bandbreite. Somit erreicht man eine Eingangsimpedanz von 50Ω am Einspeisepunkt und eine entsprechend höhere Impedanz an der Antennenapertur, die zu einer besseren Anpassung mit dem Erdboden führt. Von großer Bedeutung ist auch eine symmetrische Einspeisung in die zwei Platten, ansonsten würde auch der Antenneneingang als Energiestrahler fungieren. Um eine symmetrische Übertragung zu gewähren, wird ein Balun im Übergang zwischen unsymmetrischen Koaxialkabel und den beiden Platten eingesetzt. [17]

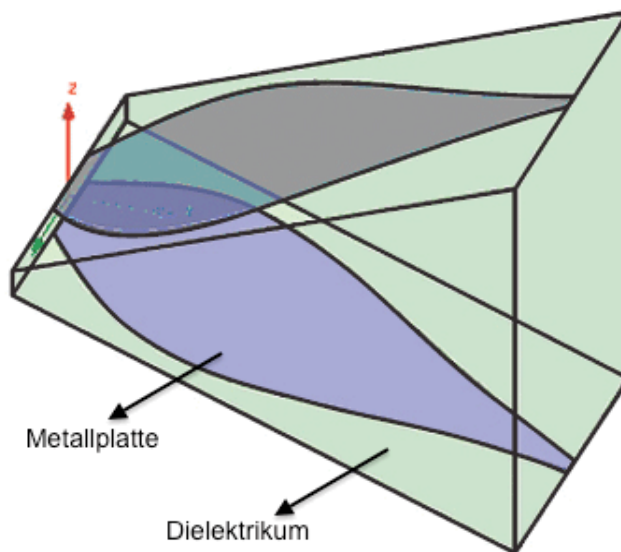


Abb. 4.5: Modifizierter TEM-Hornstrahler für Bodenradare [17]

4.2.3 Schmetterlingsdipol

Die breitbandigen Schmetterlingsdipole werden für Anwendungen mit einem Bodenradar im Frequenzbereich von 500 MHz bis 1GHz verwendet. Die Schmetterlingsdipole wirken sich wie Dachkapazitäten aus, die den Dipol elektrisch verlängern. Typisch werden Schmetterlingsantennen mit einer Länge von 35 cm und einem Öffnungswinkel α von 60° verwendet und erreichen einen Rückflussdämpfungsfaktor von über 10 dB. Auch beim Schmetterlingsdipol wird ein Widerstandsabschluss verwendet um das Antennenklingeln zu reduzieren. [11]

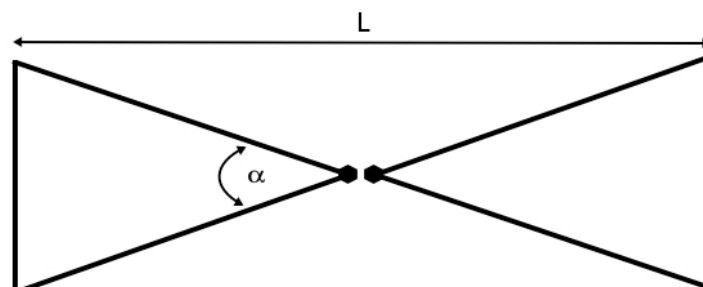


Abb. 4.6: Darstellung eines Schmetterlingsdipoles

4.3 Antennen für einen FMCW-Radar

Für in der Frequenzdomäne arbeitende Bodenradare (FMCW-Radar) sind die Betriebsbedingungen einfacher. Die Bandbreite der Antenne sollte dem genutzten Frequenzbereich des Bodenradars entsprechen.

4.3.1 Vivaldi-Antenne

Die Vivaldi-Antenne besitzt eine sehr große Bandbreite, die durch die geometrischen Maße der Antenne bestimmt wird. Die Größe der Aperturöffnung bestimmt die untere Grenzfrequenz und der Übergang zwischen Schlitz und Mikrostrip definiert die obere Grenzfrequenz. [11]

Die Vivaldi-Antenne besteht aus einem konisch geformten Schlitz mit einem kreisförmigen Abschluss ($d = \lambda/4$) zur Erweiterung der Bandbreite. Gespeist wird die Antenne über eine Mikrostripleitung in Richtung der engen Schlitzseite. Die Mikrostripleitung ist mit einer kreisförmigen Stichleitung als Abschluss breitbandig angepasst. Die Antenne besitzt eine lineare Polarisation und strahlt in Richtung der Schlitzverbreiterung aus. [8]

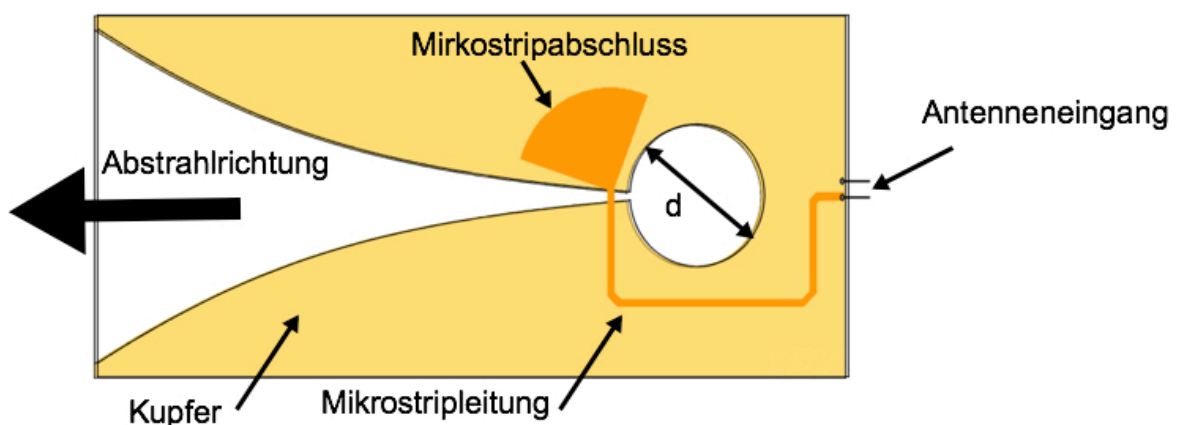


Abb. 4.7: Einfach Ausführung einer Vivaldi-Antenne [8]

Die wesentlichsten Vorteile einer Vivaldi-Antenne sind die einfache und geometrisch kleine Struktur. Deshalb ist dieser Antennentyp auch eine der kostengünstigen Möglichkeiten. Außerdem besitzt sie eine hohe Effizienz und einen großen Antennengewinn.

4.3.2 Spiralantenne

Die Spiralantenne wird als frequenzunabhängiges Element betrachtet und hat theoretisch eine unendlich große Bandbreite. Jedoch ist die Bandbreite durch den äußeren und inneren Durchmesser der Spirale begrenzt. Die untere Grenzfrequenz ist durch den äußeren Durchmesser begrenzt und die obere Grenzfrequenz durch den inneren Durchmesser gegeben. Die Polarisation der Spiralantenne ist zirkular und deshalb sehr gut geeignet zur Suche von zylindrischen Objekten oder Minen. Das Phasenzentrum ändert sich mit der Frequenz, weshalb der Einsatz nur bei FMCW-Bodenradaren möglich ist. Eine ohmsche Belastung der Antennenenden ist möglich, um Reflektionen bei niedrigen Arbeitsfrequenzen zu kompensieren. [18]



Abb. 4.8: flächig ausgeführte logarithmische Spiralantenne [18]

5 Visualisierung

In diesem Abschnitt wird ein kurzer Überblick der Datenverarbeitung von Bodenradardaten gegeben. Es wird der Umgang mit den Rohdaten einer Bodenmessung und die Möglichkeiten einer effizienteren Nutzung dieser Daten gezeigt. Weiter werden Visualisierungsmöglichkeiten in 2-dimensionalen und 3-dimensionalen Darstellungen aufgezeigt.

5.1 Datenverarbeitung

Das primäre Ziel der Datenverarbeitung ist es, die Nutzdaten aus den Störsignalen zurückzugewinnen. Dabei werden je nach Anwendungsgebieten verschiedene Verarbeitungsschritte durchgeführt. Ein typischer Verarbeitungspfad von Bodenradardaten wird in Abb. 5.1 veranschaulicht. Man sieht, dass sich je nach Anforderungsgrad der Verarbeitungszyklus ändert. Dies reicht von der Darstellung der reinen Rohdaten bis zu einer Transformation in Tiefeninformationen und elektromagnetischen Wellengeschwindigkeiten. [11]

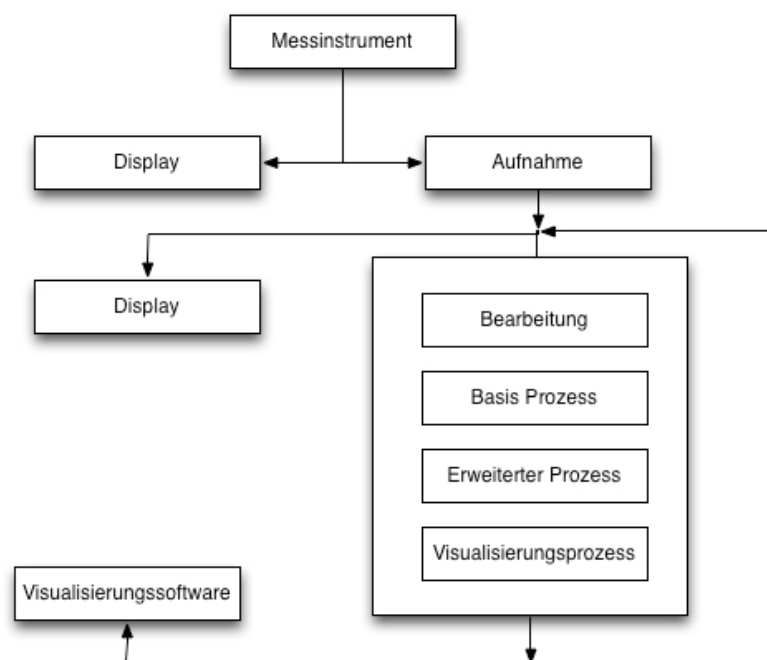


Abb. 5.1: Prinzipielle Datenverarbeitung von Bodenradardaten [11]

Der Verarbeitungsprozess stellt eine sich wiederholende Prozedur dar, bei der die Rohdaten die Prozessschleife mehrmals durchlaufen. [11]

Solche Signalverarbeitungsprozesse können folgende Prozesse enthalten:

Dewow-Filter:

Bei Bodenradarsystemen kann es aufgrund der räumlichen Nähe der Sende und Empfangsantennen (Antennenkopplung) zu einer Überlagerung von tieffrequenten Schwingungen mit der Radarspur kommen. Diese Auswirkung wird auch als wow-Effekt bezeichnet. Um diesem entgegen zu wirken, wird ein Dewow-Filter angewendet. Dabei wird bei jedem Abtastpunkt der Radarspur in einem definierten Zeitrahmen ein Mittelwert erfasst. Der Mittelwert wird dann vom jeweiligen Wert des Abtastpunktes abgezogen. [19]

Zeitabhängige Verstärkung (time gain):

Radarsignale nehmen mit zunehmender Tiefe ab und so sind Echosignale aus größeren Tiefen schwächer als solche aus seichteren Tiefen. Um die Echosignale aus unterschiedlichen Tiefen entsprechend im Radargramm darzustellen, wird eine zeitabhängige Verstärkung angewendet. Diese nichtlineare Verstärkung sollte so ausgelegt werden, dass nur die natürlichen Signaldämpfungen des Bodens ausgeglichen werden. [19]

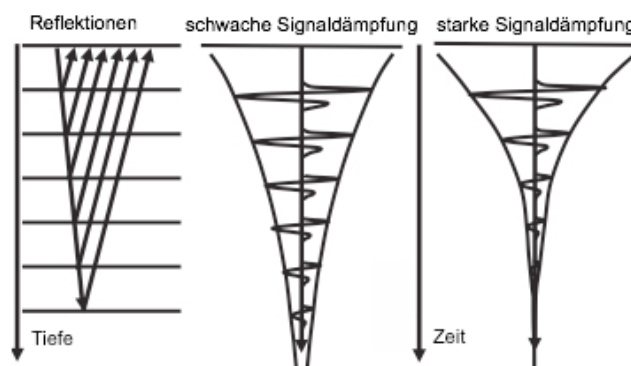


Abb. 5.2: Vergleich zwischen Echotiefe und Zeit [11]

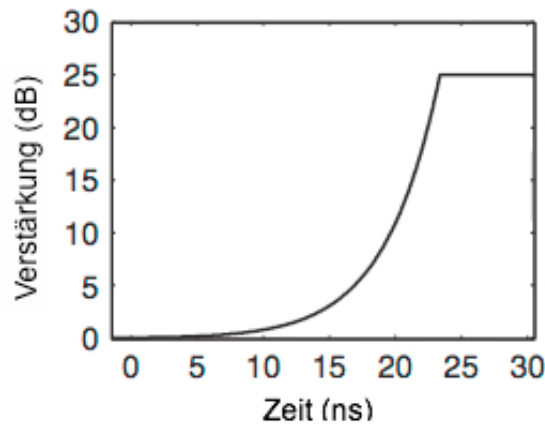


Abb. 5.3: zeitabhängiger Verstärkungsfaktor [11]

Migration:

Da die Sendeantenne des Bodenradars nicht nur senkrecht in den Boden strahlt, werden auch Objekte, die sich seitlich von der Antenne befinden, erfasst. Diese seitlichen Objekte sind als Diffraktionshyperbeln im Radargramm dargestellt. Das wesentliche Problem ist, dass stark geneigte Objekte falsche Lageinformationen im Radargramm liefern. Zum Ausgleich dieser Effekte wird eine Migration angewendet. Dabei werden diese Streueffekte räumlich ausgeglichen, um die Diffraktionshyperbeln wieder in ihre ursprüngliche Form umzusetzen. Für diese Operation muss die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle bekannt sein. [11]

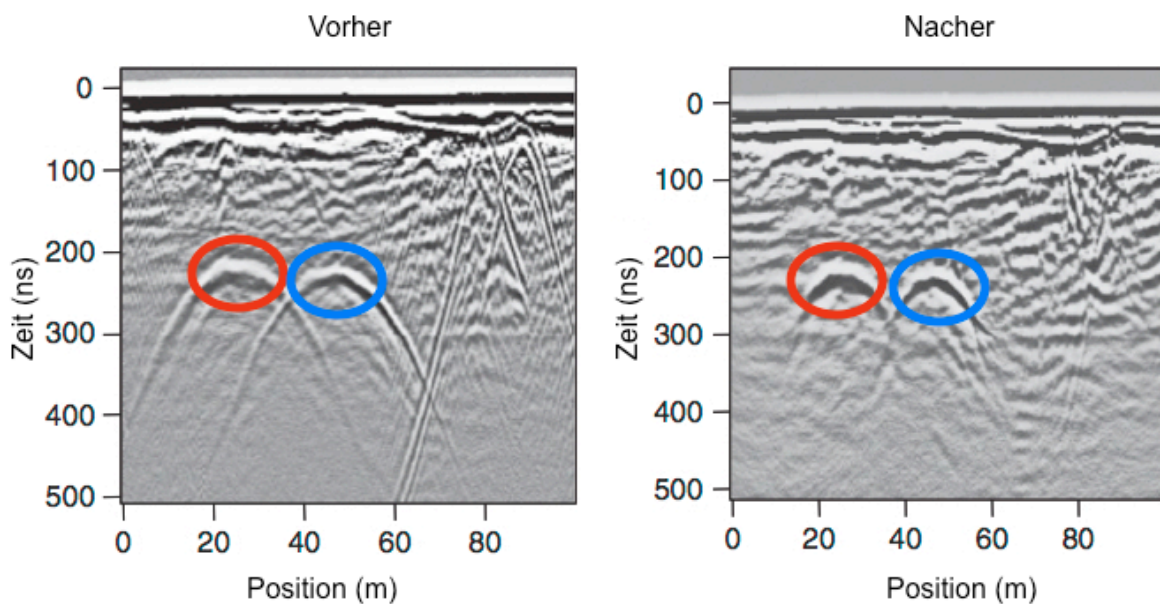


Abb. 5.4: Radargramm von einem 2-Röhren-Straßentunnel mit und ohne Migrationsprozess [11]

In Abb. 5.4 ist ersichtlich, dass die Größe bzw. die Ausdehnung der Tunnelröhren durch die Migration auf ihre ursprünglichen Umrisse angepasst wurde.

5.2 Zweidimensionale Darstellung

Die Visualisierungsmöglichkeiten eines Bodenradars haben sich mit den Jahren stark verändert. Zu Beginn der Bodenradartechnologie wurden einzelne vertikale Profile erfasst, die jedoch für einen Laien kaum zu interpretieren waren. Der nächste Schritt der Entwicklung war es, die einzelnen Radarprofile entlang eines Messweges nebeneinander zu legen. Jedoch traten aufgrund großer Abstände der einzelnen Profile Interpretationsschwierigkeiten zwischen den Profilen auf. Die nächsten Entwicklungsstufen stellten die Verkleinerung der Profilabstände sowie die Erzeugung horizontaler Schnitte dar. Diese horizontalen Schnitte werden auch als Zeit- bzw. Tiefscheiben bezeichnet. Durch diese horizontale Darstellungsart kann ein Zusammenhang der gewonnenen Ergebnisse mit bereits vorhandenen Grundrissen hergestellt werden. [1]

5.2.1 Tiefenmodell

Das Tiefenmodell ist die typischste Methode zur Visualisierung der Messergebnisse. Es werden vertikale Tiefschnitte entlang einer Messgeraden aufgenommen. Dabei wird die Amplitude des empfangenen Echosignals über die Signallaufzeit registriert. Durch das Aneinanderreihen der einzelnen Radarprofile ergibt sich ein sogenanntes Radargramm im Tiefschnitt. Die Amplitudenstärken werden in Graustufen oder in Farbe unterschieden. Mit dieser Methode ist eine entsprechende vertikale Betrachtungsform des untersuchten Untergrunds ersichtlich. Mit getrennten Sende- und Empfangsantennen sind auch Darstellungen aus unterschiedlichsten Winkeln realisierbar. In Abb. 5.5 lassen sich anhand der farblichen Unterschiede im Punkt B bzw. C eine Schichtgrenze, im Punkt E eine Diffraktion, die einem kleinen kugelförmigen Objekt entspricht und im Punkt D ein größeres Objekt erkennen. [3]

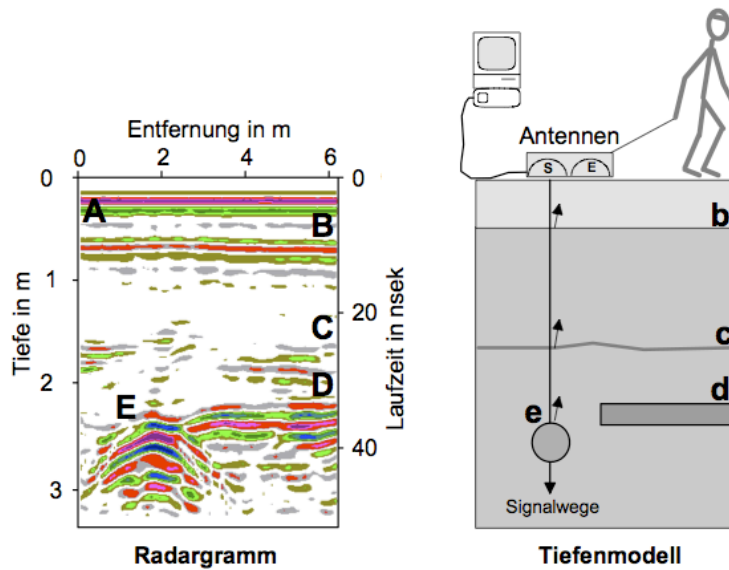


Abb. 5.5: Radarogramm im vertikalen Schnitt mit zugehörigem Untergrundmodell [3]

5.2.2 Zeitscheibenmodell

Bei einer flächenmäßigen Untersuchung wird eine große Anzahl von nebeneinander liegenden vertikalen Radarprofilen benötigt. Diese Radarogramme sollten sich in einem möglichst kleinen Abstand zueinander befinden, um eine entsprechende Auflösung zu erreichen. Aus den Radargrammdateien wird über einen rechnerischen Prozess ein Flächenschnitt berechnet. Die resultierende Zeitscheibe ist einer gewissen Tiefenangabe zugeordnet und die Wahl der Messtiefe ist variabel. Das Zeitscheibenmodell zeigt die detektierten Reflektoren in einer Grundrissdarstellung. Die Amplitudenstärken der Echosignale sind in Farben dargestellt und ermöglichen so die Darstellung der unterschiedlichsten Strukturen in einer bestimmten Tiefe. In Abb. 5.6 ist das Zeitscheibenmodell schematisch dargestellt und man sieht die nebeneinander gelegten Radargramme, die zu der berechneten Zeitscheibe führen. Die Abb. 5.7 zeigt eine Zeitscheibe in der Praxis und man kann erkennen, dass es sich bei den rot und schwarz gefärbten Stellen um starke Reflektionssignale handelt. [20]

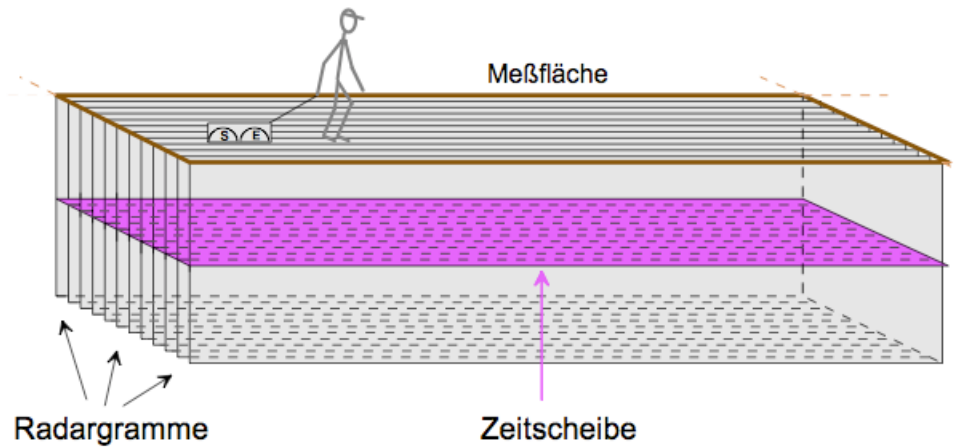


Abb. 5.6: Schema einer berechneten Zeitscheibe [3]

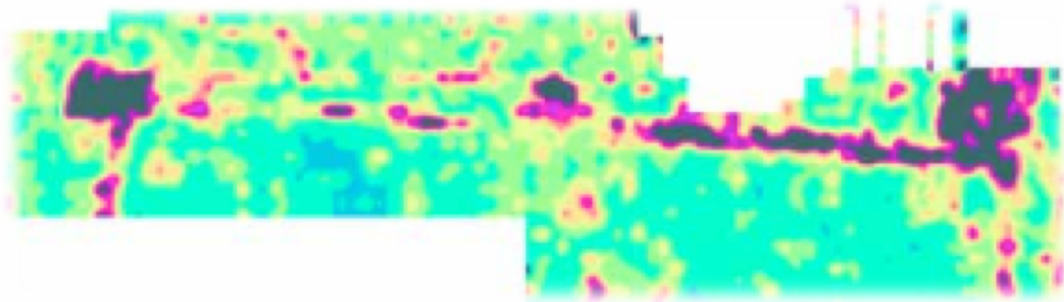


Abb. 5.7: Zeitscheibe einer untersuchten Fläche (Fundamentreste in 1m Tiefe) [3]

5.3 Dreidimensionale Darstellung

Ein wesentlicher Vorzug des Bodenradars ist die Möglichkeit, die untersuchten Strukturen in einer dreidimensionalen Darstellung abzubilden. Es werden in den meisten Fällen die Prozessprogramme der Seismik verwendet. Zur Darstellungsumsetzung in ein 3D-Format gibt es unterschiedliche Prozess- bzw. Messverfahren. In Abb. 5.8 sind drei realisierbare Messanordnungen dargestellt, um aus den Bodenradardaten eine entsprechende 3D-Darstellung zu gewinnen. [21]

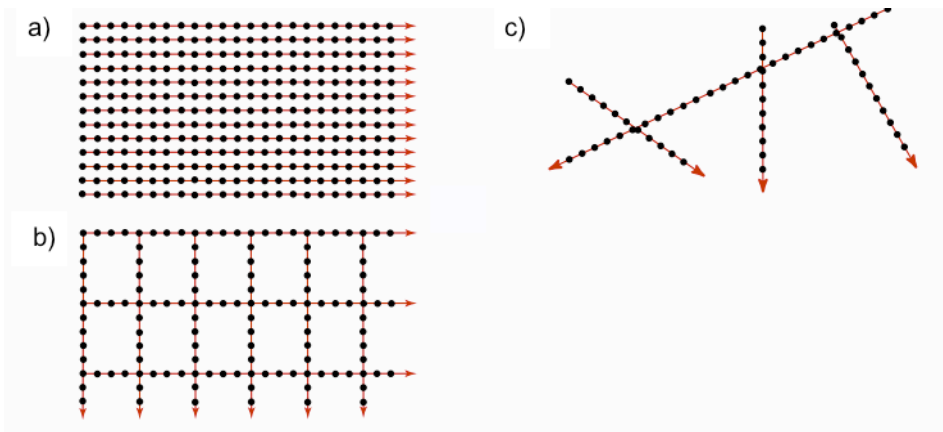


Abb. 5.8: Messanordnungsmöglichkeiten zur 3D-Darstellung [21]

In Messanordnung a) werden viele parallel liegende Radargramme benötigt. Der Nachteil dieser Anordnung ist, dass eine große Anzahl von Radargrammen mit dichter Messpunktanordnung (64-128) benötigt wird und dies wiederum einen großen Aufwand zur Folge hat. Eine Alternative, die dem großen Aufwand entgegenwirkt, sind die Messanordnungen b) und c). Dabei werden entlang der Messlinie viele Messpunkte dicht aufgenommen und weisen parallel zwischen den Radargrammen große Lücken auf. Um eine entsprechende Visualisierung zu gewährleisten, wird auf eine gleichmäßige Struktur interpoliert. Dies aber wiederum liefert eine schlechtere Qualität als die Messanordnung a). [21]

Bei der Visualisierung werden die einzelnen Schnitte zusammengelegt. Um eine Verdeckung zwischen den einzelnen Schnitten zu vermeiden und somit einen Zusammenhang zwischen den Radardaten zu erhalten, wird eine weitere Visualisierungsart eingefügt. Durch dieses Verfahren werden starke Reflektoren dreidimensional sichtbar gemacht. Dabei wird eine Farbskala angewendet, die die Grauwerte in eine anschauliche Farbendarstellung umwandelt. Die starken negativen Amplituden (schwarze Flächen) werden mit blauer Farbe wiedergegeben und die stark positiven Amplituden (weiße Fläche) in einer roten Farbe abgebildet. Die mittleren Amplituden bleiben in der Darstellung durchsichtig, um auch Strukturen die hintereinander liegen zu erkennen. Die negative und positive Amplitude beschreibt die Phasenverschiebung durch die bereits oben erwähnten Polarisationsmechanismen. [21]

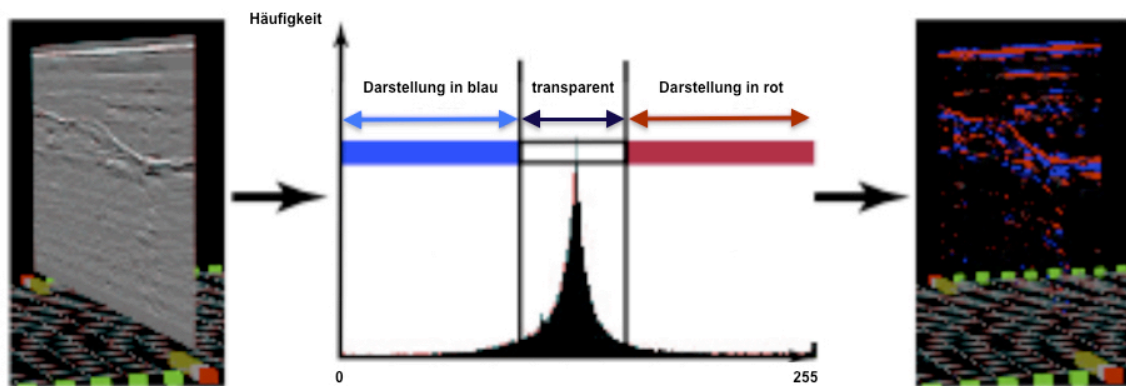


Abb. 5.9: Anwendung der Farbskala auf das graue Radargramm [21]

In Abb. 5.10 sieht man eine komplette 3D-Darstellung in der schon erwähnten Farbenansicht. Zur besseren Beschreibung wurden hier nur drei aufgenommene Radargrammschichten dargestellt und die restlichen Schnitte ausgeblendet. Die gelben Linien sind Zusatzeinstellungen und interpolieren den restlichen Reflektorverlauf. [21]

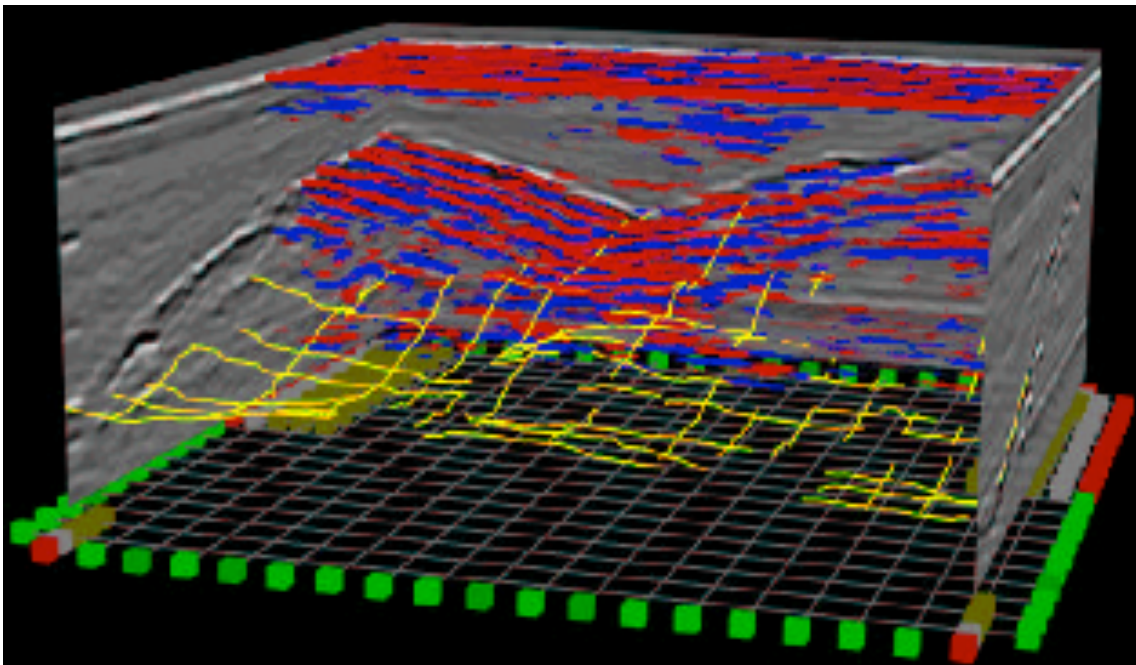


Abb. 5.10: Komplette Darstellung des 3D-Radargrammes [21]

6 Technische Entwicklung und Marktübersicht

Dieses Kapitel beschreibt die technische Entwicklung des Bodenradars seit seinen Anfängen vor rund 90 Jahren bis zu den heutigen Entwicklungen. Auch wird ein kleiner Ausblick in die neuesten Trends gegeben. Außerdem wird ein kurzer Überblick über am Markt verfügbare Geräte gegeben.

6.1 Technische Entwicklung

Die Entwicklung des Radars beginnt 1904, als Christian Hülsmeier das Patent („Verfahren um entfernte metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden“) anmeldet. Bei diesem Patent ging es um ein Gerät, das dem Benutzer meldet, wie sich ein metallischer Gegenstand (Zug, Schiff) annähert bzw. bewegt, indem elektromagnetische Strahlen gesendet und empfangen werden. Im Jahr 1910 haben Löwy und Leimbach ein Patent entwickelt, das Objekte im Erdboden detektiert. Dafür wurden Antennenpaare (Sende- und Empfangsantenne) in Bohrlöchern angelegt, um den Untergrund anhand der Dämpfungen zwischen den Antennenpaaren zu beschreiben. Nur ein Jahr später konnten die beiden eine Methode entwickeln, bei der die Antennen am Boden anliegen. Im Jahr 1926 hat Hülsenbeck dann das Pulsverfahren für das Bodenradar patentiert. [22]

Aber erst in den sechziger Jahren begann eine schnellere Entwicklung der Bodenradartechnik. So wurden erste Anzeigen mittels eines Oszilloskops mit dargestellter Radarspur realisiert. Später wurden die Informationen auf Papierstreifen aufgezeichnet, um zusammenhängende Radarprofile direkt vor Ort zu analysieren. Weitere Datenverarbeitungen waren erst möglich, als die ersten digitalen Systeme auf den Markt gekommen sind. Damit war es möglich, die aufgezeichneten Daten weiter zu verarbeiten (z.B. Zeitscheibenmodell) und somit auch größere Flächen zu erforschen. [1]

In den letzten Jahren konzentrierte sich die Entwicklung überwiegend auf die Verbesserung der Visualisierungsmöglichkeiten (3D-Visualisierung). Auch ging der Trend in Richtung Bodenradar mit GPS-Positionierungsunterstützung. Dabei kann das GPS für präzise Messwege oder zur leichteren Wiederfindungen der gemessenen Fläche (präzise Rekonstruktion der Messung) genutzt werden.

Hier ein Beispiel der Entwicklung anhand von Bodenradargeräten der Firma GSSI:

	GSSI SIR-8	GSSI SIR-10A	GSSI SIR-20	GSSI SIR-4000
Markteinführung	1982	1991	2001	2014
Messung pro sek.	ca. 25	ca. 100	ca. 800	ca. 16000
Datenerfassung	Aufzeichnung auf Papier	Bildschirm	Bildschirm	Bildschirm mit möglicher 3D-Darstellung
Datenspeicherung	Magnetband	Magnetband	Festplatte	Festplatte
Datenverarbeitung im Feld	keine	einfache Verfahren (z.B. Filter)	Voll Datenverarbeitung (integr. Notebook)	Voll Datenverarbeitung (integr. Notebook)

Tabelle 6.1. Geräteentwicklung der Firma GSSI [2]

6.2 Zukünftige Entwicklung

Wie in Kapitel 6.1. beschrieben, erfolgte eine enorme Entwicklung des Bodenradars seit seinen Anfängen und es ist davon auszugehen, dass diese Entwicklung auch in Zukunft weiter gehen wird. In diesem Abschnitt werden einige Entwicklungstrends vorgestellt.

Ein sehr interessanter Trend geht in Richtung Handheld-Geräte (kleine tragbare Geräte). Ein Beispiel ist das Miniaturgerät StructureScan Mini von GSSI, das speziell zur Untersuchung von Beton entwickelt wurde. Damit ist es möglich, Bewehrungsstahl, Rohrleitungen, Kabel und Hohlräume im Beton zu detektieren. Der StructureScan Mini erreicht Detektionsreichweiten bis maximal 40 cm und stellt die Ergebnisse in Echtzeit (2D oder 3D) dar. Durch seine geringe Größe lassen sich kleine Flächen untersuchen und somit ist das Gerät speziell für Vorarbeiten in der Bauindustrie (Brückenbau, Haussanierungen) geeignet.

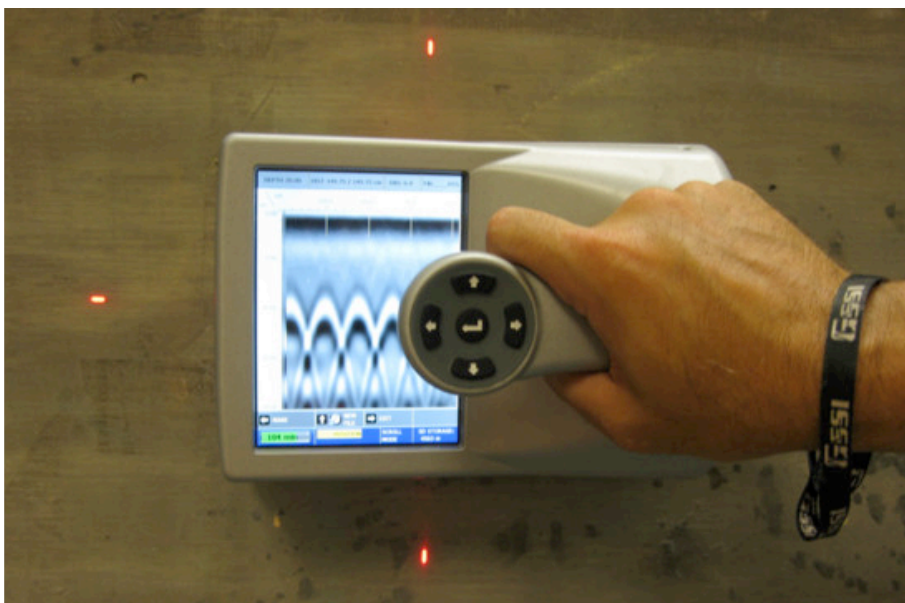


Abb. 6.1: Handheld Bodenradar StructureScan Mini an einer Betonwand
(Foto: www.forconstructionpros.com)

Einen weiteren Entwicklungstrend gibt es bei den Auswertungsprogrammen. Besonders interessant sind Programme für Tablets, da diese klein und handlich sind. Dabei handelt es sich um vollautomatische Datenauswertung, die prinzipiell auch von Laien bedient werden können, doch die schlussendliche Auswertung sollte von einem Fachmann erfolgen. Solch eine Software kann sehr nützlich bei bekannten Materialien (z.B. Beton) sein, da etablierte Vorgehensweisen angewandt werden können und somit dem Fachmann ein Teil der Arbeit abgenommen wird. Ein Nachteil ist, dass die Kompatibilität nur mit einem Gerät gewährleistet ist. Ein Beispiel dafür liefert die Firma OKM mit ihrem Gepard GPR. Dieses flexible Bodenradar bietet die Möglichkeit erfasste Messdaten per Android-Tablet zu verar-

beiten und zu visualisieren. Die Tablet-Applikation beinhaltet einen Messassistenten (Schritt-für-Schritt Anweisungen), 2D- und 3D-Darstellung der Messergebnisse und einen GPS-Assistenten (Speicherung von Koordinaten).

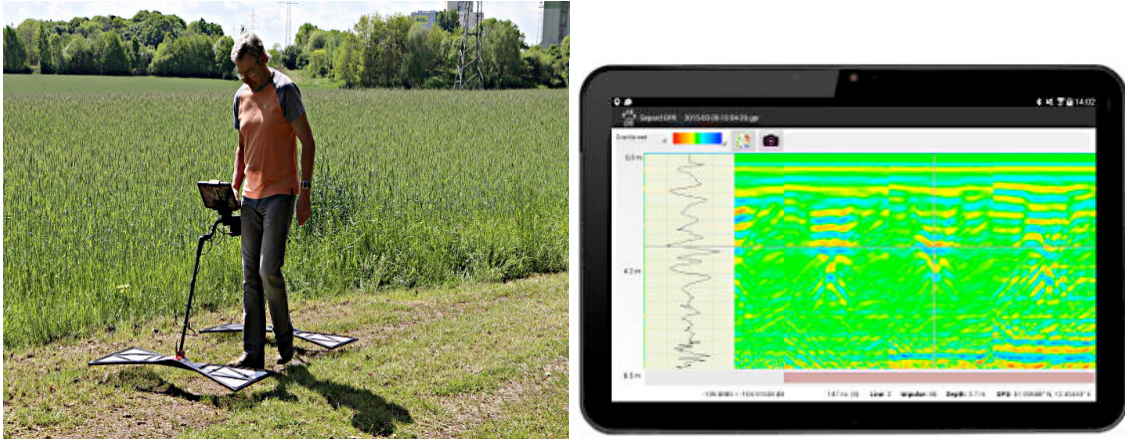


Abb. 6.2: Gepard GPR mit Tablet als Verarbeitung- und Visualisierungseinheit (Foto: www.ground-radar-gpr.com)

Auch geht die Entwicklung in Richtung, größere Flächen in kürzerer Zeit zu messen. Dabei werden Antennenarrays eingesetzt. Dies bedeutet dass, mehrere Antennenpaare angebracht werden und mit einem Fahrzeug über die untersuchende Fläche bewegt werden. Zum Zweck der 3D-Darstellung messen ein Teil der Antennen in Fahrtrichtung und der andere Teil quer zur Fahrtrichtung (X-Y-Ausrichtung). Ein zu beachtender Faktor ist die Messgeschwindigkeit (Geschwindigkeit des Fahrzeuges). Diese ist an die zu verarbeitende Hardwarekomponente anzupassen. Das heißt, dass bei größerer Messgeschwindigkeit weniger Messungen pro Meter aufgenommen werden können. In der Zukunft liegt das Potential durch bessere Hardware eine größere Messgeschwindigkeit bei gleicher Anzahl der Messung pro Meter zu erreichen.



Abb. 6.3: Antennenarray-System der Firma 3d-Radar aus Norwegen mit einem Traktor gezogen (Foto: www.3d-radar.com)

6.3 Marktübersicht

Der europäische Markt ist ziemlich klein und konzentriert sich auf folgende Hauptzielgruppen:

- Bauingenieure
- Architekten
- Umweltschützer
- Archäologen
- Polizeikräfte
- Militär

Es bestehen in der Branche viele kleine Vermessungsunternehmen, weshalb eine genaue Schätzung der Gesamtumsätze durch Bodenradare schwierig ist. Es wird geschätzt, dass höchstens 3000 bis 4000 Geräte weltweit im Einsatz sind und davon weniger als 50% in Europa. Es wird prognostiziert, dass die Gesamtanzahl in Europa auf 3000 bis 4000 Geräte in den nächsten 10 Jahren steigen könnte. Die

wird auch durch die immer größere Akzeptanz des Bodenradars bei den nicht-invasiven Untersuchungsmethoden belegt. [24]

Der wirtschaftliche Gesamteindruck sollte nicht durch die Größe des Marktes gemacht werden, sondern viel mehr mit den Einsparungen, die durch das Anwenden mit dem Bodenradar in den verschiedenen Einsatzgebieten erreicht werden. So schätzen die Branchenexperten, dass durch eine breitere Einführung der Technik eine signifikante Reduktion der Gesamtkosten bei größeren Projekten ermöglicht werden könnten. [24]

Zur Veranschaulichung der oben erläuterten Daten, werden im folgenden einige, der am häufigsten genutzten Bodenradarmodelle in der Praxis, vorgestellt:

KS-700:

Das Bodenradar KS-700 wurde von der deutschen Firma KS Analysis entwickelt. Dieses Gerät ist eines der wenigen FMCW-Bodenradare und wurde speziell zur Ortung von alten Kellern, Stollen und Tunneln konzipiert. Es arbeitet mit fest verbauter Sende- und Empfangsantenne und kann in festen und trockenen Gesteinen bis zu einer Tiefe von 40 Metern Objekte bzw. Schichtgrenzen erkennen. Der Preis dieses Gerätes liegt bei etwa 14.500 € (ohne Notebook).

GSSI SIR 3000:

Das Gerät SIR 3000 von GSSI ist ein leichtes und handliches Bodenradar. Es wird zur Untersuchung von Beton, in der Archäologie und bei Minenräumungen eingesetzt. Dieses Pulsradar wird ohne Antenne angeliefert, kann aber jede Antenne der Firma GSSI verwenden. Das SIR 3000 arbeitet je nach Antenne in einem Frequenzbereich von 100 MHz bis 2,6 GHz und kostet auf dem Markt etwa 40.000 €.

7 Zusammenfassung

Das Bodenradar bietet eine zerstörungsfreie Methode, um verschiedene Materialien zu untersuchen. Dabei werden elektromagnetische Wellen in das Medium bzw. den Boden ausgesendet und die an den Materialgrenzen reflektierten Signale erfasst. Die wichtigsten Faktoren sind die relative Dielektrizitätszahl und die Leitfähigkeit des zu untersuchenden Materials. Die relative Dielektrizitätszahl ist ein Maß für die Polarisierbarkeit des Mediums und bestimmt die Ausbreitungsgeschwindigkeit innerhalb des Materials. Der Faktor Leitfähigkeit ist für die Signaldämpfung verantwortlich und kann bei sehr hohen Werten eine Messung fast unmöglich machen. Über den Reflexionskoeffizienten wird definiert, wie viel Energie an der Materialgrenze reflektiert wird. Eine wichtige Komponente ist die Antenne, bei der darauf zu achten ist, dass sie auch seitlich abstrahlt, und somit Objekte in Form von Hyperbeln dargestellt werden. Ferner gibt es eine Auswahl von unterschiedlichen Antennentypen, die man in Kategorien (Impuls- und FMCW-Radar) unterteilen kann. Eine wesentliche Qualitätseigenschaft ist die Visualisierung der Ergebnisse. Dazu gehört auch eine Verarbeitung (Verstärkung, Filter, Migration) der Rohdaten, um entsprechend die Visualisierung bzw. die Interpretation der Ergebnisse zu verbessern. Die Darstellung lässt sich in 2D (Tiefenmodell und Zeitscheibenmodell) oder 3D realisieren. Um ein solches Radargramm zu erstellen, sind mehrere Messungen entlang einer Messstrecke bzw. Messanordnung (X-Y) notwendig. Die technische Entwicklung des Bodenradars erfährt seit Jahre eine enorme Steigerung. So wurden in den letzten Jahren vor allem die Darstellungsmöglichkeiten (3D) weiter entwickelt. Auch geht der Trend immer mehr zu kleineren Geräten, die auch für den Laien bedienbar sind.

Die wichtigsten Vorteile der Untersuchungsmethode mit dem Bodenradar sind das enorme Auflösungen erreicht werden können. Je nach verwendeter Antenne sind heutzutage Auflösungen im Zentimeterbereich machbar. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit, Medien in einer dreidimensionalen Darstellung zu erfassen. Auch lassen sich große Flächen in geringer Zeit mit dem Bodenradar ausmessen. [1]

Eine große Verbesserungsmöglichkeit des Bodenradars liegt darin, den starken Einfluss des Feuchtigkeitsgehaltes in den zu untersuchenden Materialien zu minimieren. Denn je größer die Feuchtigkeit, desto stärker werden die elektromagnetischen Wellen absorbiert. So sind lehmige Böden kaum messbar. Ein weiterer Verbesserungsbedarf steckt in den großen Datenmengen, die während der Messung entstehen und somit eine gute Hardware und Software für die Signalverarbeitung erfordern. [1]

Jedoch bietet das Bodenradar eine der besten Möglichkeiten zur zerstörungsfreien Untersuchung der verschiedensten Materialien. So lassen sich Planungsphasen (z.B. Untersuchung eines Baugrundes) schneller abschließen. Auch lassen sich zusätzlicher Arbeitsschritte (z.B. Ausgrabungen, Bohrungen) durch die zerstörungsfreie Methode des Bodenradars vermeiden. Durch den reduzierten Arbeitsaufwand werden auch Kosten und Zeitbedarf verringert.

8 Literaturverzeichnis

- [1] Jürg Leckebusch:
„ Die Anwendung des Bodenradars (GPR) in der archäologischen Prospektion – 3D-Visualisierung und Interpretation “,
VML, (2001).
- [2] Dipl.-Geophysiker Johannes Hugenschmidt:
„ Zuverlässigkeit und Genauigkeit von Georadar-Ergebnissen auf Betonbrücken “,
Forschungsauftrag, EMPA Dübendorf, Abteilung Strassenbau/Abdichtungen, 2005
- [3] „ Das Georadar “,
Gesellschaft für Geophysikalische Untersuchungen, MBH Karlsruhe
- [4] Dipl.–Phys. Carsten Albert Alteköster:
„ Untersuchung zur Reproduzierung von Bodenradarmessung “,
Dissertation, Mathematisch-Naturwissenschaftliche Fakultät Bonn
Rheinische Friedrich-Willhelms-Universität Bonn, 2004
- [5] Steffen Sperner:
„ Untersuchung zu Auflösung von dünnen Schichten mit dem Radar-Reflexionsverfahren “,
Diplomarbeit, Institut für Angewandte Geowissenschaften II Fachgebiet Angewandte Geophysik, Technische Universität Berlin, 1999
- [6] Klaus Knödel:
„ Geophysik- Handbuch zur Erkundung des Untergrundes von Deponien und Altlasten - Band 3 “,
Springer Verlag, 1997
- [7] Jürgen Göbel:
„ Radartechnik: Grundlagen und Anwendungen 2. Vollständig überarbeitete Auflage “,
VDE Verlag, (2010).
- [8] Christian Wolff:
„ Radartutorial “, radartutorial.eu, (1997).

- [9] Dipl.-Ing.(FH) Daniel Buchenhorst:
„Anwendung von Radiowellen zur Erwärmung von Adsorbentien und Katalysatoren“,
Dissertation, Mathematisch-Naturwissenschaftliche Fakultät, Martin-Luther-Universität Halle-Wittenberg, August 2005
- [10] DI C.Dauberschmidt, DI J.Warkus, Prof.Dr.Ing. M.Raupach:
„Zerstörungsfreie Zustandsanalyse von Ortbetongewölben mit Impulsradar“,
Institut für Bauforschung Aachen, RWTH Aachen
- [11] Harry M.Jol:
„Ground Penetrating Radar Theory and Applications“,
Elsevier Verlag, 2008
- [12] Hans-Rolf Tränkler, Leonhard Reindl:
„Sensortechnik: Handbuch für Praxis und Wissenschaft“,
Springer Verlag, 1998
- [13] Ir. Wahyudi Widyatmoko Parnadi, MSc.:
„Kennwert-Schätzung aus Georadar-Transmissionsdaten“,
Dissertation, Fakultät für Geowissenschaften, Geotechnik und Bergbau der Technischen Universität Freiberg, 2001
- [14] Klaus Wollny:
„Die Natur der Bodenwelle des georadar und ihr Einsatz zur Feuchtebestimmung“,
Herbert Utz Verlag, 1999
- [15] Zdenek Reznicek, Zbynek Raida:
„Quadric Resistive Sheet Profile for Wideband Antennas“,
Dept. Of Radio Electronics, Brno University of Technology
- [16] Alexander Yarovoy, Alexander Schukin, Igor Kaploun, Leo Ligthart:
„The Dielectric Wedge Antenna“,
IEEE transactions on antennas and propagation, Oktober 2002
- [17] Boon-Kuan Chung, Thian-Po Lee:
„UWB Antennas Assists Ground-Penetrating Radar“,
Microwaves and RF, Dezember 2008

- [18] Andrea Benedetto, Lara Pajewski:
„Civil Engineering Applications of Ground Penetrating Radar“,
Springer Verlag, 2015
- [19] Christian Salat.:
„Auswertung von Georadarmessungen auf Lockersedimenten des Rio Palancia
(Spanien)“,
Dissertation, Fachbereich Geowissenschaften, Johann Wolfgang Goethe –
Universität Frankfurt am Main, 2010
- [20] Univ. Prof. Dr.-Ing. Nabil A. Fouad:
„Bauphysik Kalender 2012“,
Ernst & Sohn, 2012
- [21] Björn Zehner:
„Anwendung immersiver Visualisierungssysteme zur Exploration geophysikalischer
und geologischer Daten“,
Dissertation, Mathematisch-Naturwissenschaftliche Fakultät,
Bonn Rheinische Friedrich-Willhelms-Universität Bonn, 2002
- [22] Andreas Jung:
„Untersuchung operativer Eigenschaften von Bodenradarsystemen: Zuverlässigkeit
der Messdaten und Abstrahlcharakteristiken der Antennen“,
Diplomarbeit, Institut für Geophysik und Meteorologie, Technische Universität
Braunschweig, 2000
- [23] Christian Fischer:
„Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden“,
Dissertation, Fakultät für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität
Karlsruhe (TH), 2003
- [24] ETSI:
„ETSI Standard ETSI TR 101 994-2 V1.1.2“,
Standard – Technischer Report, European Telecommunications Standards Institute,
2008

9 Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1: Prinzip eines Bodenradars [1].....	3
Abb. 1.2: Einzelspur des Radarprofils mit Strahlenverlauf der Wellen.....	4
Abb. 1.3: Zusammensetzung der einzelnen Profile [2].....	5
Abb. 2.1: Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätszahl und die verschiedenen Polarisationsmechanismen bei Wasser. [4]	11
Abb. 3.1: Frequenzvergleich zw. Sende (rot) - und Empfangsignal (grün) [8]	21
Abb. 3.2: Blockschaltbild FMCW-Bodenradar [11].....	23
Abb. 3.3: FMCW-Signal mit den Momentanfrequenzen (f_1 , f_2) zum Zeitpunkt t_1 [11]	24
Abb. 3.4: Zeitdiagramm eines Impulsradars [8].....	26
Abb. 3.5: Blochschartbild eines Impulsradars [11].....	27
Abb. 3.6: Äquivalenzabtastung.....	29
Abb. 3.7: Rayleigh-Kriterium der vertikalen Auflösung.....	31
Abb. 3.8: Fresnel-Zone [4].....	33
Abb. 4.1: Abstrahlcharakteristik eines Hertzschen Dipols an der Grenzfläche zwischen Luft und Untergrund [14]	37
Abb. 4.2: Runder Störkörper als Hyperbel im Radargramm.....	38
Abb. 4.3: Modifizierte Dipolantenne nach King und Wu [15].....	40
Abb. 4.4: Verlauf der resistiven Belastung anhand eines 200mm-Profil Antennenelements [11]	41
Abb. 4.5: Modifizierter TEM-Hornstrahler für Bodenradare [17].....	43
Abb. 4.6: Darstellung eines Schmetterlingsdipoles	43
Abb. 4.7: Einfach Ausführung einer Vivaldi-Antenne [8]	44
Abb. 4.8: flächig ausgeführte logarithmische Spiralantenne [18]	45
Abb. 5.1: Prinzipielle Datenverarbeitung von Bodenradardaten [11]	46
Abb. 5.2: Vergleich zwischen Echotiefe und Zeit [11]	47
Abb. 5.3: zeitabhängiger Verstärkungsfaktor [11]	48
Abb. 5.4: Radargramm von einem 2-Röhren-Straßentunnel mit und ohne Migrationsprozess [11].....	48
Abb. 5.5: Radargramm im vertikalen Schnitt mit zugehörigem Untergrundmodell [3]	50

Abb. 5.6: Schema einer berechneten Zeitscheibe [3]	51
Abb. 5.7: Zeitscheibe einer untersuchten Fläche (Fundamentreste in 1m Tiefe) [3]	51
Abb. 5.8: Messanordnungsmöglichkeiten zur 3D-Darstellung [21]	52
Abb. 5.9: Anwendung der Farbskala auf das graue Radargramm [21]	53
Abb. 5.10: Komplette Darstellung des 3D-Radargrammes [21]	53
Abb. 6.1: Handheld Bodenradar StructureScan Mini an einer Betonwand	56
Abb. 6.2: Gepard GPR mit Tablet als Verarbeitungs- und Visualisierungseinheit (Foto: www.ground-radar-gpr.com).....	57
Abb. 6.3: Antennenarray-System der Firma 3d-Radar aus Norwegen mit einem Traktor gezogen (Foto: www.3d-radar.com)	58

10 Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1. Wertetabelle bei 100 MHz [6]	16
Tabelle 3.1. Detektionsreichweiten in der Praxis [3]	35
Tabelle 6.1. Geräteentwicklung der Firma GSSI [2].....	55