

Aus dem Institut für Technologie und Biosystemtechnik

Wolfgang Paul
Hermann Speckmann

**Radarsensoren : neue Technologien zur präzisen
Bestandsführung ; T. 1, Grundlagen und Messung der
Bodenfeuchte**

Veröffentlicht in: Landbauforschung Völkenrode 54(2004)2: 73-86

Braunschweig
Bundesforschungsanstalt für Landwirtschaft (FAL)
2004

Radarsensoren: Neue Technologien zur präzisen Bestandsführung

Teil 1: Grundlagen und Messung der Bodenfeuchte

Wolfgang Paul und Herrmann Speckmann¹

Zusammenfassung

In der Radartechnik wurden in den letzten Jahren bemerkenswerte Fortschritte hin zu kleinen Geräten mit äußerst geringen Strahlungsstärken erreicht. Solche modernen Radarsysteme bieten die Möglichkeit, Daten über den Abstand, die Geschwindigkeit und die Eigenschaften eines Objektes berührungslos zu erfassen. Insbesondere die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten in der Automobiltechnik mit ihren enormen Stückzahlen lassen diese Sensoren immer preiswerter und leistungsfähiger werden. Für die Landtechnik werden deshalb diese sich entwickelnden Technologien im Sinne der Nutzung für eine präzise Pflanzenproduktion evaluiert.

Im Einzelnen wird deshalb im Beitrag auf die Messung der Laufzeit eines Signals, einer möglichen Frequenzverschiebung und der Verluste in der Leistungsdichte eingegangen. Das rückgestrahlte Signal wird durch Effekte wie Spreizung, Dämpfung, Reflexion und Streuung beeinflusst. Die Mehrzahl der Beeinflussungen wird durch die Permittivität (dielektrischen Eigenschaften) eines Mediums hervorgerufen. Luft und Wasser haben gegenüber anderen Substanzen herausragende Permittivitätseigenschaften.

Für die beispielhaft genommene Bestimmung der Bodenfeuchte müssen alle Einflüsse bilanziert werden. Bei entsprechendem Versuchsaufbau ergeben sich Möglichkeiten, Störeinflüsse zu eliminieren und zu einfachen Beziehungen zur Messung der Bodenfeuchte zu kommen. Jedoch sind in praktischen Messungen auch Grenzen durch den Einfluss von Bodendichte, Oberflächenrauigkeit und Bewuchs gegeben. Ansätze zur Verminderung der Störeinflüsse werden vorgestellt.

Insgesamt ergibt sich, dass mit den vorliegenden Arbeitsfrequenzen die Messtiefe zur Bestimmung der Bodenfeuchte meist zu gering ist. Zum Einsatz in der praktischen Berechnung sind die hier verwendeten Module deshalb nicht geeignet. Viele andere Messungen inklusive der Bestimmung der Oberflächenfeuchte gelingen allerdings gut und können im Sinne der präzisen Landtechnik zur direkten Anpassung von Pflegemaßnahmen während der Überfahrt dienen.

Schlüsselworte: Radar, Sensoren, Abstand, Geschwindigkeit, Bodenfeuchte

Abstract

Radar sensors: emerging technologies for precision farming

Part 1: Basic concepts and soil moisture measurements

During the last years there has been achieved remarkable progress in radar technology in the sense of small modules with very low radiation. Such modern radar systems offer the possibility to collect data on distance, speed and dielectric characteristics of an object in a non contact mode. Especially the numerous applicability in car industry and car safety systems leads to high performance and in conclusion to high production numbers and to low prices. In agricultural engineering these emerging technologies have to be evaluated in the sense of precision farming.

In detail this work deals with the measurement of density flight, a possible frequency shift and the loss in power of a radar signal. The backscattered signal is influenced by effects like spreading, attenuation, reflection and scattering. The majority of these influences is controlled by the permittivity (dielectric property) of the medium. Air and water both have extraordinary dielectric properties.

For example, in order to measure the soil moisture one has to balance all above mentioned influences. With an appropriate set-up there is the possibility to eliminate disturbances and to come to simple relations in respect to soil moisture. But in practical measurements there are limits due to soil density, surface roughness and plants. Hints to overcome these disturbances are given.

It is concluded, that the given working frequencies are too high to measure the soil moisture for practical irrigation. The measuring depth is too shallow. But the measurement of the surface moisture is as possible as some other interesting states. The direct control of the work to be done by the actual state of soil and crop sensed with non contact radar device during passage is the overall objective of this investigation.

Keywords: Radar, sensors, distance, speed, soil humidity

¹ Institut für Technologie und Biosystemtechnik der Bundesforschungsanstalt für Landwirtschaft (FAL), Bundesallee 50, 38116 Braunschweig; Leiter: Prof. Dr.-Ing. Axel Munack.
E-Mail: wolfgang.paul@fal.de
hermann.speckman@fal.de

1 Einführung

Mit ‚precision agriculture‘ wird in der Pflanzenproduktion der Ansatz bezeichnet, mittels genauer Kenntnisse über den Zustand von Boden und Pflanze zu einer exakten, zeitlich und räumlich angepassten Führung des Bestandes zu kommen. Grundidee ist, dass wegen der Variabilität von Boden und Pflanze nur auf der Grundlage der vorgefundenen Eigenschaften an der gerade überfahrenen Stelle sich die zugleich ökologisch als auch ökonomisch optimalen Einträge bemessen lassen. Die praktische Umsetzung dieser Grundidee erfolgt mit Hilfe der zur Verfügung stehenden modernen Systemtechnik, die üblicherweise für andere Anwendungsgebiete entwickelt wurde und an die Erfordernisse der Landtechnik angepasst wird. Es sind dabei insbesondere berührungslos arbeitende Sensoren, bei denen ein Engpass besteht und die deshalb besonderes Interesse finden. So haben z. B. die Soft- und Hardwareentwicklungen zur Bilderfassung und -verarbeitung relativ schnell Eingang in die Landtechnik gefunden.

Eine andere, erst in letzter Zeit aufgekommene Messtechnik beschäftigt sich mit der Auswertung von Radarsignalen. Radargeräte zur Bestimmung der wahren **Geschwindigkeit** über Grund sind schon lange bekannt. Die zur Überwachung in großen Tank- und Siloanlagen entwickelten Abstandsradare bieten insbesondere für die Landtechnik noch weitere Möglichkeiten als nur die Bestimmung einer **Entfernung**. Die Reflexionsstärke eines Radarsignals ist nämlich in Abwesenheit von Metall abhängig von den dielektrischen Eigenschaften der abgestrahlten Objekte. Die **dielektrischen Eigenschaften** einer Substanz spiegeln aber vorzugsweise deren Wassergehalt wieder. Aufgrund der besonderen dielektrischen Eigenschaften von Wasser werden Radarsignale stark durch z. B. Bodenfeuchten oder Bestandsdichten beeinflusst.

Wegen der insbesondere von der Automobiltechnik angestoßenen Weiterentwicklung der Radarmodule hin zu immer kleineren und leistungsfähigeren Geräten mit deutlich verbesserten Preis/Leistungsverhältnissen werden hier die für die Landtechnik besonders interessierenden Entwicklungen untersucht. Wegen der relativen Neuigkeit dieser Sensoren sind vor den Versuchen zur praktischen Einsetzbarkeit die physikalischen Grundlagen sowie die technischen Bauformen kurz erläutert.

1.1 Allgemeines, elektromagnetische Wellen

Mit Radar bezeichnet man Messtechniken und Geräte, die mit elektromagnetischen Wellen die Eigenschaften, den Ort oder die Bewegung von Objekten erfassen. Elektromagnetische Wellen breiten sich im freien Raum mit Lichtgeschwindigkeit (ca. 300.000 km/s) aus. In der Atmosphäre ist deren Beeinflussung durch Änderungen der Temperatur, des Druckes oder der Dichte nur gering.

Die Wellen können von metallischen, aber auch von nichtleitenden dielektrischen Körpern reflektiert werden. Laufzeitmessungen standen und stehen deshalb häufig im Mittelpunkt von Radarmessungen (RADAR = radio detecting and ranging). Neben der Laufzeit wird häufig auch ein Frequenzunterschied und die Energiedichte des reflektierten Signals erfasst.

Die Geschwindigkeit elektromagnetischer Wellen c (= Lichtgeschwindigkeit) im freien Raum ist definiert als

$$c = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

mit μ_0 als Permeabilität ($= 4 \pi \cdot 10^{-7}$ H/m) und ϵ_0 als Dielektrizitätskonstante des freien Raumes ($= 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m).

Allgemein gilt für die Wellengeschwindigkeit v in beliebigen Materialien

$$v = \sqrt{\mu \epsilon}$$

woraus sich für nichtmagnetische Medien eine abgesenkte Wellengeschwindigkeit in dielektrischen Medien ergibt:

$$v = c / \sqrt{\epsilon}$$

Bezogen auf die Welleneigenschaften gilt ferner

$$v = f \cdot \lambda$$

mit λ als Wellenlänge und f als Frequenz.

Die Arbeitsfrequenzen derzeitiger technischer Radargeräte liegen im Bereich zwischen 0,2 und 100 GHz („Mikrowellen“). Eine Frequenz von z. B. bei 30 GHz ergibt eine Wellenlänge von ca. 1 cm, entsprechend 10 GHz = 3 cm, 1 GHz = 30 cm. Daraus resultieren auch je nach Wellenlänge die Bezeichnungen cm- oder mm-Wellen.

Für die technische Nutzung sind typische Wellenlängenbänder zugelassen. Mikrowellenöfen arbeiten z. B. üblicherweise bei 2,48 GHz (L-Band), die hier verwendeten Abstandsradare zur Füllstandsmessung arbeiten bei 6,3 (C-Band) oder 26,1 GHz (K-Band). Neu entwickelte Radare für die Fahrzeugsicherheit liegen bei 77 GHz. Grundsätzlich gilt, dass bei höheren Frequenzen eine bessere Fokussierung des Radarsignals möglich ist, während bei niedrigeren Frequenzen eine bessere Durchdringung des Mediums erreicht werden kann.

1.2 Technische Ausführungen

Zur Abstandsmessung im Nahbereich werden heute bevorzugt technische Ausführungen in Form des Pulsradars oder des FMCW-Radars verwendet. Auf Entfernungsmessung ausgelegt werden solche Geräte (siehe auch Abb. 1) bevorzugt (Devine, 2000; Brumbi, 1955; Heim, 2000) zur Überwachung von Füllständen in Siloanlagen oder großen Tankanlagen eingesetzt. Die breite Ein-

führung von Abstandsmessungen zur Verbesserung der Sicherheit im Automobilverkehr (mit kleinen Modulen von der Größe einer Zigarettenschachtel und Preisen im Bereich von ca. 100 €) steht unmittelbar bevor.

Das **Pulsradar** sendet einen sehr kurzen Wellenzug im Nanosekundenbereich aus. Gemessen wird die Laufzeit (time of flight) und die Leistungsdichte des zurückgestreuten Paketes, um daraus den Zielabstand und die



Abb 1:
Abstandsradar im Feldeinsatz

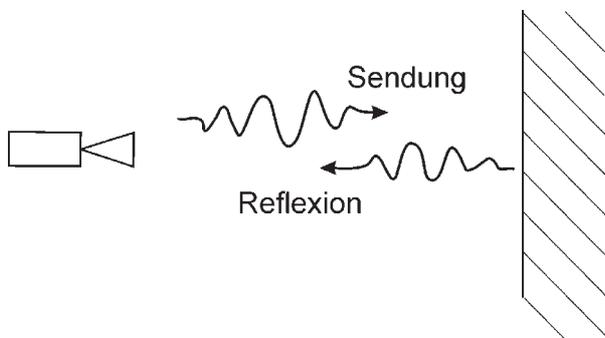


Abb. 2:
Prinzip der Abstandsmessung

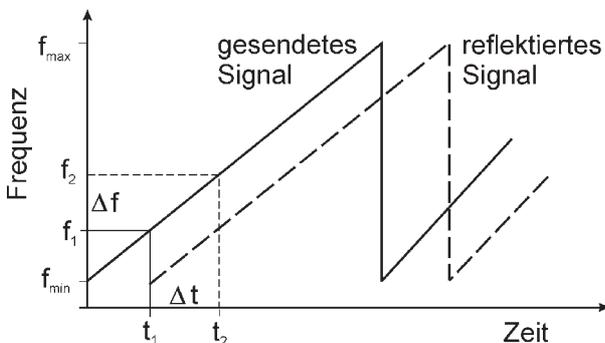


Abb. 3:
Laufzeitmessung mittels FMCW-Radar

Reflexionsstärke zu berechnen (Abb. 2). Die durchschnittliche Mikrowellenleistung eines Pulsradars ist sehr gering und liegt unterhalb der zugelassenen Grenzwerte.

Beim **FMCW-Radar** (frequenzmoduliertes Dauerstrichradar = frequency modulated continuous wave) wird eine indirekte Methode zur Entfernungsmessung verwendet. Das Sendersignal wird linear in einem Bereich zwischen zwei Frequenzen f_{\min} und f_{\max} moduliert (Abb. 3). Zur Zeit t_1 wird das Signal mit f_1 gesendet und kehrt nach Δt mit dieser Frequenz f_1 zurück. Innerhalb dieser Laufzeit wird das Signal aber schon mit der erhöhten Frequenz f_2 gesendet. Der leicht zu messende Frequenzunterschied $\Delta f = f_1 - f_2$ ist ein Maß für den Abstand des Objektes.

Die Abstandsradare auf Puls- oder FMCW-Basis, wie sie für die Prozessindustrie konzipiert sind, sind deutlich preiswerter als ein typisches **Bodenradar** (GPR = ground penetrating radar). Die Mehrzahl der GPR's sind ebenfalls Pulsradare, arbeiten allerdings bei niedrigeren Frequenzen und benötigen mit Kontrolleinheit, unterschiedlicher Sende- und Empfangsantenne, Zwischenspeicher und Display einen wesentlich höheren technischen Aufwand.

Die neueren Radarmodule für die Automobilsicherheit sind häufig FMCW-Radare mit integrierter Planarantenne. Sie sind unempfindlich gegen Schnee, Regen und Staub und erfassen gleichzeitig Entfernung und Geschwindigkeit bei noch geringerer abgestrahlter Leistung (Weidmann).

1.3 Leistungsdichte

Neben der Laufzeitmessung dient insbesondere die Leistungsdichte (mW/m^2) zur Charakterisierung des Radarsignals. Das Verhältnis von zwei Leistungsdichten wird üblicherweise in der dimensionslosen Größe dB (Dezibel), dem 10-fachen dekadischen Logarithmus des Verhältnisses, angegeben. Zur besseren Unterscheidung werden in dieser Arbeit physikalische Leistungsdichten mit kleinem Buchstaben p, logarithmierte Größen mit Großbuchstaben P geschrieben.

Aufgrund der Logarithmengesetze werden die multiplikativen Verknüpfungen oder die Verhältnisse zweier Radarleistungen zu einfachen Additionen oder Subtraktionen. Ein Verhältnis physikalischer Werte kleiner 1 wird in dB zur negativen Differenz (Leistungsverlust). Für eine reflektierte Leistung im Verhältnis zur einfallenden Leistung gilt zum Beispiel:

$$P_{\text{ref}} - P_{\text{ein}} = \Delta [\text{dB}] = 10 \log p_{\text{ref}} - 10 \log p_{\text{ein}} = 10 \log (p_{\text{ref}}/p_{\text{ein}})$$

$\Delta = -10 \text{ dB}$ bedeutet, dass 10 % der einfallenden Leistung reflektiert wird, bei -20 dB wird nur noch 1 % reflektiert. In Abb. 4 sind typische Echokurven für ein stark und ein weniger stark reflektierendes Objekt dargestellt, wie sie

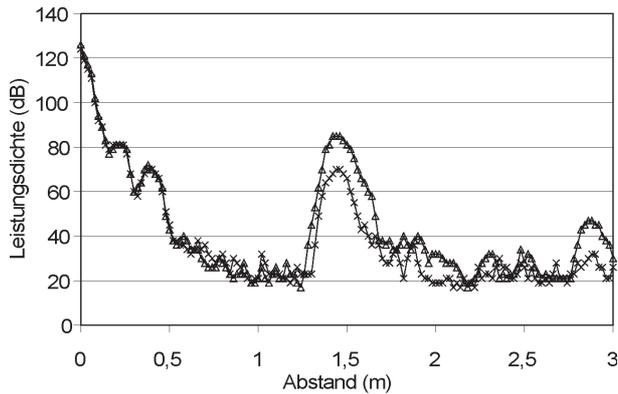


Abb. 4:
Echokurven eines Pulsradars mit reflektierenden Objekten im Abstand von ca. 1,50 m

sich für das verwendete Abstandsradar ergeben. Die reflektierenden Oberflächen befinden sich in einer Entfernung von 1,46 m, die aufgefingenen maximalen Reflexionsleistungen betragen 70 und 85 dB. Die Echokurven unterscheiden sich nur im Bereich des reflektierenden Objektes. Nach spätestens 1 m sind alle Naheffekte abgeklungen. Ohne Reflektor würde die empfangene Leistung im Bereich von knapp über 20 dB (Hintergrundrauschen) verharren. Der Peak kurz vor 3 m ist vermutlich auf ein doppeltes Durchlaufen des Radarpulses zwischen Antenne und Objekt (Doppelecho) zurückzuführen. Vom Hersteller ist für diese Gerät angegeben, dass zur besseren Darstellung die Leistungsdichte intern multipliziert ist. Die empfangene Leistungsdichte muss also als relativer Wert betrachtet und kalibriert werden.

1.4 Permittivität

Die wesentliche Materialeigenschaft, die das Ausbreitungsverhalten und die Reflexion von Radarsignalen beeinflusst, ist die Permittivität (Dielektrizitätskonstante) des Mediums. Mit Permittivität ϵ_{ges} wird die Materialeigenschaft bezeichnet, die nach Anlegen eines elektrischen Feldes dessen gespeicherte Ladung und die Polarisation bestimmt. Die Permittivität eines Mediums wird normalerweise auf die Permittivität ϵ_0 des freien Raumes (\cong Luft) bezogen:

$$\epsilon_{\text{ges}} = \epsilon_0 \epsilon_r$$

Die relative Permittivität ϵ_r ist dann eine dimensionslose komplexe Eigenschaft mit

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$$

wobei der Realteil der Permittivität ϵ_r' (= Dielektrizitätszahl) das Reflexionsverhalten des Mediums und der Imaginärteil $-\epsilon_r''$ den dielektrischen Verlustfaktor beschreibt. Nur der einfacheren Schreibweise dient der Tatbestand,

dass in einer Vielzahl von englischsprachigen Veröffentlichungen die relative Permittivität ϵ_r (im deutschen Sprachraum meist als Dielektrizitätszahl bezeichnet) ohne Index angegeben ist

$$\epsilon_r = \epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$$

Auch hier gilt diese vereinfachte Schreibweise.

Luft und Wasser haben herausragende Permittivitätseigenschaften. Luft hat praktisch die Permittivität des freien Raumes ($\epsilon = 1$) und liegt damit am Minimum. Wasser hat mit $\epsilon = 80$ (bei niedrigen Frequenzen und ca. 20 °C) eine sehr hohe Dielektrizitätszahl, deutlich höher als eine Vielzahl sonstiger Materialien. Die Messung der Permittivität ist deshalb geeignet, den Wassergehalt eines Mediums (z. B. des Bodens) zu bestimmen. Denn die relative Permittivität des Wassers ist mit $\epsilon_w' \sim 80$ meist eine Größenordnung größer als die der anderen (trockenen!) mineralischen oder organischen Bodenbestandteile (Sand, Ton etc. liegt bei $\epsilon_s' = 3-7$, organische Bestandteile bei $\epsilon_{\text{org}}' = 2-5$).

Allerdings ist die Permittivität von Wasser (neben der hier nicht weiter betrachteten Temperaturabhängigkeit) auch frequenzabhängig, Abb. 5. Bis ca. 1 GHz bleibt $\epsilon_w' = 80$, danach sinkt sie zunächst langsam, dann immer schneller ab. Bei 2,48 GHz, der üblichen Arbeitsfrequenz von Mikrowellenöfen, ist der Abfall noch sehr gering. Bei 6,3 GHz liegt ϵ_w' noch bei ca. 70, bei 26,1 GHz nur noch bei ca. 30, ab 100 GHz nähert sie sich 5,6 an (siehe Abb. 5).

Es gibt zahlreiche Ansätze, die Permittivität auf den Wassergehalt im **Boden** zu kalibrieren. Im einfachsten Fall mit niedriger Frequenz und freiem Wasser ergibt sich für 100 % Wasser die Permittivität 80, was zum prozentualen Wassergehalt $pW = 1,25 \epsilon'$ führt. Bei $\epsilon_w' = 70$ (6,3 GHz) ergibt sich entsprechend $pW = 1,43 \epsilon'$, usw.

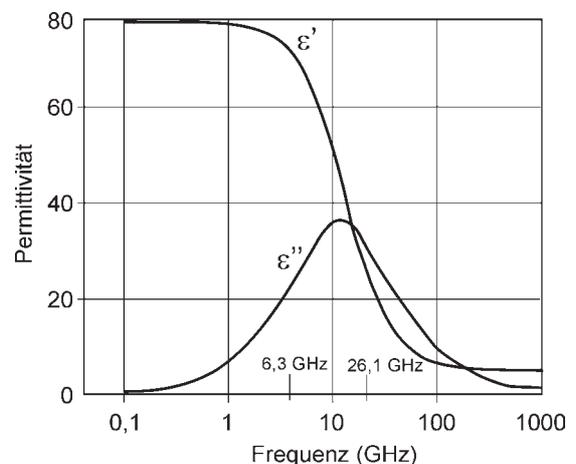


Abb. 5:
Frequenzabhängigkeit der Permittivität von Wasser

Genauere Approximationen sind abhängig von der Bodenart. Ein bekannter Ansatz für den volumetrischen Wassergehalt θ_v ist nach Topp (Topp et al., 1993)

$$\epsilon' = 3,03 + 9,3 \theta_v + 146 \theta_v^2 - 76 \theta_v^3$$

Im Boden trägt fest gebundenes (nicht pflanzenverfügbares) Wasser wegen der verminderten Beweglichkeit praktisch nichts zur Dielektrizitätszahl bei. Dies ist ein Vorteil für die Abbildung von Permittivitätsmessungen auf Werte, die für die praktische Landwirtschaft von Interesse sind.

Die relative Permittivität eines **Blattes** ist vom Wassergehalt abhängig und liegt bei niedrigen Frequenzen zwischen $\epsilon' = 10$ bis 45. Grüne Blätter tendieren zu den höheren Werten.

Die durchschnittliche makroskopische Permittivität eines Bestandes im Luftraum (Volumenanteil V_A) mit Blättern (Volumenanteil V_L , relativer Volumenanteil v_L) ist

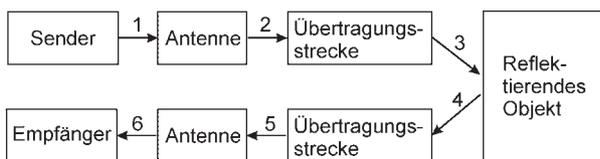
$$\epsilon_{rel} = \frac{\epsilon_L V_L + V_A}{V_L + V_A} \approx 1 + \epsilon_L \frac{V_L}{V_A} \approx 1 + \epsilon_L v_L$$

Die scheinbare gemittelte Permittivität eines Bestandes ist also sehr gering und nur wenig größer als 1. Das relative Volumen einer normalen Vegetation liegt bei $V_L/(V_L + V_A) \approx V_L/V_A = 0,1 - 1\%$. Die makroskopische Dielektrizitätszahl liegt bei niedrigen Frequenzen für eine Bestandsdichte von 1% dann bei $\epsilon' = 1 + 45 \cdot 0,01 = 1,45$. Bei hohen Frequenzen ist die später erläuterte Eigenschaft der Opazität von bestimmendem Einfluss.

2 Mechanismen der Wellenausbreitung

2.1 Struktur von Radarmessungen

Radarsignale werden von Sendern erzeugt, in denen Oszillatoren die Sendefrequenz bestimmen. Zum Senden und zum Empfangen werden Antennen (z. B. Hornantennen) verwendet, die eine Richtwirkung haben. Bei den hier betrachteten Systemen dient normalerweise eine einzige Antenne gleichzeitig zur Abstrahlung der Mikrowellen



- 1 erzeugte Leistung
- 2 abgestrahlte Leistung p_s
- 3 eintreffende Leistung p_{in}
- 4 reflektierte Leistung p_{ref}
- 5 empfangene Leistung p_e
- 6 Leistung an der Empfangselektronik

Abb. 6: Struktur der Messungen mit Radarwellen

len und auch zum Empfang. Die Richtwirkung führt zu einem „Antennengewinn“, da die erzeugte Mikrowellenleistung in einen kleineren Raumwinkel in Richtung des Zielobjektes abgestrahlt wird.

Die systemtechnische Grundstruktur eines Radarsystems ist in Bild 6 dargestellt.

Die Übergänge 1 und 6 unterliegen nur der technischen Ausführung des jeweiligen Gerätes. Unabhängig von der technischen Ausführung gilt für Radarwellen, dass sie sich ausbreiten und dabei Effekten wie Spreizung und Dämpfung auf der Übertragungsstrecke sowie Reflexion und Streuung am Objekt unterliegen. Diese Effekte bestimmen die Laufzeit und die Leistungsdichte des empfangenen (hier: rückgestreuten) Signals. Als Leistungsbilanz („Radargleichung“) gilt für die empfangene Leistung p_e bei gesendeter Leistung p_s

$$p_e = R p_s \frac{G_1 G_2}{A_1 A_2}$$

mit R = Reflexionsfaktor und G_1, G_2 als Antennengewinn beim Senden / Empfangen sowie A_1, A_2 als Ausbreitungsverlusten der Übertragungsstrecke. Aus Symmetriegründen ist bei gleicher Sende- / Empfangsantenne normalerweise $A_1 = A_2$. Die Größen p_s, G_1 und G_2 sind Gerätekonstanten, die keiner Änderung unterliegen. Die bei Ausbreitung und Reflexion wirkenden Gesetzmäßigkeiten werden nachfolgend näher betrachtet.

2.2 Ausbreitung in Luft, Spreizung

In der Luft verteilt sich die Leistungsdichte des Radarsenders je nach Abstrahlwinkel (Fokussierung) und Abstand a auf einer Kugeloberfläche mit der Größe $4\pi a^2$ (oder einem Ausschnitt davon). Die Leistungsdichte im Raum ist bei normiertem Antennengewinn $G = 1$

$$p = \frac{p_s}{4\pi a^2}, \text{ der Ausbreitungsverlust } A_1 = 4\pi a^2.$$

Für die Leistungsdichte am Empfang ist der Hin- und Rückweg zu berücksichtigen. Bei großer Fläche mit idealer Reflektoreigenschaft und vernachlässigbarer Dämpfung im Zwischenmedium (z. B. Metallplatte wird aus Luft angestrahlt) ergibt sich mit dem doppelten Abstand $a+a$

$$p_e = \frac{p_s \sigma}{16\pi a^2}$$

als eintreffende Leistungsdichte. Bei kleinen Reflexionsflächen, wenn die Teilflächen σ wie einzelne isotrope Strahler wirken (z. B. wenn σ der korrigierte Anteil an reflektierenden Blattflächen im angestrahnten Querschnitt ist), gilt

$$p_e = \frac{p_s \sigma}{16\pi^2 a^4}$$

Als Beispiel für die Richtwirkung und den Ausbreitungsverlust ist in Abb. 7 eine Antenne betrachtet, die unter ca. 20° Öffnungswinkel ($\varphi = 10^\circ$) abstrahlt. Die Kegelgrundfläche des Zieles hat die Größe $F = \pi r^2$. (Eigentlich müsste eine Kugelkappe mit der Oberfläche $2\pi r h$ betrachtet werden). Bei $2 \times 10^\circ$ Öffnungswinkel und dem Abstand a zwischen Quelle und Reflektor ist

$$r = a \cdot \tan(\varphi/2) = a \cdot 0,1763$$

Da die Energiedichte des Radarsignals sich proportional auf die Grundfläche verteilt, ist bei 1 m Abstand die Energie auf $F_1 = \pi (1 \cdot 0,1763)^2 = 0,0976 \text{ m}^2$ und bei 2 m Abstand (z. B. nach Reflexion) auf $F_2 = \pi (2 \cdot 0,1763)^2 = 0,3906 \text{ m}^2$ verteilt. Mit jedem Meter Entfernung nimmt hier also die Energiedichte um

$$10 \log(0,0976/0,3906) \cong -10 \log 4 \cong -6 \text{ dB/m ab.}$$

(Das ergibt sich im Übrigen auch aus der Überlegung, dass die Kreisflächen proportional dem Quadrat der Radien r^2 sind und damit die Dichte bei doppeltem Abstand um

$$10 \log \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 = 20 \log \frac{r_1}{r_2} = 20 \log \frac{1}{2} = -6,02 \text{ dB/m}$$

abfällt.)

Auch bei einer optimalen Reflexion ist deshalb wegen der Spreizung des Wellenkegels immer eine Abschwächung des reflektierten Signals zu berücksichtigen.

2.3 Ausbreitung in Dielektrika, Dämpfung

Beim Durchlaufen eines verlustbehafteten Mediums unterliegt die Welle neben der Spreizung auch einer Dämpfung. Die Leistungsdichte nimmt mit dem Dämpfungsfaktor α und der Schichtdicke a exponentiell ab:

$$p_{ein} = p_s e^{-a\alpha}$$

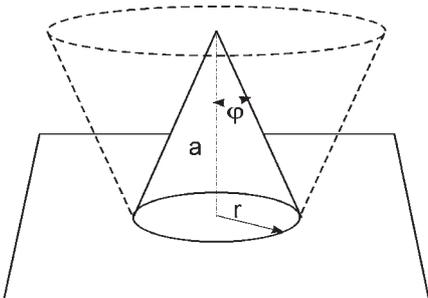


Abb. 7:
Spreizung des Radarkegels

Bei Transformation in dB ist die sich ergebende Subtraktion übersichtlicher:

$$P_{ein}[\text{dB}] = P_s[\text{dB}] - a[\text{m}] \alpha[\text{dB/m}]$$

Die Dämpfung in Luft ist sehr gering und kann für die hier vorgestellten Betrachtungen zu Null angenommen werden. Die Dämpfung α in einem dielektrischen Medium wird jedoch durch den Tangens des Verlustwinkels $\tan \delta = \epsilon''/(\epsilon' - 1)$ als Verhältnis von Imaginärteil zu Realteil der Dielektrizitätskonstanten beeinflusst und ist für nichtmagnetische Stoffe

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{\epsilon'(\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1)}{2} \right]^{0,5} \quad (\alpha \text{ in Neper/m})$$

$$(1 \text{ Neper} = 0,23 \text{ Dezibel})$$

Wegen $\sqrt{1+x^2} \approx 1+x^2/2$ wird daraus für kleine Verlustwinkel

$$\alpha \approx \frac{\pi \epsilon''}{\lambda \sqrt{\epsilon'}} \approx \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon'} \tan \delta$$

Je höher die Frequenz und je höher die Leitfähigkeit eines Mediums, desto stärker ist die Dämpfung der Radarwelle im Medium.

2.4 Reflexion und Eindringverhalten

Beim Auftreffen der Welle auf ein Objekt (eigentlich: auf eine Grenzschicht mit sich ändernder Permittivität) wird ein Teil der Energie reflektiert, ein Teil dringt in das Objekt ein. Als **Reflexion** bezeichnet man das Verhältnis von reflektierter zu einfallender Leistungsdichte an der Oberfläche eines Mediums

$$\frac{p_{ref}}{p_{ein}} = R \quad [\text{dimensionslos}]$$

Transmission bezeichnet den nichtreflektierten Teil, der in das Medium eindringt: $T = 1 - R$. Den Zusammenhang zeigt Abb. 8.

Bei Metalloberflächen beobachtet man eine vollständige Reflexion: $R = 1$ ($T = 0$). Für Oberflächen von nichtleitenden Materialien mit der Dielektrizitätszahl ϵ und senkrechtem Welleneinfall gilt für die Reflexion an der Oberfläche zu Luft:

$$R = \left(\frac{\sqrt{\epsilon} - 1}{\sqrt{\epsilon} + 1} \right)^2$$

oder verallgemeinert für ein Interface zwischen zwei Dielektrika mit ϵ_1 und ϵ_2

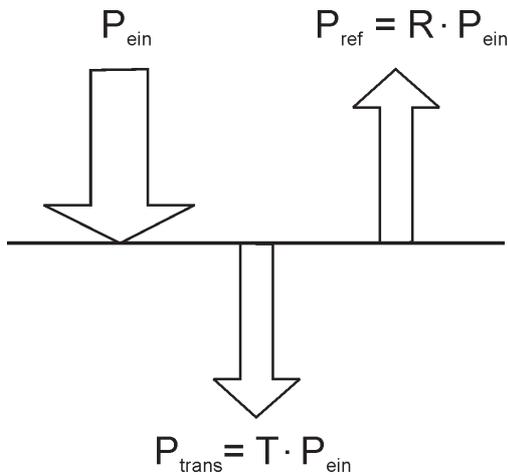


Abb. 8:
Reflexion und Transmission

$$R = \left(\frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \right)^2$$

Wichtig ist, dass bei senkrechter Anstrahlung aus Luft die Reflexion einer hinreichend glatten Oberfläche nur von der Dielektrizitätszahl des Mediums abhängig ist. Die Voraussetzungen für ‚hinreichend glatt‘ werden im Kapitel über die Streuung betrachtet.

Aus dem Reflexionsfaktor R lässt sich umgekehrt leicht die Dielektrizitätszahl des reflektierenden Mediums berechnen:

$$\epsilon = \left(\frac{1 + \sqrt{R}}{1 - \sqrt{R}} \right)^2$$

Für die Differenz zwischen der reflektierten Leistung im Vergleich zur einfallenden Leistung gilt (gemessen in dB)

$$\Delta = 10 \log p_{ref} - 10 \log p_{ein} = 10 \log R \cdot p_{ref}/p_{ein} = 10 \log R \text{ [dB]}$$

Handelt es sich um zwei durch unterschiedliche Oberflächen zurückgestreute Energien, die am gleichen Ort je nach Reflexion zu p_1 und p_2 gemessen sind, errechnet sich der Unterschied zwischen den beiden Reflexionssignalen wie gehabt zu

$$\Delta = P_1 - P_2 = 10 \log p_1 - 10 \log p_2 = 10 \log (p_1/p_2).$$

Wenn auch sonst die gleiche Geometrie, Anordnung und Dämpfung im Übertragungsweg besteht, berechnet sich aus den unterschiedlichen Energiedichten

$$p_1 = p_{sende} \cdot R_1 \cdot G/A \quad \text{und} \quad p_2 = p_{sende} \cdot R_2 \cdot G/A$$

die Differenz direkt aus dem Verhältnis der Reflexionswerte, also

$$\Delta = 10 \log (R_1/R_2).$$

Ist R_2 bekannt oder kalibriert, lässt sich daraus die Dielektrizitätszahl (Wassergehalt) des reflektierenden Mediums berechnen. Bei $R_2 = 1$ (Bezug auf eine Metallplatte) ist z. B. der Unterschied in der Leistungsdichte nur noch eine Funktion der dielektrischen Eigenschaften des unbekannt Mediums:

$$\Delta \text{ (dB)} = 10 \log R_1 = 10 \log \left(\frac{\sqrt{\epsilon} - 1}{\sqrt{\epsilon} + 1} \right)^2$$

Der Leistungsverlust Δ kann so in die Reflexion R und damit in die Dielektrizitätszahl ϵ (und damit in den Wassergehalt) umgerechnet werden.

2.5 Streuung

Neben der Reflexion unterliegt das Radarsignal an nicht glatten Oberflächen auch noch einer Streuung, Abb. 9. Nicht alle eingestahlte Energie wird dabei gemäß der Reflexionseigenschaften des Objektes in Richtung des Empfängers zurückgeworfen. Bei der Streuung unterscheidet man je nach Korngröße, Oberflächengeometrie oder Rauigkeit der reflektierenden Oberfläche. Grundsätzlich gilt der empirische Ansatz, dass die zur Antenne reflektierte Energie sich um den gestreuten Anteil ($0 \leq R_{streu} \leq 1$) verringert:

$$R_{Ges} = R \cdot R_{streu}$$

oder in dB:

$$10 \log p_{ref} = 10 \log (p_{ein}) - 10 \log (R) - 10 \log (R_{streu})$$

Man unterscheidet folgende Fälle (Brumbi et al., 1995):

1. Glatte Oberfläche, kleine Korngröße: Ist die Korngröße D der reflektierenden Oberfläche klein gegen die Wellenlänge ($D \ll \lambda$), dann gilt

$$R_{Streu} = \exp (-16 \pi^2 D^2/\lambda^2)$$

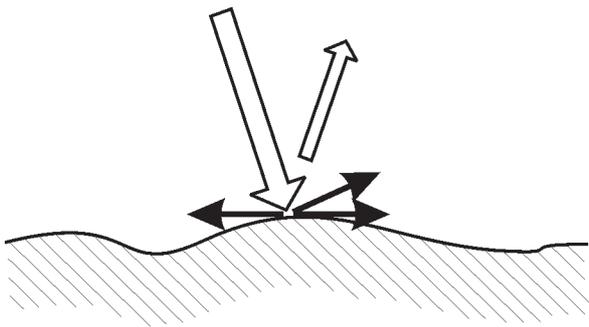


Abb. 9:
Reflexion und Streuung

Die Streuung von Sandkörnern mit $D = 1$ mm ist z. B. bei 20 cm Wellenlänge und sonst glatter Oberfläche absolut vernachlässigbar:

$$R_{\text{Streu}} = \exp(-16 \pi^2 0,1^2 / 20^2) \\ = \exp(-1,58/400) = 0,99999.$$

Auf ebenen Böden und bei großen Wellenlängen spielt die Streuung also eine vernachlässigbare Rolle.

2. Kurzwelliges mm-Radar: Liegt die Wellenlänge im Bereich der Korngröße des Schüttgutes ($D = \lambda$), ist mit starker Streuung zu rechnen. Die derzeitigen Radare liegen jedoch deutlich über der kritischen Wellenlänge.
3. Wellige Oberflächen oder kleine Einzelflächen: Bei Oberflächen mit $D \gg \lambda$ verhalten sich die Teile wie kleine Einzelreflektoren, die entsprechend ihrer Rückstrahlquerschnitte und ihrer Ausrichtung (Reflexionswinkel) das Wellenpaket reflektieren (Abb. 10). In einem Pflanzenbestand z. B. wirken die Blätter demnach bei hohen Frequenzen (Wellenlängen um $\lambda = 1$ cm) wie Einzelreflektoren. Je nach Blattstellung wird gestreut, je nach Blattstellung wird gestreut, bei "Pflanzendächern" oder "wänden" entscheidet oftmals die Geometrie von Einfallswinkel- und Ausfallswinkel.

Die Reflexion von kleinen Einzelflächen ist vorwiegend vom Rückstrahlquerschnitt σ abhängig. Die Einzelreflektoren wirken wie kleine isotrope Strahler mit $P_S \sigma$. Die reflektierte Leistungsdichte wird auf die Summe der Teilreflexionen bezogen ($\sigma = \sum \sigma_i$)

$$R_{\text{streu}} = \sigma R$$

Im Allgemeinen ist also bei Reflexionen an der Bodenoberfläche oder einer Blattfläche also auch deren Welligkeit oder Oberflächenrauigkeit zu betrachten (Eni et al., 1996). Ein einfacher, semiempirischer Vorschlag für die Berücksichtigung der Rauigkeit der reflektierenden Oberfläche wird gerechnet nach

$$R_{\text{Ges}} = R \cdot R_{\text{streu}} = R e^{-h}$$

mit R als Reflexion der glatten Oberfläche und h als experimentell zu bestimmenden Höhenparameter.

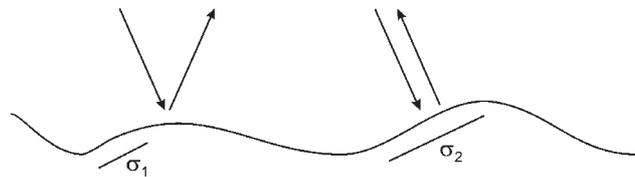


Abb. 10:
Effektive Rückstrahlquerschnitte

Es bleibt anzumerken: Streuungen haben oft einen starken Einfluss auf die Reflexion und sind deshalb sorgfältig zu beobachten (Davidson et al., 2000). Je stärker die Oberflächenwelligkeit (und je höher die Frequenz) um so geringer wird die Reflexion. Eine Oberfläche ist glatt wenn $h < \lambda/8$ und gilt als rau, wenn $h > \lambda/4$.

2.6 Eindringtiefe, Messtiefe

Eng verwandt mit der Dämpfung ist die **Eindringtiefe** d (penetration depth), die ein Maß dafür ist, wie durchlässig (opaque) ein Medium gegenüber einem Mikrowellenfeld ist. Definiert ist die Eindringtiefe als die Strecke, bei der die Leistungsdichte wegen der Dämpfung auf den $1/e$ -ten Teil (ca. 37 %, $e=2,7183\dots$) des Wertes an der Oberfläche des Mediums abgefallen ist. Umgekehrt ist die Eindringtiefe die Tiefe, innerhalb der 63 % der Strahlung absorbiert werden. Mit $d = 1/2\alpha$ wird

$$d = \frac{\lambda \sqrt{\epsilon'}}{2\pi \epsilon''}$$

oder z. B. bei 2,48 GHz

$$d = 1,95 \text{ cm} \sqrt{\epsilon'} / \epsilon''$$

Bei 1,4 GHz schwankt die Eindringtiefe im Boden zwischen 10 cm (wassergesättigter Boden) und 1 m (trockener Boden), bei 6 GHz zwischen 1 und 10 cm, bei 30 GHz zwischen 1 mm und 1 cm. Grundsätzlich gilt, dass bei hoher Leitfähigkeit (hohe Bodenfeuchte, hohe Salinität) nur eine geringe Eindringtiefe zu erwarten ist.

Die **Messtiefe** d_s (sampling depth) bezeichnet die Dicke der Bodenschicht, die mit ihrer Feuchte (Dielektrizitätszahl) verantwortlich für die Reflexion ist. Diese Schicht ist theoretisch nur wenige Zehntel der Wellenlänge dick. In praktischen Messungen wurden bei 1,4 GHz ($\lambda=21$ cm in Luft) je nach Bodenfeuchte eine Messtiefe von ca. 2 – 5 cm festgestellt. Als Daumenregel gilt, dass die Tiefe der Feuchtemessung im Boden etwa zwei Zehntel der Wellenlänge im Medium beträgt ($d_s \sim 0,2 \lambda$).

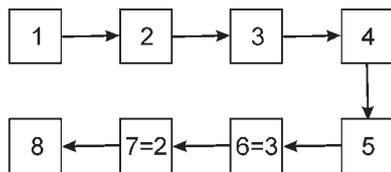
Das bedeutet, dass für eine angestrebte Messtiefe (ohne die Auflösung eines Bodenradars) von 50 cm im Boden

eine Frequenz von nur 140 MHz ($\lambda = 2,10$ m) gewählt werden muss. In diesem am Rande der Radarmöglichkeiten liegenden Frequenzbereich gibt es kaum Entwicklungen. Eine abgesenkte Frequenz hätte jedoch gegenüber den hier verwendeten Frequenzen zwei weitere entscheidende Vorteile. Zum einen stört dann eine Vegetationsdecke kaum, zum anderen werden Oberflächenrauigkeiten vernachlässigbar.

3 Bestimmung von Bodenfeuchten

3.1 Bilanz der Einflüsse

Die bei der Messung der Bodenfeuchte zu berücksichtigenden Einflüsse lassen sich übersichtlich anhand der Radargleichung darstellen. Grundsätzlich wird in diesem Kapitel vom Blockschaltbild 11 ausgegangen. Alle Einflüsse sind dabei in den dB-Bereich transformiert. Die einzelnen Blöcke bezeichnen die jeweiligen Leistungen oder abzuziehende Leistungsverluste.



- | | |
|-------------------------|-----------------------|
| 1 abgestrahlte Leistung | 5 gestreute Leistung |
| 2 Spreizung | 6 Dämpfung |
| 3 Dämpfung | 7 Spreizung |
| 4 reflektierte Leistung | 8 empfangene Leistung |

Abb. 11: Messeffekte zur Bestimmung der Bodenfeuchte laut Radargleichung

Aus der Radargleichung ergibt sich z. B. für die am Messobjekt eintreffende Leistung P_m , dass sie gleich der abgestrahlten Leistung P_1 minus der Spreizungsverluste S_2 und der Dämpfungsverluste D_3 ist:

$$P_m = P_1 - S_2 - D_3 \quad [\text{dB}]$$

Für die zur Messantenne zurückgestreute Leistung gilt bei ausreichend großer Reflexionsfläche in richtiger Winkellage je nach Reflexion Ref_4 und in andere Richtungen gestreute Leistungen St_5

$$P_r = P_m - Ref_4 - St_5 = P_1 - S_2 - D_3 - Ref_4 - St_5 \quad [\text{dB}]$$

Für die an der Antenne wieder eintreffende Leistung gilt:

$$P_8 = P_r - D_6 - S_7 \quad [\text{dB}]$$

In Luft ist die Dämpfung $D_3 = D_6 = 0$, die Spreizungsverluste auf Hin- und Rückweg annähernd gleich (und messbar): $S_2 = S_7 = S$.

Die abgestrahlte Leistung $P_1 = P_s$ ist konstant, $P_8 = P_e$ wird gemessen. Im Falle der Anstrahlung einer Oberfläche ergibt sich

$$P_e = P_r - S = P_m - St_5 - Ref_4 - S \quad [\text{dB}]$$

$$P_e = P_s - 2S - St_5 - Ref_4 \quad [\text{dB}]$$

Im Falle einer idealen Reflexion (Metallplatte) mit $R = 1$ (was sich logarithmiert im dB-Bereich auf den Verlust von $Ref = 0$ dB transformiert) und bei glatter Oberfläche ($St = 0$ dB) wird

$$P_e = P_s - 2S \quad [\text{dB}]$$

Die eintreffende Leistung ist hier nur vom leicht messbaren Spreizungsverlust (vom Abstand) abhängig.

Der Unterschied im Reflexionsverhalten zwischen einer ausreichend großen Metallplatte (Index M) und einem zu vermessenden Boden (Index B) mit Reflexionsverlusten wird wegen

$$P_e^B = P_s - 2S - St^B - Ref^B \quad [\text{dB}] \text{ und}$$

$$P_e^M = P_s - 2S \quad [\text{dB}] \text{ zu}$$

$$P_e^M - P_e^B = -\Delta = St^B + Ref^B \quad [\text{dB}]$$

Der Unterschied in der rückgestreuten Energie ist nur noch von der Reflexionsstärke und eventuellen Streuungen infolge Bodenrauigkeiten abhängig. Die Reflexionsstärke aber ist, wie oben gezeigt, weitgehend vom volumetrischen Wassergehalt abhängig.

Betrachtet man die Reflexion bei sehr niedrigen Frequenzen, so spielen die Oberflächenrauigkeiten praktisch keine Rolle mehr. Für einen gleichmäßig bearbeiteten Boden (z. B. Saatbett) gilt, dass es in dessen Rauigkeit kaum Unterschiede gibt. In diesem Fall ergibt sich z. B. für zwei sonst gleiche, infolge unterschiedlicher Feuchten aber unterschiedlich stark reflektierender Böden die Beziehung:

$$P_e^{B1} = P_s - 2S - St^{B1} - Ref^{B1} \quad [\text{dB}]$$

$$P_e^{B2} = P_s - 2S - St^{B2} - Ref^{B2} \quad [\text{dB}]$$

Der Unterschied hängt wegen $St^{B1} \sim St^{B2}$ nur noch von den Reflexionsunterschieden ab:

$$-\Delta = P_e^{B2} - P_e^{B1} = Ref^{B1} - Ref^{B2} \quad [\text{dB}]$$

Die Rückverwandlung in lineare physikalische Werte als Maß für die Reflexion anstatt der logarithmierten relativen Angaben in dB geschieht mit

$$-\Delta = 10 \log (R^{B1}/R^{B2}) \quad \text{oder}$$

$$\rho = R^{B1}/R^{B2} = 10^{-\Delta/10}$$

Mit diesen Formeln lässt sich die Permittivität einer unbekanntenen Oberfläche aus dem Reflexionsverhältnis zu einer kalibrierten Oberfläche berechnen.

Sofern nicht anders erwähnt, wird bei allen nachfolgenden Versuchen in diesem Kapitel senkrecht von oben (Nadirposition) aus einer Entfernung von ca. 1,50 m auf die Bodenoberfläche geschaut (Versuchsaufbau ähnlich Abb. 1). Gemessen wird die rückgestreute Energiedichte beziehungsweise der Reflexionsunterschied $\Delta = 10 \log (R_1/R_2)$. Mit

$$R = \left(\frac{\sqrt{\epsilon} - 1}{\sqrt{\epsilon} + 1} \right)^2 \quad \text{und} \quad \epsilon = \left(\frac{1 + \sqrt{R}}{1 - \sqrt{R}} \right)^2$$

ergibt sich Abb. 12 als Darstellung der Verhältnisse zwischen Energieverlusten bei Reflexion (bezogen auf eine ideale Reflexion mit $R=1$ oder $\Delta=0$) und Dielektrizitätszahl ϵ . Man erkennt, dass bei hohen Dielektrizitätszahlen sich nur geringe Reflexionsverluste ergeben, erst bei kleinerer Permittivität werden die Verluste deutlicher. Anders ausgedrückt: bei Bezug auf eine Metallplatte (idealer Reflektor) sind für viele sehr wasserhaltige Medien nur geringe Differenzen in der Reflexion zu erwarten, da bei hohen Permittivitätswerten selbst große Änderungen in der Dielektrizitätszahl nur geringe Änderungen in der Reflexion bewirken.

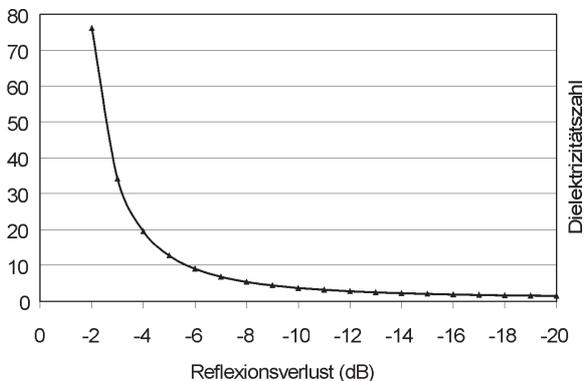


Abb. 12: Dielektrizitätszahl als Funktion des Reflexionsverlustes

Der gesamte Bereich zwischen 100 % Wasser und feuchtem Boden nahe der Feldkapazität wird in Frequenzbereichen mit $\epsilon_{\text{Wasser}} \approx 80$ auf Werte zwischen 2 und 3 dB abgebildet. Bei niedrigen Dielektrizitätszahlen und einem eventuellen Bezug auf natürliche Bodenoberflächen bildet sich eine Änderung in der Dielektrizitätszahl wesentlich stärker im Reflexionsverlust ab. Der Unterschied zwischen $\epsilon = 25$ (entspricht bei niedrigen Frequenzen in etwa der Feldkapazität bei Böden mit gutem Wasserhaltevermögen) und $\epsilon = 5$ (~ sehr trockener Boden) wird auf Werte zwischen -3,5 und -9,5 dB transformiert. In natürlichen Böden mit den üblichen Bodenfeuchten sind die Reflexionsunterschiede also ausreichend groß.

3.2 Beispiele für Reflexionsmessungen

Unter Anwendung obiger Beziehungen ergeben sich die nachfolgenden Ergebnisse. Aufgrund interner Geräteverstärkung sind die angezeigten Werte der Leistungsdichten des Radarechos etwa zweifach überzogen. Die Reflexionswerte von Luft dienen zur Illustration des Rauschens.

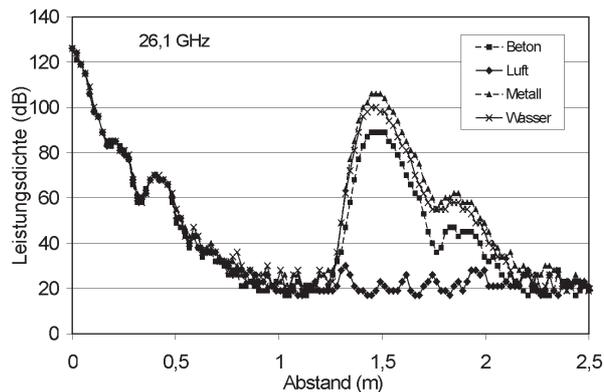


Abb. 13: Reflexionskurven ebener Oberflächen

3.2.1 Betonestrich

Bei diesem Versuch wurde nach Abb. 13 bei ca. 1,40 m Abstand als Differenz zwischen der Reflexion an einer ausreichend großen Blechplatte (106 dB für $R = 1$) und einem Betonboden (89 dB) eine Abschwächung von -17 dB in der Peakhöhe gemessen. Daraus berechnet sich die Dielektrizitätszahl des Betonestrichs zu

$$\begin{aligned} 10 \log R &= -17/2 & \log R &= -0,85 \\ R &= 0,141 & \sqrt{R} &= 0,376 \\ \sqrt{\epsilon} &= \frac{1,376}{0,624} = 2,2 & \epsilon &\approx 4,9 \end{aligned}$$

Es handelt sich um den trockenen Estrich einer Versuchshalle.

3.2.2 Wasseroberfläche

Für das umgekehrte („feuchte“) Beispiel einer Wasseroberfläche, gemessen bei 26,1 GHz, würde sich mit $\epsilon \approx 35$ (bekannt) die Brechzahl $\sqrt{\epsilon} = 5,91$ errechnen. Daraus wird

$$\sqrt{R} = \frac{4,91}{6,91} = 0,71 \quad ; \quad R = 0,504;$$

$$\Delta = 10^{-0,504} = -3,13 \text{ dB,}$$

was in etwa der in Abb. 11 gemessenen Abschwächung von $6/2 = 3$ dB in der Reflexion einer ruhigen Wasseroberfläche im Vergleich zu einer Metallplatte entspricht. Eine Wasseroberfläche reflektiert also relativ stark. Umgekehrt ergibt sich

$$\log R = -0,3; \quad R = 0,501 \quad \sqrt{R} = 0,708$$

$$\sqrt{\epsilon} = \frac{1,708}{0,292} = 5,85 \quad \epsilon \approx 34,2,$$

was in etwa der Permittivität von Wasser bei 26,1 GHz entspricht, was zu beweisen war.

3.3.3 Mutterboden: Bezug auf Blechplatte

Aus dem angezeigten Unterschied (Abb. 14) von Δ (Boden – Blech) = -28 dB für den trockenen Erdboden ergibt sich wegen der internen Kalibrierung eine Energiedifferenz von $\Delta = -14$ dB. Daraus errechnen sich eine Reflexionen von

$$R_{\text{Boden}} = 22 \% \text{ oder } \epsilon_{\text{Boden}} = 7,7.$$

Es handelte sich um eine lufttrockene Bodenprobe aus sandigem Lehm. Nach obigen Formeln für den Zusammenhang zwischen Dielektrizitätszahl und Wassergehalt ergibt sich daraus eine volumetrische Bodenfeuchte von ca. 15 %.

Aufmerksam zu machen ist hier auch noch auf einen Nebeneffekt. In Abb. 14 sind die Reflexionen zweier unterschiedlich dicker, aber sonst gleicher, trockener Bodenschichten von 9 und 17 cm Stärke gemessen, die beide auf Blech lagen. Beide Schichtstärken reflektieren gleich stark, das unten liegende Reflexionsblech scheint durch die darüber liegende Bodenschicht nicht mehr durch. Eine Bodenschicht von 9 cm ist also völlig ausreichend für das Reflexionssignal. Die jeweiligen Schichtdicken sind im Übrigen aus den verringerten Abständen im Vergleich zum Blechspiegel gut ablesbar, da der Radarsensor fest montiert war.

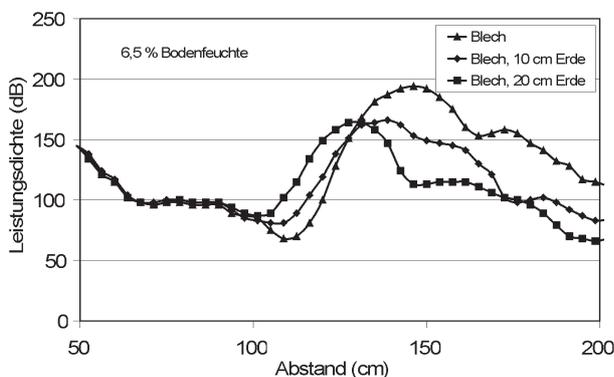


Abb. 14: Reflexionen unterschiedlich dicker Bodenschichten

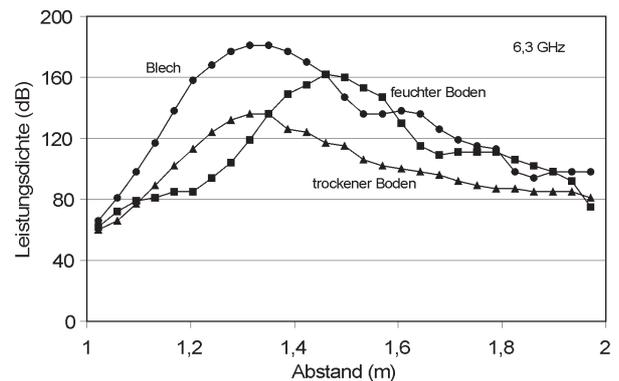


Abb. 15: Reflexionsverhalten von Ackerboden bei 6,3 GHz

Die weiteren Versuche betreffen die Reflexion von feuchten oder trockenen Oberflächen von natürlichen Ackerböden (**Feldversuche**). In Abb. 15 und 16 sind die Reflexionskurven für einen idealen Reflektor sowie für trockene und feuchte Böden bei verschiedenen Frequenzen angegeben. Die Abstandsverschiebung einzelner Peaks ist auf zufällige, durch einen Ausleger entsprechend verstärkte Unebenheiten des Versuchsackers zurückzuführen.

Bei 6,3 GHz sind Reflexionsunterschiede von $(181-162) = 19$ dB (feuchter Boden) und $(181-136) = 45$ dB (trockener Boden) gemessen. Bei 26,1 GHz bemessen sich die Reflexionsunterschiede zu $(104-81) = 23$ dB (nasser Boden), zu $(104-64) = 40$ dB (feuchter Boden) und zu $(104-58) = 46$ dB (trockener Boden). Daraus ergeben sich Reflexionsverluste von $\Delta_{6,3} = -9,5$ dB und $-22,5$ dB sowie $\Delta_{26,1} = -11,5; -20$ und -23 dB. Dies rechnet sich in Permittivitätswerte von 4 beziehungsweise 1,3 für 6,3 GHz und 2,9; 1,5 und 1,33 für 26,1 GHz um. Man erkennt, dass neben der unbekannt internen Kalibrierung (Annahme: interne Kalibrierung >2 ; bei einer Kalibrierung auf 3 wäre die rechnerische Permittivität des ersten Wertes mit 8,1 mehr als verdoppelt!) vor allem in der zusätzlichen Streuung an der Bodenoberfläche ein Fehler liegt, der so bei glatter Beton- oder Wasseroberfläche

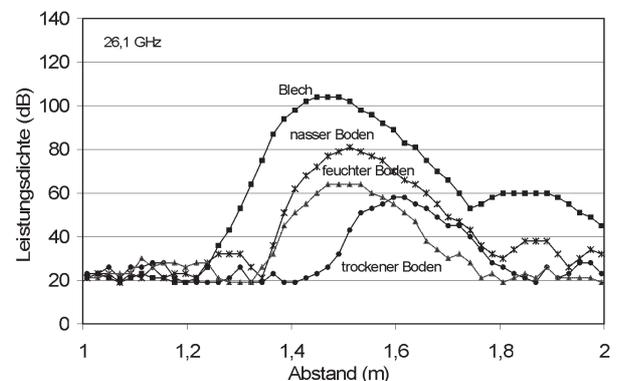


Abb. 16: Reflexionsverhalten von Ackerboden bei 26,1 GHz

nicht aufgetaucht ist. Eine Kalibrierung auf die tatsächliche Rauigkeit erscheint geboten. Es bleibt jedoch die gute Unterscheidbarkeit der Oberflächenfeuchten.

3.3.4 Feldmessung: Bezug auf den Boden bei Feldkapazität

Von der guten Unterscheidbarkeit der Bodenfeuchten ausgehend wurde der Versuch unternommen, anstatt auf eine Blechplatte auf den tatsächlich vorgefundenen Boden bei Feldkapazität zu kalibrieren. Im Abb. 17 sind die Werte 58dB, 73dB und 85dB für trockenen, mittelfeuchten und nassen Ackerboden (sandiger Lehm; freie Testfläche, sonst bestellt mit Zuckerrüben; nach einer Trockenperiode im Mai) gemessen. Die mittelfeuchte und die nasse Referenzfläche von ca. 1 m² wurden durch kontrollierte Wassergaben aus der Gießkanne erzeugt. Die Unterschiede zur nassen Erdoberfläche (nasser Boden = Feldkapazität) betragen -12 und -27dB.

Die in Bezug auf den nassen Boden bei Feldkapazität mit dem Reflexionsfaktor R_3 daraus berechneten Unterschiede im Reflexionsverhalten des feuchten und trockenen Oberbodens betragen

$$\begin{aligned}\Delta_1 &= 10 \log R_1/R_3 = -12/2 \text{ dB;} \\ \Delta_2 &= 10 \log R_2/R_3 = -27/2 \text{ dB} \\ \log R_1/R_3 &= -0,6; \\ \log R_2/R_3 &= -1,35 \text{ oder } R_1/R_3 = 0,25; \\ \sqrt{R_1/R_3} &= 0,5 \\ R_2/R_3 &= 0,0446; \quad \sqrt{R_2/R_3} = 0,211\end{aligned}$$

Mit $\rho = R_1/R_3$ wird wegen

$$R_1 = \left(\frac{\sqrt{\epsilon_1} - 1}{\sqrt{\epsilon_1} + 1} \right)^2 \quad \text{und} \quad R_3 = \left(\frac{\sqrt{\epsilon_3} - 1}{\sqrt{\epsilon_3} + 1} \right)^2$$

das Verhältnis

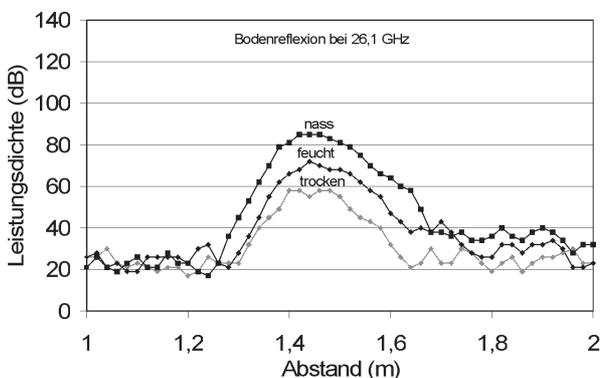


Abb. 17: Reflexionsechos bei verschiedenen Bodenfeuchten (26,1 GHz)

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{(\sqrt{\epsilon_1} - 1)^2 (\sqrt{\epsilon_3} + 1)^2}{(\sqrt{\epsilon_1} + 1)^2 (\sqrt{\epsilon_3} - 1)^2}$$

oder

$$\rho \left[\frac{\sqrt{\epsilon_3} - 1}{\sqrt{\epsilon_3} + 1} \right]^2 = \left[\frac{\sqrt{\epsilon_1} - 1}{\sqrt{\epsilon_1} + 1} \right]^2$$

beziehungsweise

$$\sqrt{\rho} \left[\frac{\sqrt{\epsilon_3} - 1}{\sqrt{\epsilon_3} + 1} \right] = \left[\frac{\sqrt{\epsilon_1} - 1}{\sqrt{\epsilon_1} + 1} \right]$$

Angenommen, ϵ_3 ist zu 9 bei Feldkapazität (vol. Feuchte von ca. 30 %) bei 26,1 GHz gemessen, dann ist

$$\left[\frac{\sqrt{\epsilon_1} - 1}{\sqrt{\epsilon_1} + 1} \right] = \left[\frac{2}{4} \right] \sqrt{\rho} = 0,5\sqrt{\rho}$$

oder die Permittivität des unbekanntes Bodens gleich

$$\epsilon_1 = \left(\frac{1 + 0,5\sqrt{\rho}}{1 - 0,5\sqrt{\rho}} \right)^2$$

Mit obigem $\sqrt{\rho} = 0,5$ beziehungsweise $\sqrt{\rho} = 0,211$ werden daraus für die unbekanntes Feuchten des feuchten beziehungsweise trockenen Bodens die Werte $\epsilon_1=2,78$ beziehungsweise $\epsilon_2=1,5$. Diese sehr geringen Werte sind auf die hohe Messfrequenz 26,1GHz und eventuelle Glättungsfehler zurückzuführen. Möglicherweise wurde die Bodenoberfläche durch Begehen und die künstlichen Wassergaben geglättet und verdichtet, so dass ein nicht unerheblicher Teil des Reflexionsverlustes des trockenen Bodens auf Streuung zurückzuführen ist. Auch würde die Annahme, der feuchte Bezugsboden habe eine deutlich größere Permittivität (die Bodenfeuchte liege oberhalb der Feldkapazität, weil das soeben gegossene Wasser noch nicht vollständig weggesickert ist), zu deutlich höheren Werten führen. Die gemessenen größeren Reflexionsverluste deuten auf einen Einfluss der Rauigkeit als Fehlerquelle hin. Eine zusätzliche Glättung der Bodenoberfläche durch den Wasserfluss ist nicht auszuschließen.

Unabhängig von diesen Fehlerquellen ist festzustellen, dass auf die prozentuale Feldkapazität als in der Praxis übliches Maß (viele Empfehlungen zur Berechnung fordern z. B. die Einhaltung einer prozentualen Feldkapazität zwischen 50 % und 90 %) trotz der hier auftretenden Unsicherheiten kalibriert werden kann, sofern das Problem der weiteren Störeinflüsse eliminiert wird. Ein einfacher Ansatz dazu ist die Absenkung der Arbeitsfrequenz. Weitere Vorschläge liefert der nachfolgende Absatz.

3.2.5 Störeinflüsse, Messfehler

Die Dielektrizitätszahl eines Mediums ist wie gezeigt über seine Reflexion grundsätzlich bestimmbar. Bei Bezug auf einen idealen Reflektor ($R=1$) oder bei Bezug auf den tatsächlich vorgefundenen Boden muss man jedoch das Rückstreusignal relativ genau messen, da die Empfindlichkeit der Dielektrizitätszahl hinsichtlich eines Messfehlers sonst zu stark eingeht. Auch ist die Vermeidung von Störeinflüssen notwendig. Auf mögliche Störungen wie Spreizungsverluste, Pflanzenbewuchs, Dichteänderungen und Rauigkeiten muss man unbedingt achten. Von Vorteil sind hier große Wellenlängen (niedrige Frequenzen, siehe auch Eindringtiefe), die durch Oberflächen-Rauigkeiten oder Vegetationsdecken deutlich weniger gestört werden. Die teuren luftgestützten Radargeräte arbeiten deshalb auch üblicherweise bei 1,4 GHz, Bodenradargeräte je nach Verwendungszweck zwischen 0,3 und 1,5 GHz (Huisman et al.). Im Einzelnen ist zu berücksichtigen:

1. Der Einfluss von **Oberflächenrauigkeiten**, Abb. 18, zeigt, dass die Reflexionsunterschiede zwischen glattem nassem und glattem trockenem Boden in der selben Größenordnung liegen wie der Unterschied zwischen glattem trockenem und rauem trockenem Boden. Unter normalen landwirtschaftlichen Umständen ist die Streuung bei den hier verwendeten Frequenzen nicht vernachlässigbar. Da aber große Rauigkeiten bei schweren Böden üblicherweise nur im Winter bei grober Scholle auftreten, sonst jedoch der Boden nicht nur gepflügt ist, sondern zur Bestellung mindestens geeeggt, feingeeeggt oder sogar gewalzt wird und sich gesetzt hat, ist der Einfluss bei niedrigen Frequenzen beherrschbar.

Ein Saatbett hat für niederfrequente Wellen keine großen Rauigkeiten mehr, die Reflexionsverluste infolge Streuung wären deshalb bei praktischen Messungen zur Beregnung gering oder zumindest auf dem Schlag gleichartig. Bei der hier vorliegenden Arbeit konnte jedoch nicht mit solchen niedrigen Frequenzen (< 1 GHz) gemessen werden.

Wenn keine ausreichend tiefen Frequenzen zur Verfügung stehen oder wenn der Schlag nicht gleichartig bearbeitet wurde, muss man versuchen, die Störeinflüsse herauszumessen. Ein Ansatz dazu ist Abb. 19 gezeigt, wo die Böden von Abb. 18 bei 6,3 GHz unter einem Einstrahlwinkel von 45 Grad gemessen wurden. Hier gilt, dass ein absolut glatter Boden die Energie senkrecht zum Einfallswinkel wegspiegeln würde. Je rauer jedoch der Boden, desto größere Energieanteile werden zur Sende-/Empfangsantenne zurückgestreut. In Abb. 19 ist der rauigkeitsbedingte Unterschied bei nassem Boden ca. 40/2 dB, bei trockenem Boden ca. 20/2 dB. Der Störeinfluss aus Abb. 18 bei Nadireinstrahlung hat in etwa die Größenordnung aus Abb. 19 für die beiden Rauigkeiten. Mit einer Mehrfachmessung bei verschiedenen Einstrahlwinkeln

erscheint eine Kompensation der Streuungsfehler möglich.

2. Neben der Rauigkeit hat aber auch die **Dichte** einen Einfluss auf die Reflexion. Wenn Boden als Gemisch aus Feststoffen, Wasser und Luft definiert ist, so ergeben die Mischungsformeln für die Permittivität je nach Fraktionsanteilen näherungsweise

$$\sqrt{\epsilon_{Boden}} = (\Phi - \theta) \sqrt{\epsilon_{Luft}} + (1 - \Phi) \sqrt{\epsilon_{Partikel}} + \theta_W \sqrt{\epsilon_{Wasser}}$$

oder

$$\sqrt{\epsilon_{Boden}} \approx \sqrt{\epsilon_{Wasser}} \theta_W - \Phi_{Boden} + 2$$

wobei θ der volumetrische Wassergehalt und Φ die Porosität (volumetrischer Porengehalt im Boden) sind. Bei angenommen $\theta = 15\%$ (halbe Feldkapazität) und $\Phi = 25$ (fester Boden) wird mit $\epsilon_{Wasser} = 81$

$$\epsilon_{Boden} = 9,61$$

während ein sehr lockerer Boden mit $\Phi = 50\%$

$$\epsilon_{Boden} = 8,14$$

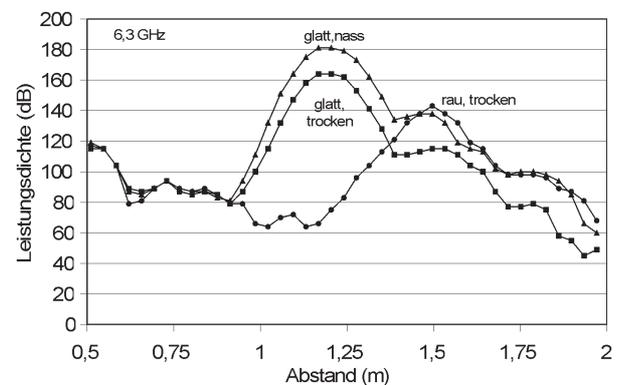


Abb. 18: Reflexionsechos aus Nadirposition

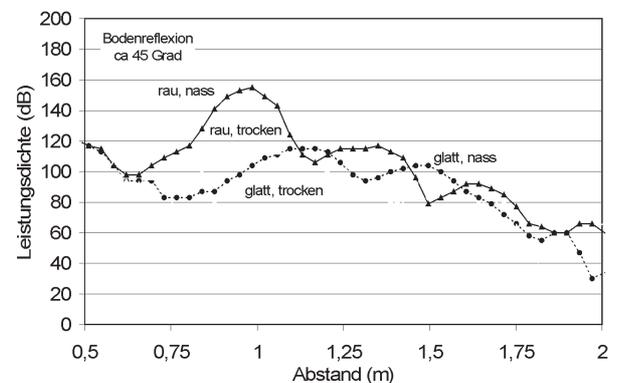


Abb. 19: Reflexionsechos aus 45 Grad Position

ergibt. Der lockere Boden reflektiert also deutlich schlechter.

Der Einfluss der Dichte gilt erst recht bei 26,1 GHz ($\epsilon_{\text{Wasser}} \sim 35$) oder noch höheren Frequenzen. Bei den demnächst zu erwartenden 77 GHz-Geräten ist die Reflexion nur noch vom Luftanteil abhängig, da in diesem Frequenzbereich $\epsilon_{\text{Boden}} \sim \epsilon_{\text{Wasser}} = 5$; $\epsilon_{\text{Luft}} = 1$ ist.

Bei 6,3 GHz misst man also in erster Linie den Wassergehalt, bei 77 GHz den noch verbliebenen Luftanteil. Hier liegt ein Ansatz, mit unterschiedlichen Frequenzen unliebsame Bodenverdichtungen zu detektieren.

3. Der Einfluss von **Pflanzenbewuchs** kann relativ stark sein. Die Vegetation absorbiert, reflektiert und streut die Mikrowellenstrahlung je nach Frequenz (Mo et al., 1994). Bei tiefen Frequenzen kann der Bewuchs der Einfachheit halber als homogene Schicht über dem Boden betrachtet werden. Bei hohen Frequenzen ist der Hauptparameter die Opazität τ (optische Tiefe). Bei kleinem τ (geringer Bewuchs) ist der Boden durchscheinend, bei großem τ (dichter Bewuchs, sehr opaque) ist der Boden maskiert und nur die Pflanzenoberfläche reflektiert. Eine Vegetations-korrigierte Reflexion ergibt sich mit

$$R_{\text{Veg}} = R \exp(-2\tau)$$

Die Opazität τ hängt von der Vegetationsart (Geometrie der Blätter), dem Wassergehalt der Vegetation und der Wellenlänge ab. Je nach Bewuchsstärke kann das eine nicht vernachlässigbare Dämpfung ergeben. Bei 26,1 GHz ist auch eine Reflexion nach Blattanteilen σ (Bedeckungsgrad) möglich. Weitere Ausführungen finden sich bei den Messungen zur Bestimmung der Bestandsdichte.

4. Der Einfluss von **Abstandsänderungen** zur Reflexionsoberfläche durch Spreizung des Radarkegels muss wegen der Empfindlichkeit des rückgestreuten Radarsignals betrachtet werden. Obige Betrachtungen haben bei einer Hornantenne unter ca. 20 Grad ergeben, dass mit jedem Meter Entfernung die Energiedichte um ca. 6 dB abnimmt. Eine Abstandsschwankung von 10 cm trägt also zu Messschwankungen von 0,6 dB bei. Die Einhaltung etwa gleicher Abstände beim Vergleich verschiedener Reflexionen sollte also gewährleistet sein, minimale Schwankungen sind vernachlässigbar. Da der Abstand von den vorliegenden Geräten automatisch mit erfasst wird, ist eine eventuelle Korrektur unproblematisch.

Zusammenfassung

Mit der enormen Entwicklung auf dem Gebiet der Radarsensoren stehen auch der Landtechnik neue Möglichkeiten zur Messung von Abstand, Geschwindigkeit und dielektrischer Eigenschaft zur Verfügung (Kupfer et al., 2000). Es sind deshalb die grundsätzlichen physikalischen Zusammenhänge für Messungen mit Radarmodu-

len zusammengefasst und auf das Beispiel ‚Messung der Bodenfeuchte‘ projiziert. Zusammenfassend ist zu sagen, dass man mit Reflexionsmessungen von Radarwellen eine ideale Methode hätte, wenn nicht darauf geachtet werden müsste, dass Reflexionsmessungen je nach Arbeitsfrequenz eine nur geringe Eindringtiefe haben. Gemessen wurde mit den zur Verfügung stehenden Frequenzen (6,1 und 26,1 GHz) leider nur die Oberflächenfeuchten der Böden. Mögliche Fehler in Form von Rauigkeiten, Bewuchs und Verdichtungen sind bei diesen Frequenzen zu beachten. Um den gesamten Wurzelraum auszumessen, bedarf es deutlich tieferer Frequenzen (siehe Eindringtiefe). Radargeräte mit solchen Arbeitsfrequenzen sind leider nicht auf dem Markt (sehr wohl aber mit Oberflächenkontakt arbeitende Mikrowellen-Resonatoren (Herrmann et al., 1997)). Für die landwirtschaftliche Praxis hätten solche niederfrequenten Radargeräte den zusätzlichen Vorteil, dass eventuelle Störeinflüsse durch Oberflächenrauigkeiten oder Bewuchs, die bei den hier verwendeten Frequenzen durchaus eine Rolle spielen, leichter zu vernachlässigen wären. Der Nachteil der sonst üblichen arbeitsaufwendigen Einstechverfahren zur Messung der Bodenfeuchte, die trotz vieler Punktmessungen die natürlichen räumlichen Variabilitäten kaum ausreichend berücksichtigen, wäre mit einer nichtberührenden Methode überwunden. Leider gehen jedoch alle industriellen Entwicklungen wegen der Nachfragezahlen zu höheren Frequenzen.

Literatur

- Brumbi D (1995) Grundlagen der Radartechnik zur Füllstandsmessung. Duisburg : Krohne Messtechnik
- Davidson MWJ, Toan TL, Mattia F (2000) On the characterization of agricultural soil roughness for radar remote sensing studies. IEEE Trans Geosci Remote Sens 38:630–640
- Devine P (2002) Füllstandsmessung mit Radar : Leitfaden für die Prozessindustrie. Schiltach : VEGA Grieshaber, XV, 295, 23 p, ISBN 3-00-008216-6
- Heim M (2000) Puls-Radar zur mm-genauen Füllstandsmessung. Tech Mess 67:208–213
- Herrmann R, Sikora J, Zaage S (1997) Feuchtemessung mit Mikrowellen-Resonatoren. Tech Mess 64:447-452
- Huisman JA, Snepvangers JJC, Heuvelink GBM, Bouten W (2000) Mapping soil water content with ground-penetrating radar. In: Kupfer K, Knöchel R, Kraszewski A (eds) RF and microwave sensing of moist materials, food and other dielectrics : dielectric properties and sensor technology, sensor applications in frequency and time-domain range, market of RF and microwave sensors ; special volume. Weinheim : Wiley-VCH
- Kupfer K, Knöchel R, Kraszewski A (2000) RF and microwave sensing of moist materials, food and other dielectrics : dielectric properties and sensor technology, sensor applications in frequency and time-domain range, market of RF and microwave sensors ; special volume. Weinheim : Wiley-VCH, 444 p ISBN 3-527-29821-5
- Mo T, Schmugge TJ, Jackson TJ (1994) Calculation of radar backscattering coefficient of vegetation – covered soils. Remote Sensing Environ 15:119–133
- Topp GC, Ferre PA, Schmugge TJ (1983) Remote sensing of soil moisture : recent advances. IEEE Trans Geosci Remote Sens GE-21:336-344
- Njoku EG, Entekhabi D (1996) Passive microwave remote sensing of soil moisture. J Hydrol 184:101-129
- Weidmann W (2003) Radarsensorik zur Erfassung bewegter und stationärer Objekte : Applikationsschrift. Donnersdorf : InnoSenT GmbH