

3D Millimeterwellen-Abbildung von dielektrischen Probekörpern und numerische Rekonstruktion der Materialeigenschaften

Frank GUMBMAN, Jochen WEINZIERL, Phat Hue TRAN, Lorenz-Peter SCHMIDT, Universität Erlangen-Nürnberg, Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, (LHFT), Erlangen

Kurzfassung. Es wird ein abbildendes Millimeterwellen-Radarsystem im Frequenzbereich von 75-100 GHz vorgestellt. Das geschwindigkeits- und auflösungsoptimierte Abbildungssystem verwendet breitbandige, unfokussierte Millimeterwellensignale, welches in Reflexion das Messobjekt (DUT) abtastet. Ziel der vorgestellten Arbeit ist es, ein dreidimensionales, hochaufgelöstes Volumenbild eines dielektrischen Probekörpers zu gewinnen, um Fehlstellen im Inneren mit einem Durchmesser von größer 2 mm zu detektieren. Dieses hohe räumliche Auflösungsvermögen wird durch ein numerisches Rekonstruktionsverfahren erzielt, welches nach der Datenaufnahme auf die unfokussiert gewonnenen Messdaten angewendet wird. Der Rekonstruktionsalgorithmus basiert auf dem Prinzip des synthetischen Apertur Radars (SAR) und ermöglicht eine prinzipiell frequenz- und entfernungsunabhängige Auflösung. Dieses Verfahren ist äquivalent zur SAFT (Synthetic Aperture Focusing Technique) Methode, welche aus der bildgebenden Ultraschalltechnik bekannt ist und benötigt ebenfalls eine kohärente Datenaufzeichnung. Aus diesem Grund wird ein breitbandiges, kohärentes Sende-/Empfangssystem, welches auf heterodyner Frequenzumsetzung basiert, eingesetzt. Dieses System ermöglicht, im Vergleich zu kommerziell erhältlichen Netzwerkanalysatoren eine vergleichbare Messgenauigkeit bei sehr viel kürzerer Messzeit ($\tau_{\text{Mess}} < 200$ ns) für die Frequenzantwort des Messobjektes im Frequenzbereich von 75-100 GHz. Im letzten Abschnitt dieses Beitrags wird ein weiteres Verfahren (Matrix Pencil Methode) vorgestellt, welches eine erhebliche Verbesserung der Entfernungsauflösung liefert. Die verwendete Technik basiert auf modellgestützten, spektralen Schätzverfahren. Ausgehend von einer präzisen Laufzeitanalyse können damit sogar die dielektrischen Eigenschaften geschichteter Materialien rekonstruiert werden.

Einführung

Die Anwendung von Nahbereichsabbildungsverfahren mit nichtionisierenden Millimeterwellen (MMW) bietet im Bereich der zerstörungsfreien Materialprüfung zahlreiche Vorteile. Beispielsweise haben derartige elektromagnetische Wellen eine hohe Eindringtiefe in dielektrische Probekörper. Dadurch können Risse und/oder Materialinhomogenitäten bestimmt werden. Insbesondere haben MMW im Freiraum den Vorteil gegenüber Ultraschall-Verfahren, dass keine Kontaktmittel benötigt werden, um die Welle in das jeweilige Messobjekt einzukoppeln. Generell ist es mit dieser Technik möglich, das Messobjekt sowohl in Reflexion als auch in Transmission zu untersuchen. Für viele Anwendungen ist die erste Variante günstiger, da Sender und Empfänger an der gleichen Stelle platziert werden können.

Bei Abbildungssystemen wird die Bildqualität maßgeblich von dem räumlichen Auflösungsvermögen bestimmt. Aus der Radartechnik und der Antennentheorie ([1]) ist bekannt, dass das laterale Auflösungsvermögen von Sensoren mit einer fokussierenden Antennenanordnung (in diesem Frequenzbereich beispielsweise mit dielektrischen Linsen oder fokussierenden Reflektoren) wesentlich von der Antennengröße und der Frequenz abhängig ist. Weiterhin ist eine hohe laterale Auflösung bei stark fokussierenden Systemen nur in der Fokusebene gewährleistet. Alternativ dazu wurde am LHFT ein Freiraummessplatz in Reflexion entwickelt, der gänzlich ohne fokussierende Elemente auskommt. Eine hohe laterale Auflösung wird hier durch ein numerisches Rekonstruktionsverfahren, basierend auf dem Prinzip des synthetischen Apertur-Radars (SAR), erreicht. Dieses Prinzip bietet theoretisch eine entfernungs- und frequenzunabhängige laterale Auflösung. Für die Prozessierung kommt der Range Migration Algorithmus (RMA) zum Einsatz, der eine dreidimensionale Rekonstruktion des Messvolumens ermöglicht. Hierfür wurde ein kohärentes und breitbandiges Sende-/Empfangsmodul im W-Band (75-100 GHz) entwickelt, mit dem über die gesamte Bandbreite an diskreten Frequenzstützstellen gemessen werden kann (SFCW Radar, Stepped Frequency Continuous Wave Radar). Im Vergleich zu kommerziell erhältlichen Netzwerkanalysatoren ist bei dem am LHFT entwickelten Messsystem die Dauer eines Frequenzsweeps allerdings deutlich kürzer ($\tau_{\text{Mess}} < 200$ ns).

Eine weitere wichtige Eigenschaft ist die Entfernungsauflösung eines 3D Messsystems. Diese ist bei linear frequenzmodulierten Signalen mit konventioneller Signalverarbeitung (IFFT: Inverse Fast Fourier Transformation) invers proportional zur Messbandbreite. Um diese Einschränkung zu umgehen, wurden Verfahren aus der modellbasierten Spektralanalyse auf die breitbandigen Messsignale angewendet. Aufbauend auf dieser präzisen Laufzeitanalyse wird eine verbesserte Entfernungsauflösung erzielt und es können die dielektrischen Eigenschaften geschichteter dielektrischer Medien rekonstruiert werden.

1. Messobjekte

Zur experimentellen Bestimmung der lateralen Auflösung wurde wie in [2] ein Stufenkeil aus PVC (Polyvinylchlorid) (Abb. 1.1) mit unterschiedlichen Bohrlöchern verwendet. Aufgrund verschiedener Zusatzstoffe kann die relative Dielektrizitätszahl von PVC unterschiedlich sein. Im Allgemeinen variiert der Wert im Bereich $\epsilon_r = 3-3,5$.



Abb. 1.1 PVC Stufenkeil mit Bohrungen

Weiterhin wurde eine Platte aus Polycarbonat (PC-ABS) mit Lufteinschlüssen untersucht, um das System an einem realistischen Szenario zu testen. Die Platte wurde dabei auf einem Aluminiumträger befestigt. Das Messobjekt ist in Abbildung 1.2 dargestellt.

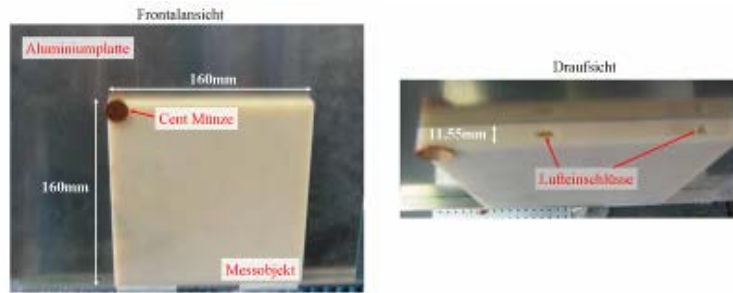


Abb. 1.2 PC-ABS Platte mit Luftschlüssen

2. Breitbandiges, kohärentes Sende-/Empfangsmodul

Um die Messgeschwindigkeit gegenüber einem kommerziellen Netzwerkanalysator zu verbessern, wurde ein breitbandiges kohärentes SFCW Sende-/Empfangsmodul entwickelt [3].

In Abb. 2 ist ein Blockschaltbild des Sende-/Empfangsmoduls dargestellt. Als Basis-signalquelle wird ein VCO (Voltage Controlled Oscillator) eingesetzt, der zwischen 12,5 und 16,5 GHz abgestimmt werden kann. Das Sendesignal sowie das Lokaloszillatorsignal für den Empfangsmischer werden mit Hilfe aktiver Vervielfacher in den Zielfrequenzbereich von 75 -100 GHz umgesetzt. Zuletzt erfolgt die Auswertung der Inphase- und Quadraturkomponente des Empfangssignals in der ZF-Einheit (ZF: Zwischenfrequenz). Durch einen Frequenzversatz des VCO Signals mit Hilfe eines Quarzoszillators ($f_{\text{Quarz}} = 70\text{MHz}$) im Sendepfad wird eine konstante ZF für alle Messfrequenzen realisiert.

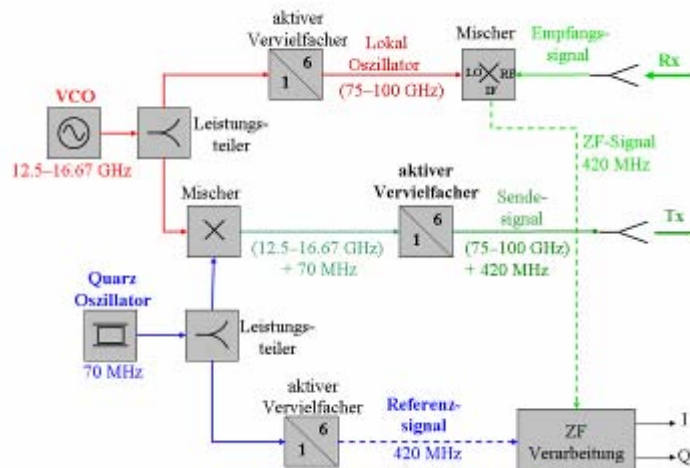


Abb. 2 Blockschaltbild des breitbandigen, kohärenten Sende-/Empfangsmoduls

Dadurch können schmalbandige ZF Bandpassfilter bei einer festen Mittenfrequenz eingesetzt werden, um das SNR des Empfangssignals zu verbessern.

3. Numerische Rekonstruktion der unfokussierten Messdaten

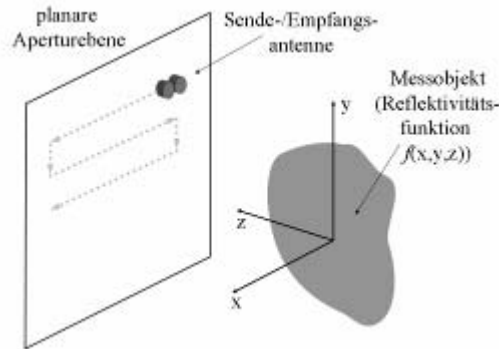


Abb. 3.1 Planare Abbildungsgeometrie

3.1 Datenmodell

Abb. 3.1 zeigt die Skizze für eine planare Abbildungsgeometrie mit quasimonostatischer Antennenanordnung. Das Messobjekt soll in erster Näherung über eine frequenzunabhängige Reflektivitätsfunktion $f(x,y,z)$ beschrieben werden. Die Sende-/Empfangsantenne tastet die Aperturebene, parallel zum Messobjekt, mit äquidistanter Schrittweite ab.

Unter der Annahme eines linearisierten Streuproblems (Born-Approximation [4]) und unter Verwendung des Modells eines strahlenden Reflektors (radiating reflector model [4], [5]), kann das Empfangssignal $S(k_x, k_y, z, \omega)$ wie folgt beschrieben werden:

$$s(x, y, Z_0, \omega) = \iiint f(x', y', z') \frac{e^{-j2kR}}{4\pi R} dx' dy' dz' \quad (1)$$

Hierbei beschreibt der Exponentialterm die Zwei-Wege-Ausbreitung einer Kugelwelle (radiating reflector model) mit der Wellenzahl $k = 2\pi/\lambda$.

Der Radius $R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (Z_0-z')^2}$ beschreibt den radialen Abstand zwischen der Sende-/Empfangsantenne und den Streuzentren innerhalb des Messobjekts.

Mit Hilfe der Weyl-Identität [6] ergibt sich folgende Darstellung des Empfangssignals $S(k_x, k_y, z, \omega)$ im Ortsfrequenzbereich.

$$S(k_x, k_y, z = Z_0, \omega) = F(k_x, k_y, k_z) \frac{e^{-jk_z Z_0}}{j2k_z} \quad (2)$$

Die Ortsfrequenz k_z erfüllt dabei die Dispersionsbeziehung $k_z = \sqrt{4k^2 - k_x^2 - k_y^2}$.

3.2 SAR-Verarbeitung (RMA)

Ebenso wie das SAFT-Verfahren ist die SAR-Verarbeitung eine gut bekannte Technik zur Rekonstruktion von Messdaten, die mit einer unfokussierten Antennenanordnung gewonnen wurden. Aus der Theorie [4] ist bekannt, dass mit dieser Technik eine frequenz- und entfernungsunabhängige laterale Auflösung mit $\Delta x, y = D_{x,y}/2$ erzielt werden kann.

Dabei ist $D_{x,y}$ der Durchmesser der Antennenapertur in horizontaler und vertikaler Richtung.

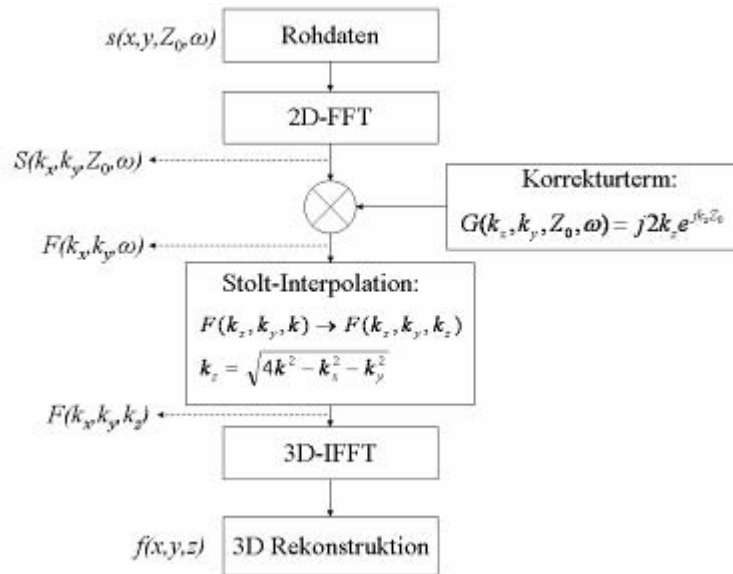


Abb. 3.2 Flussdiagramm des Range Migration Algorithmus (RMA)

Ausgehend von Gl. (2) kann der in Abb. 3.2 skizzierte SAR-Algorithmus (RMA) abgeleitet werden. Der RMA ist eine spezielle Variante der SAR-Verarbeitung, die keine Approximation bzgl. der Phasenhistorie verwendet. Dies bietet die Möglichkeit, Daten zu rekonstruieren, die im strahlenden Nahfeld der Antenne gewonnen wurden. Die Stolt-Interpolation beschreibt eine Koordinatentransformation von dem Frequenzbereich (ω) in den Ortsfrequenzbereich (k_z), um eine 3D-IFFT durchzuführen und somit eine dreidimensionale Rekonstruktion des Messobjekts zu erhalten.

4. Rekonstruktionsergebnisse

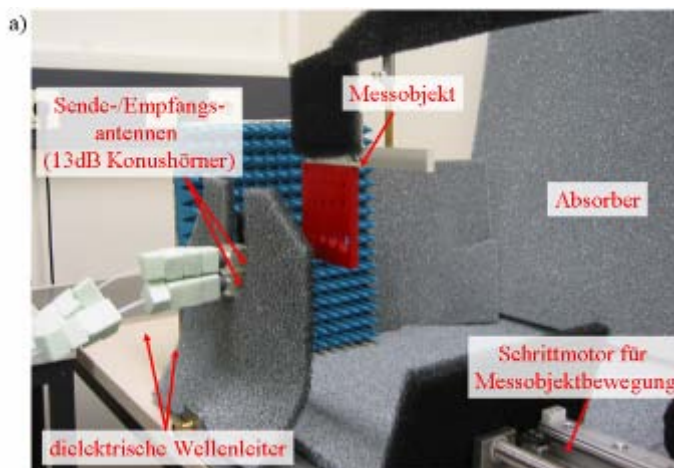


Abb. 4.1 Messaufbau für planare Abbildungsgeometrie

Abb. 4.1 zeigt den quasi-monostatischen Messaufbau in planarer Abbildungsgeometrie. Als Sende-/Empfangsantennen wurden Konushörner mit einem Gewinn von 13 dB und einem Aperturdurchmesser von $D_{x,y} = 6$ mm verwendet. Weitere fokussierende Elemente kommen nicht zum Einsatz. Damit ist ein laterales Auflösungsvermögen von $\Delta x,y \approx 3$ mm zu erwarten. Als Signalquelle wurde das am LHFT entwickelte Sende-/Empfangsmodul

verwendet. Dabei wurden 201 Frequenzen von 75-100 GHz gemessen. Das Messobjekt wurde mechanisch mit Hilfe eines Schrittmotors in der x-y Ebene bewegt

4.1 PVC Stufenkeil

Der PVC Stufenkeil wurde in 55 mm (strahlendes Nahfeld) Entfernung von den Sende-/Empfangsantennen vermessen. Abb. 4.2 zeigt die betragsmäßige Mittelung der Rohdaten über alle Messfrequenzen. Es sind lediglich die großen Bohrungen ($\varnothing > 6-8$ mm) und Stufen anhand der Beugungseffekte an Kanten zu erkennen.

Nach der SAR Verarbeitung (Abb. 4.3) sind die Bohrungen bis zu einem Durchmesser von $\varnothing = 2$ mm zu erkennen. Dies entspricht dem lateralen Auflösungsvermögen des Abbildungssystems.

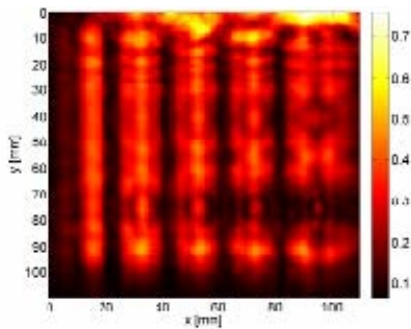


Abb. 4.2 Rohdaten betragsmäßig gemittelt

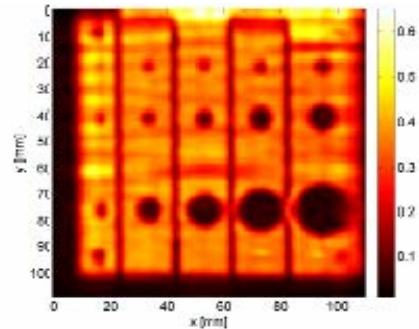


Abb. 4.3 SAR Rekonstruktion betragsmäßig gemittelt

Die 3D Rekonstruktion in Abb. 4.4 zeigt die Reflexionen bzgl. des Materialsprungs von Luft in PVC und PVC in Luft, sowie die Mehrfachreflexionen innerhalb des Stufenkeils. Weiterhin ist das seitliche Bohrloch innerhalb des Stufenkeils (Schnittbild bei der Entfernungsposition $z = 14,68$ mm) eindeutig zu identifizieren (Abb. 4.5).

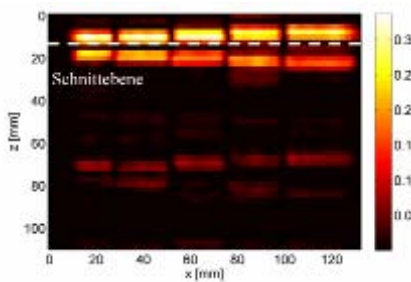


Abb. 4.4 Schnittebene in Entfernungsrichtung

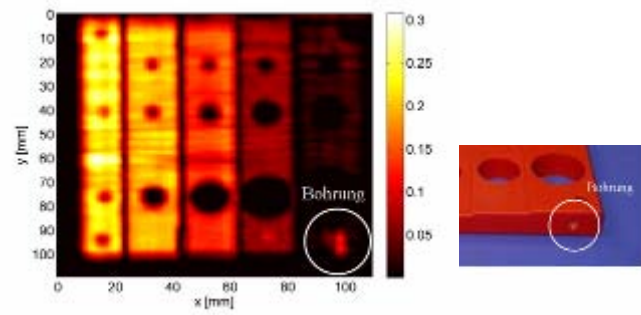


Abb. 4.5 Schnittebene bei $z = 16$ mm

4.2 PC-ABS Platte

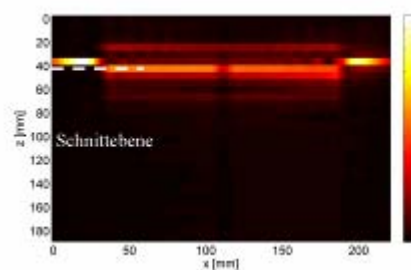


Abb. 4.6 Schnittebene in Entfernungsrichtung

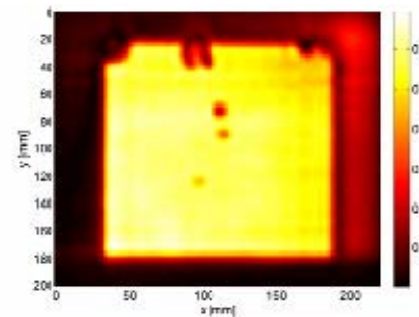


Abb. 4.7 Schnittebene bei $z = 45$ mm

In Abb. 4.6 und Abb. 4.7 ist das 3D SAR Rekonstruktionsergebnis der PC-ABS Platte dargestellt. Die Reflexionen am Übergang zwischen Luft und PC-ABS sowie zwischen PC-ABS und der Aluminiumplatte sind in Abbildung 4.6 zu erkennen.

Die Rekonstruktion (Abb. 4.7) in der Ebene der Aluminiumplatte ($z = 45 \text{ mm}$) zeigt deutlich die Lufteinschlüsse innerhalb der Kunststoffprobe.

5. Verbesserte Entfernungsauflösung und Materialrekonstruktion

5.1 Verbesserte Entfernungsauflösung mit MPM (Matrix Pencil Method)

Die Entfernungsauflösung ist im Gegensatz zur lateralen Auflösung von der Messbandbreite B abhängig. Für linear frequenzmodulierte Signale (SFCW- oder FMCW-Radar) erfolgt die Laufzeitanalyse im Allgemeinen mit einer IFFT. Bei dieser Methode ergibt sich eine Entfernungsauflösung Δr von

$$\Delta r = \frac{c_0}{2B} \quad (3)$$

Bezüglich der verwendeten Bandbreite von $B = 25 \text{ GHz}$ (75-100 GHz) ergibt sich eine Entfernungsauflösung von $\Delta r = 6 \text{ mm}$ im Freiraum.

Durch die Anwendung von modellbasierten Spektralschätzverfahren kann eine signifikante Verbesserung der Entfernungsauflösung erzielt werden. Der Hauptvorteil dieser Verfahren ist die a-priori-Annahme eines zugrunde liegenden Signalmodells. Dadurch wird eine bessere Unterscheidung und genauere Detektion eng benachbarter Signalkomponenten erzielt.

Untersuchungen mit unterschiedlichen Spektralschätzverfahren (Burg-Algorithmus, MUSIC, ...) ergaben, dass die MPM-Technik die besten Ergebnisse bzgl. unserer Anwendung liefert. Dies ist ebenso vom theoretischen Standpunkt ersichtlich, da das Signalmodell der MPM von einer Überlagerung aus komplexen Exponentialfunktion mit einer entsprechenden Amplitudengewichtung ausgeht, siehe Gl. (4).

$$s(\omega_n) = \sum_{k=1}^K A_k e^{-j\omega_k \tau_k} + n(\omega_n) \quad (4)$$

Hierbei ist ω_n die n -te Messfrequenz und der Index k bezeichnet die k -te Signalkomponente. Für eine detaillierte Beschreibung der MPM-Technik sei auf folgende Literatur verwiesen: [7], [8].

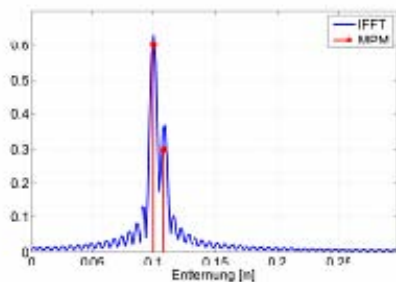


Abb. 5.1 Punktzielabstand $dz = 8 \text{ mm}$

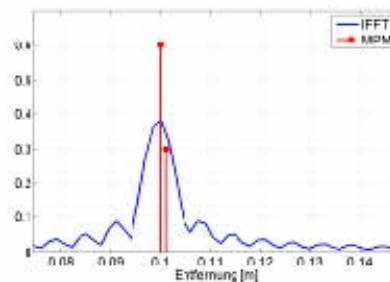


Abb. 5.2 Punktzielabstand $dz = 1 \text{ mm}$

In den Abbildungen Abb. 5.1 und 5.2 ist ein Vergleich zwischen der konventionellen IFFT-Verarbeitung und dem MPM-Verfahren dargestellt. Zu sehen sind zwei simulierte Signale eines SFCW Radars, die in den Zeitbereich transformiert wurden. Der Abstand zwischen beiden Punktzielen in Abb. 5.1 beträgt $d_z = 8$ mm und in Abb. 5.2 $d_z = 1$ mm.

Bei beiden Simulationen wurde lediglich der Abstand zwischen beiden Zielen verändert. Der niedrige Pegel des IFFT-Signals in Abb. 5.2 lässt sich durch eine Überlagerung beider Signalanteile erklären. Obige Ergebnisse mit Simulationsdaten veranschaulichen das Potential der MPM-Technik zur Verbesserung der Entfernungsauflösung.

5.2 Materialrekonstruktion

Basierend auf einer präzisen Laufzeitanalyse können die relativen Dielektrizitätszahlen einzelner Schichten im Messobjekt bestimmt werden. Grundlage hierfür ist die Annahme eines parallel geschichteten, verlustlosen Mediums, das über ein Leitungsmodell beschrieben werden kann. Mit Hilfe der Leitungstheorie können Material-Diskontinuitäten als Impedanzsprünge beschrieben werden.

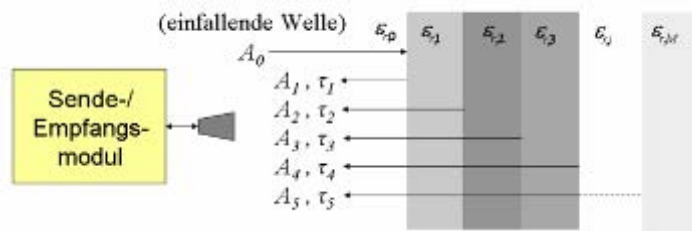


Abb. 5.3 Modell eines planar geschichteten, verlustlosen Mediums

Es wird angenommen, dass die einfallende elektromagnetische Welle in der Ebene der ersten Diskontinuität die Amplitude $A_0 = 1$ besitzt. Bei Vernachlässigung der Mehrfachreflexionen, ergibt sich folgender rekursiver Zusammenhang zwischen den Amplituden A_i der reflektierten Signalanteile und dem Reflexionsfaktor R_i bzw. der Dielektrizitätszahl $\epsilon_{r,i}$, der i -ten Materialschicht:

$$R_i = \frac{A_i}{\prod_{k=1}^{i-1} (1 - R_k^2)} \quad \text{und} \quad \epsilon_{r,i} = \epsilon_{r,i-1} \sqrt{\frac{R_i - R_{i-1}}{R_i + R_{i-1}}} \quad (5)$$

Aus den Laufzeiten τ_i lassen sich abschließend die Materialschichtdicken $d_i = (\tau_i - \tau_{i-1})c_0 \sqrt{\epsilon_{r,i}}$ berechnen.

Abb. 5.4 zeigt die rekonstruierte Dielektrizitätszahl für den PVC-Stufenkeil. Im Mittel wurde eine Materialkonstante $\overline{\epsilon_r} = 2,8$ rekonstruiert.

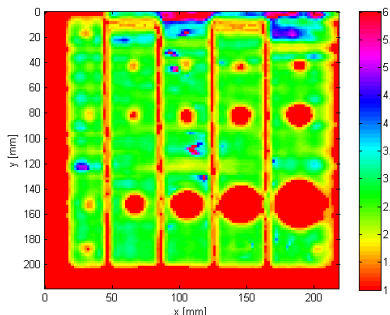


Abb. 5.4 ϵ_r Rekonstruktion des PVC Stufenkeils

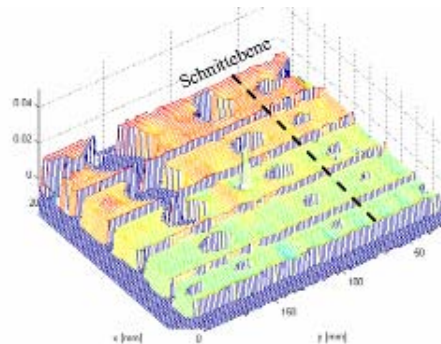


Abb. 5.5 3D-Rekonstruktion des PVC Stufenkeils

Eine drei dimensionale Rekonstruktion des Stufenkeils ist in Abb. 5.5 dargestellt. Die farbliche Kodierung spiegelt die unterschiedlichen Stufenhöhen wider. Bei genauerer Betrachtung des rekonstruierten Stufenprofils in Abbildung 5.6 zeigt sich, dass die Höhe der einzelnen Stufen, ausgenommen der kleinsten Stufe mit 6 mm Höhe, sehr exakt rekonstruiert wurde.

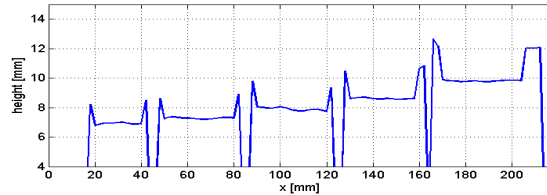


Abb. 5.6 rekonstruiertes Profil des PVC Stufenkeils

6. Zusammenfassung

Es wurde ein breitbandiges, geschwindigkeitsoptimiertes Abbildungssystem für Reflexionsmessungen im W-Band (75-100 GHz) entwickelt. Die kohärente Datenerfassung wird durch ein heterodynes SFCW-Radarkonzept realisiert. Eine entfernungs- und frequenzunabhängige laterale Auflösung wird durch eine nicht fokussierende Sende-/Empfangsanordnung mit nachfolgender numerischer Prozessierung erreicht. Mit den verwendeten Konushorn-Antennen und einer Prozessierung mit dem RMA.-Verfahren konnte ein laterales Auflösungsvermögen von $\Delta x, y = 2$ mm erreicht werden.

Zur Verbesserung der Entfernungsauflösung wurde die Anwendung eines eigenwertbasierten Spektralschätzverfahrens auf SFCW Radardaten demonstriert. Mit Hilfe der gewonnenen Signalamplituden und Laufzeiten kann eine präzise Rekonstruktion der Materialprobe hinsichtlich Dielektrizitätszahl und Objektiefe gewonnen werden.

Referenzen

- [1] H. Klausing, W. Hopp, *Radar mit realer und synthetischer Apertur* Oldenbourg, 2000
- [2] F. Gumbmann, P.H. Tran, J. Weinzierl, L. P. Schmidt, *Advanced Broadband Millimetre-Wave Characterization Techniques of Dielectrics* ECNDT Berlin 2006, Tu.2.8.1
- [3] P.H. Tran, F. Gumbmann, J. Weinzierl, L. P. Schmidt, *A Fast Scanning W-Band System for Advanced Millimetre-Wave Short Range Imaging Applications* European Microwave Conference, 2006, pp. 531-534
- [4] J.M. Lopez-Sanchez, J. Fortuny-Guasch, *3D Radar Imaging Using Range Migration Techniques* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, No. 5, May 2000, pp. 728-736
- [5] C. Cafforio, C. Prati, F. Rocca, *SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques* IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 27, March 1991, pp. 194-207
- [6] O. J. Sophocles, *Electromagnetic Waves and Antennas* Rutgers University
- [7] Z. A. Maricevic, T. K. Sarkar, Y. Hua, A. R. Djordjevic, *Time-Domain Measurements with the Hewlett-Packard Network Analyzer HP 8510 Using the Matrix Pencil Method* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.39, No.3, March 1991, pp. 538-547
- [8] Y. Hua, T. K. Sarkar, *Generalized Pencil-of-Function Method for Extracting Poles of an EM System from Its Transient Response* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.37, No.2, February 1989, pp. 229-234