

DGZfP-Berichtsband BB 69-CD

Poster 13

Mikrowellen-Sensor zur präzisen Feuchtemessung an Bauteilen und Baustoffen

R. Knöchel, F. Daschner, W. Taute; Christian-Albrechts-Universität, Kiel

1. Einführung

Mikrowellen eignen sich hervorragend zur Bestimmung des Wassergehaltes von Feststoffen. Wasser weist einen starken dielektrischen Kontrast gegenüber der Mehrzahl trockener Trägersubstanzen auf, woraus sich eine hohe Selektivität für den Feuchtegehalt ergibt. Kontaktprobleme zum Material werden bei hohen Frequenzen zunehmend abgemildert. Störend sind Querempfindlichkeiten gegenüber ionischer Leitfähigkeit (Salzgehalt) und solche durch Dichteschwankungen. Der Salzgehalt bewirkt Mikrowellen-Verluste im Material, die sich von denen nicht unterscheiden lassen, die das Wasser verursacht. Die Beeinträchtigung durch ionische Leitfähigkeit läßt sich durch eine ausreichend hohe Meßfrequenz herabsetzen, jedoch hierdurch in der Regel nicht vollständig beseitigen. Dichteschwankungen haben eine variable Masse des Wassers im Meßvolumen und entsprechende Änderungen des Meßwertes bei konstanter Feuchte zur Folge. Derartige Störungen können durch Mehrparameter- und Mehrfrequenzmessungen bestimmt und kompensiert werden, wenn man über eine ausreichende Anzahl unabhängiger Meßwerte verfügt. Bedarf besteht nach leichten und portablen Geräten, die sich preisgünstig realisieren lassen.

Feuchtemessung mit Mikrowellen läßt sich auf dielektrische Messungen zurückführen. Während die Herleitung des Feuchtwertes über den Real- und Imaginärteil der komplexen Dielektrizitätskonstante (DK) aus dem Reflexions- oder Transmissionsfaktor einen vektoriellen Netzwerkanalysator (VNA) erfordert, der einen beträchtlichen finanziellen Aufwand nach sich zieht, lassen sich dielektrometrische Feuchtesensoren nach dem Resonatorprinzip erheblich preisgünstiger realisieren, da sie nur skalare Messungen benötigen. In diesem Beitrag wird ein auf dem Resonanzverfahren basierender Mikrowellen-Feuchtesensor bei 2,45 GHz präsentiert, der über eine optimierte Signalverarbeitung verfügt. Um Dichteschwankungen und Feuchtwerte voneinander trennen zu können, werden als zwei unabhängige Messungen Resonanzfrequenz und Gütefaktor des Resonators bestimmt. Speziellen Meßproblematiken wird durch unterschiedliche Ausführungen des Feuchtemeßgerätes und Austausch des Resonators Rechnung getragen. Auf diese Weise eignet sich der Sensor sowohl für schnelle Messungen in verfahrenstechnischen Prozessen, zur Bestimmung des Feuchtegehaltes von Schüttgütern, aber auch als drahtlose und mobile Sonde zur Vermessung der Feuchte von Wandbereichen, Estrich, Holz und ähnlichen Materialien.

2. Aufbau

Ein wichtiges Merkmal des Gerätes besteht darin, daß der von der zu messenden Substanz verstimmt und gedämpfte Resonator als Einheit mit der Mikrowellenelektronik und einer digitalen Ansteuerung integriert ist. Dadurch werden lange, teure und anfällige koaxiale Verbindungsleitungen für Mikrowellenfrequenzen vermieden. Mögliche Varianten zeigen Abb. 1a-c. Höchste Genauigkeit läßt sich mit von außen befüllbaren oder von Material durchströmten Topfresonatoren erreichen (Abb. 1a). In solchen Resonatoren wird außerdem das gesamte Material vom Meßfeld durchsetzt, so daß der Meßwert repräsentativ ist. Streufeldresonatoren (Abb. 1b) gestatten höhere Flexibilität beim Einsatz, erfordern jedoch weitgehend plane Aufsatzflächen oder nachgiebige Materialien, die sich der Resonatoroberfläche anpassen. Einstich-Streufeldresonatoren (Abb. 1c) können in Bohrlöcher (Wand) oder Schüttgüter eingeführt werden. Die beiden letzteren Varianten erzeugen einen inhomogenen Feldverlauf im Material und bieten nur eine begrenzte Eindringtiefe. Diese begrenzte Eindringtiefe ist physikalisch begründet und hängt damit zusammen, daß Streufeldanordnungen möglichst geringe Abstrahlung (Antennenwirkung) aufweisen sollten. Demzufolge fallen die Feldamplituden mit Potenzen $1/r^n$ ($n > 1$), typisch mit $1/r^3$, ab. Materialeigenschaften (Feuchte, Dichte) gehen mit einem entsprechenden Faktor gewichtet in die Messung ein. Die charakteristische "Eindringtiefe" des Feldes beträgt etwas weniger als eine halbe Wellenlänge im Material (Verkürzungsfaktor $\sqrt{\epsilon_r}$ gegenüber Vakuum).

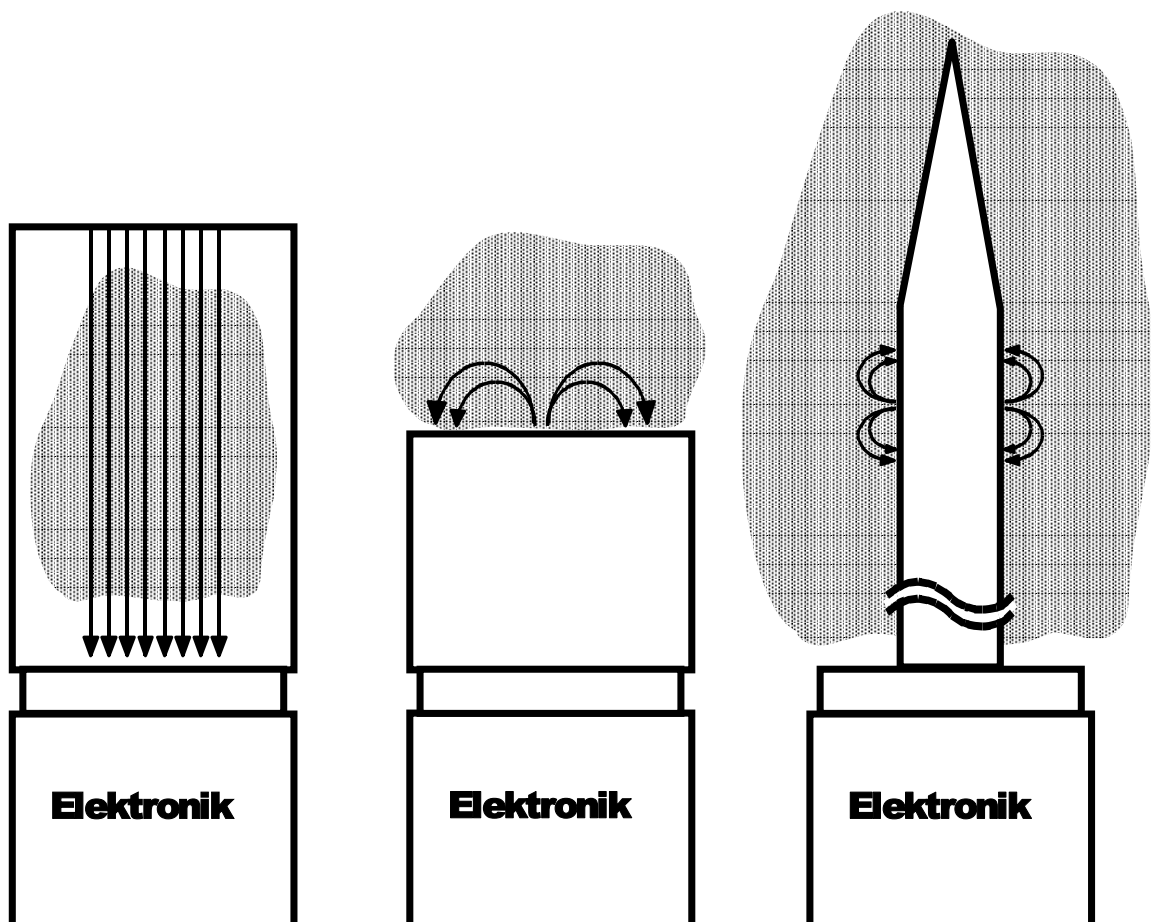


Abbildung 1 a) Hohlraumresonator, b) Streufeldresonator, c) Einstich-Streufeldresonator

Es ist eine irrije Meinung, daß mit Antennenanordnungen bei Reflexionsmessungen höhere Eindringtiefen erhalten werden könnten. Zwar klingen bei sich ausbreitenden Wellen die Fernfeldkomponenten nur mit $1/r$ ab und lassen sich somit noch tief im Material nachweisen. Jedoch liegen in homogenem Material nur von der Antenne weglaufende Feldkomponenten vor, die keine Wirkung mehr auf die Strahlungsimpedanz haben. Diese wird bereits fast ausschließlich durch die abrupte Zunahme der DK bei Eintritt der Welle in das feuchte Medium im Nahfeldbereich festgelegt. Dieser erstreckt sich über gerade die Region, die auch beim Streufeldverfahren relevanten Einfluß hat. Nur wenn Inhomogenitäten im feuchten Dielektrikum bestehen, werden die Wellenanteile, die sich bereits von der Antenne gelöst hatten und die auf diese Inhomogenitäten treffen, durch erneute Reflexion oder Streuung wieder empfangen. Allerdings hängen die derart zustande gekommenen Variationen der Eingangsimpedanz mehr von Ort und Geometrie bzw. Rückstreuquerschnitt der Inhomogenität ab, als eine sinnvolle Information über die DK (Feuchte) zu geben. Daraus folgt, daß der Einsatz von Streufeldresonatoren bei Messungen mit einseitigem Zugang zum Material bessere Resultate liefern kann. Resonatoren haben außerdem hohe Empfindlichkeit dadurch, daß die Energie im Resonanzkreis oszilliert und daher relativ lang andauernd mit dem Material in Wechselwirkung steht. Antennenanordnungen hingegen empfehlen sich für Transmissionsstrecken oder Quasi-Transmissionsstrecken, welche mit modulierten Streukörpern arbeiten. Dabei durchdringt die Welle das Material nur einmal, bzw. zweimal, wenn sie von einem modulierten Streukörper reflektiert wird. Wie bereits eingangs erwähnt, ist für dieses Meßverfahren ein VNA erforderlich.

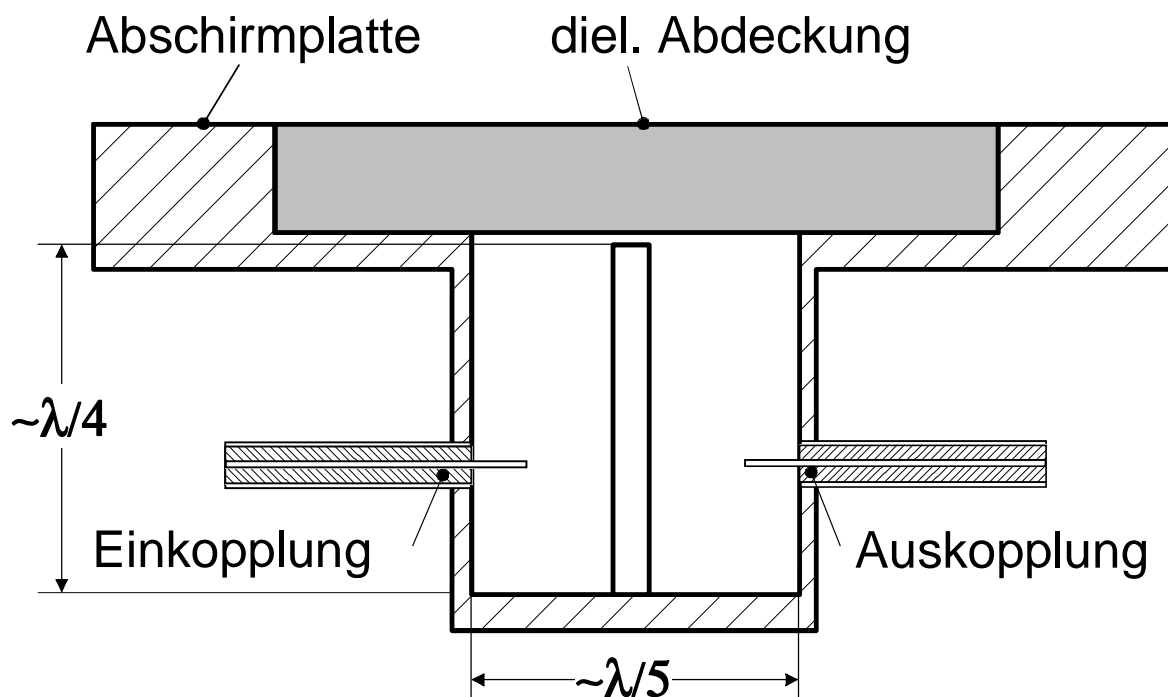


Abbildung 2 Koaxialer Streufeldresonator für Transmission von Mikrowellen

Abb. 2 Zeigt den Querschnitt durch einen koaxialen Streufeldresonator. Eine dielektrische Abdeckung schützt vor dem Eindringen von Schmutz. Durch die Dicke dieser Abdeckung sowie eine darunter befindliche Blende kann die Empfindlichkeit eingestellt werden.

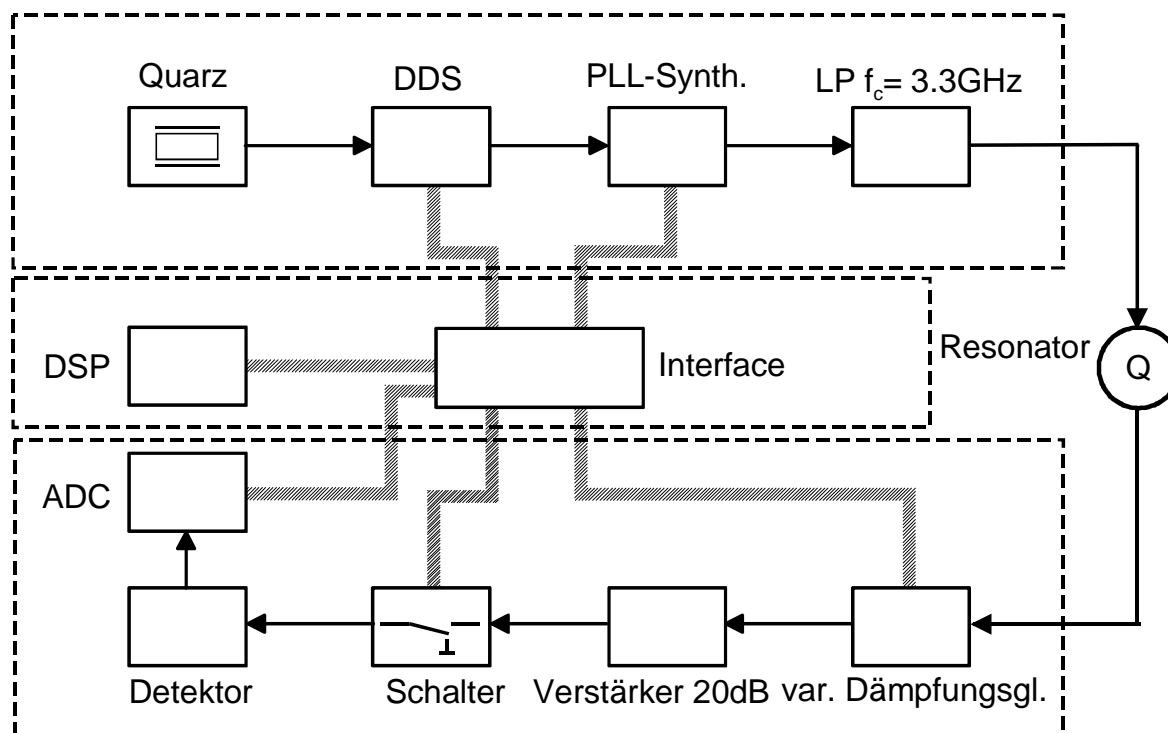


Abbildung 3 Blockschaltbild der Mikrowellenelektronik des Feuchtesensors

Während der zum Einsatz kommende Resonator an das jeweilige Meßproblem angepaßt wird, läßt sich die zugehörige Elektronik universell verwenden. Die Blockschaltung zeigt Abb. 3. Kernstück bildet ein Synthesegenerator mit Phasenregelkreis (PLL-Synth.), der zwischen ca. 2,3-2,6 GHz durchstimmbar ist. Die Schrittweite der Frequenzänderung läßt sich grob vom digitalen Signalprozessor (DSP) über das Interface an der PLL selbst einstellen. Feineinstellung kann über einen direkten digitalen Synthesegenerator (DDS) vorgenommen werden. Die Frequenzeinstellung wird entweder direkt im DSP programmiert oder von einem externen Rechner vorgegeben. Das in Frequenzschritten gewobbelte PLL-Ausgangssignal wird durch den Applikator (Resonator) geleitet und im Dynamikbereich angepaßt. Anschließend wird der Spitzenwert der Amplitude detektiert, analog-digital gewandelt und dem Signalprozessor wieder zugeführt. Da der Resonator neben der gewünschten Eigenschwingung noch parasitäre Resonanzen aufweist, ist am Ausgang der PLL ein Tiefpaßfilter vorgesehen, das alle zusätzlichen Frequenzemissionen des Oszillators unterdrückt. Transmissionssignale außerhalb der gewünschten Resonanz könnten sonst die Messung stark verfälschen. Mit einem Schalter kann der Detektor zur Kalibration hinsichtlich des Temperaturganges von der übrigen Schaltung abgetrennt werden.

Der DSP verfügt über genügend Rechenleistung, um eine schnelle Signalverarbeitung durchzuführen. Alternativ lassen sich die Daten auch an einen externen Rechner zur Weiterverarbeitung übergeben. Der DDS wirkt in der gezeigten Schaltung praktisch wie ein durchstimmbarer Quarz. Sein Einsatz ist nicht unbedingt erforderlich. Allerdings ermöglicht er schnellere Durchstimmgeschwindigkeiten der PLL bei gegebener Schrittweite der Frequenzänderung und damit schnellere Messungen. Dies ist für „on-line“ Anwendungen vorteilhaft, bei denen das Meßgut fließt oder sich beispielsweise auf einem Förderband bewegt.

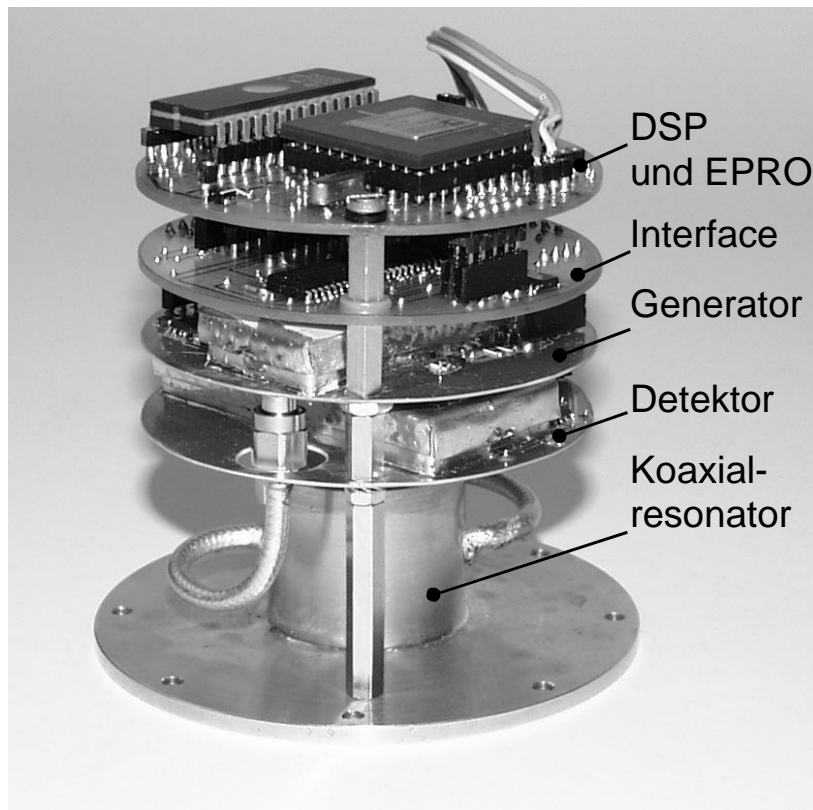


Abbildung 4 Streufeldresonator mit angebauter Elektronik

Abb. 4 zeigt eine Ausführung des Streufeldresonators mit angeflanschter Mikrowellen- und Digitalelektronik. Man erkennt die Detektorschaltung, über der sich die PLL-Schaltung (Generator) befindet. Es folgt die Interfaceelektronik und schließlich der DSP mit einem EPROM. Im EPROM sind die notwendige „firmware“ zur Durchführung der Messung und Kalibrationsdaten gespeichert. In einer optimierten Version mit höherem Integrationsgrad sind nur noch eine Mikrowellenplatine und eine Digitalplatine notwendig. Damit ist ein noch kompakterer Aufbau möglich.

Abb.5 zeigt die beschriebene Elektronik mit Streufeldresonator in Form einer Handsonde mit drahtloser Datenübertragung zu einem Rechner, der die Auswertung und grafische Darstellung übernehmen kann, beispielsweise einem „laptop“-Computer. Damit lassen sich dann z.B. Feuchteverteilungen an einer Wand aufnehmen, oder vor Ort Feuchtemessungen an Baustoffen wie Sand, Holz, Estrichbeton usw. durchführen.



Abb.5 Handsonde zur Feuchtemessung mit Streufeldresonator und drahtloser Datenübertragung. Die Messung wird durch Druck auf einen Auslöseknopf eingeleitet

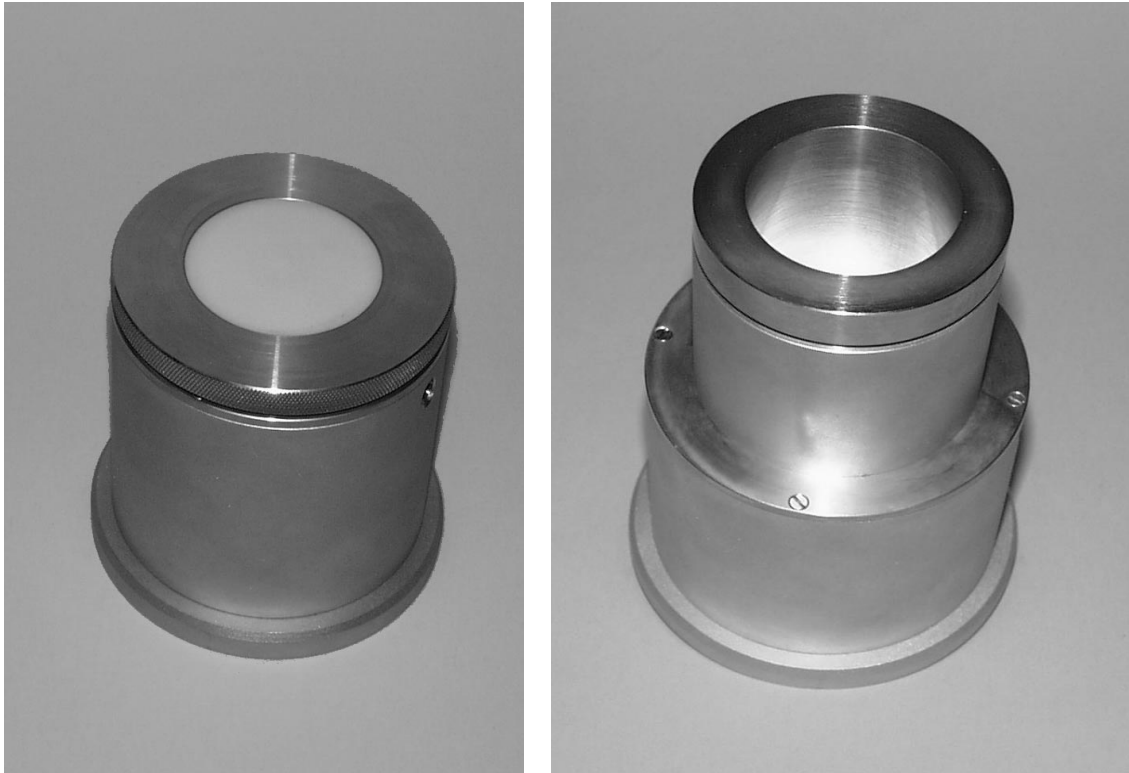


Abbildung 6 Varianten des Feuchtesensors mit modifizierter Elektronik als Prozeßmeßkopf und mit aufgesetztem Becherresonator.

Abb. 6 zeigt schließlich kompakter aufgebaute Versionen der Feuchtesonde zum Einsatz als Prozeßmeßkopf und als Becherresonator für Probennahme.

3 Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung erfolgt digital. Gegenüber analoger Auswertung ergibt sich eine höhere Stabilität und Reproduzierbarkeit sowie geringerer Kalibrationsaufwand, insbesondere wenn ein größerer Feuchtebereich abgedeckt werden soll. Wie bereits dargestellt, wird der Resonator von der Elektronik in Frequenzschritten (Inkrement ca. 50-100 kHz) ausgelesen. Gütefaktor und Resonanzfrequenz werden dabei aus dem relativen Verlauf des Transmissionsfaktors $|s_{21}|^2$ bestimmt, der um die Resonanz herum dem einer Lorentzkurve entspricht und durch die Gleichung

$$|s_{21}|^2 = \frac{a}{b + (c - f)^2} \quad (1)$$

beschrieben werden kann. Dabei dienen die Größen a , b und c zur Anpassung der Kurve. Steckt man von vornherein kein a priori Wissen hinein (z.B. über die Lage der Frequenzen relativ zur Resonanzkurve), sind daher mindestens drei Frequenzpunkte erforderlich. Mehr Punkte erhöhen die Meßgenauigkeit. Ein derartiges Ausleseverfahren hat den Vorteil, nicht auf absolute Amplitudenstabilität angewiesen zu sein. Lediglich ausreichende Linearität des Detektors sowie Stabilität der Ausgangsleistung über einen Frequenzdurchlauf sind notwendig.

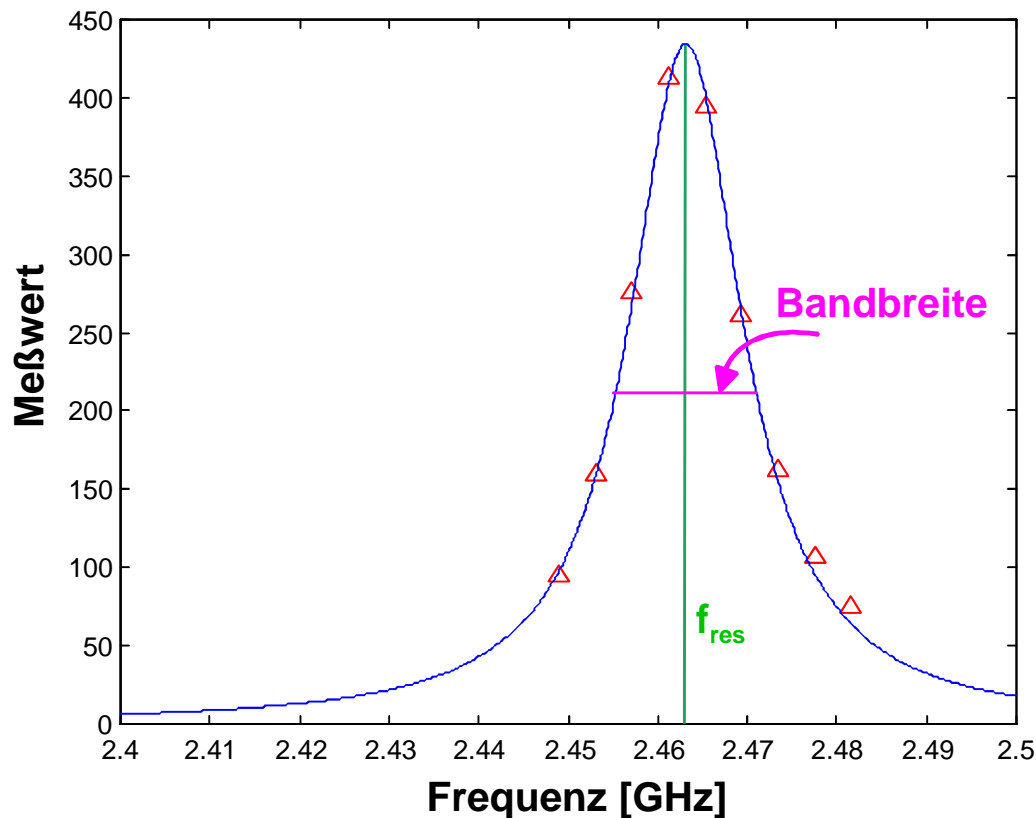


Abbildung 7 Resonanzkurve mit neun Meßpunkten

Zur Auswertung der Messung ist daher eine Interpolation erforderlich, wie auch aus Abb.7 hervorgeht. Das Interpolationsverfahren bedeutet Rechenaufwand und hat wichtigen Einfluß auf Meßgenauigkeit und Meßgeschwindigkeit. Dabei wurden unter anderem drei Verfahren erprobt und verglichen[1]:

- a) Nichtlineares Fitting an die Lorentzkurve,
- b) Lösung eines linearen Gleichungssystems,
- c) Hauptkomponentenanalyse und multiple lineare Regression.

Für alle Verfahren wurden jeweils die gleichen neun Meßpunkte benutzt. Als Testmaterial wurden gebrannte Tonpartikel (Seramis) mit verschiedenen Feuchtwerten zwischen 0...33% verwendet.

Beim nichtlinearen Fitting an die Lorentzkurve wurden für jede Feuchte Resonanzfrequenz f_r und Gütefaktor Q entsprechend Gl.(1) nach

$$f_r = c \quad \text{und} \quad Q = \frac{c}{2\sqrt{b}} \quad (2)$$

bestimmt. Es ergaben sich jeweils lineare Verläufe von f_r und $1/Q$ mit der Feuchte. Die Genauigkeit der Messung ist als sehr gut einzustufen, jedoch ergibt sich ein hoher Rechenaufwand. In „floating point operations“ (FLOPS) gemessen, sind 34844 FLOPS in MATLAB erforderlich.

Geringeren Rechenaufwand erhält man, wenn man statt der Lorentzkurve Gl.(1) deren Kehrwert betrachtet. Dann ergibt sich die quadratische Gleichung

$$p = \frac{1}{|s_{21}|^2} = \frac{b + (c - f)^2}{a} = k_0 f^2 + k_1 f + k_2. \quad (3)$$

Bei neun Meßfrequenzen erhält man ein überbestimmtes lineares Gleichungssystem, das nach dem Cholesky-Verfahren gelöst werden kann[2]:

$$\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^m f_i^0 & \sum_{i=1}^m f_i^1 & \sum_{i=1}^m f_i^2 \\ \sum_{i=1}^m f_i^1 & \sum_{i=1}^m f_i^2 & \sum_{i=1}^m f_i^3 \\ \sum_{i=1}^m f_i^2 & \sum_{i=1}^m f_i^3 & \sum_{i=1}^m f_i^4 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} k_0 \\ k_1 \\ k_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^m p_i f_i^0 \\ \sum_{i=1}^m p_i f_i^1 \\ \sum_{i=1}^m p_i f_i^2 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Mit dem optimierten Algorithmus, der z.B. die Symmetrie von Gl.(4) ausnutzt, erhält man die Koeffizienten k_0 , k_1 und k_2 und daraus

$$f_r = \frac{k_1}{2k_0} \quad \text{und} \quad Q = \frac{k_1}{4\sqrt{k_0 k_1 - \frac{k_1^2}{4}}}. \quad (5)$$

Es ergeben sich wiederum lineare Abhängigkeiten zwischen Feuchte und f_r bzw. $1/Q$, nur ist der Rechenaufwand in FLOPS jetzt um etwa den Faktor 100 geringer (~350 FLOPS)! Die Meßgenauigkeit bleibt dabei ungefähr gleich. Allerdings gilt das nur, wenn die Meßpunkte eng um die Resonanz liegen, da durch die Kehrwertbildung bei kleinen Transmissionsamplituden sonst das Rauschen stark verstärkt wird. Man muß daher die Schrittweite der Frequenzänderung richtig wählen.

Eine nochmalige Reduktion der Rechenschritte ergibt die Hauptkomponentenanalyse [3] mit nachfolgender multipler linearer Regression. Dabei werden von dem Algorithmus sozusagen Frequenzlage und Form der Transmissionskurve interpretiert und daraus die Feuchte ermittelt, ohne daß Resonanzfrequenz und Gütefaktor explizit auftauchen. Die verschiedenen Hauptkomponenten liefern orthogonale statistische Information über die Messungen. Der Feuchtwert ergibt sich aus einer gewichteten Linearkombination der ersten beiden Hauptkomponenten durch lineare Regression. Der Rechenaufwand sinkt dabei auf 62 FLOPS pro Feuchtwert bei nur unwesentlich verschlechterter Meßgenauigkeit. Der im Vergleich zum Verfahren a) um etwa den Faktor 560 geringere Rechenaufwand des Verfahrens c) gibt je nach Geschwindigkeit des Prozessors zusätzliche Zeit zur zeitlichen Mittelung. Ob das Verfahren b) oder c) vorzuziehen ist, muß für den einzelnen Anwendungsfall entschieden werden.

4 Zusammenfassung

In dem vorliegenden Beitrag wurden verschiedene Varianten eines Feuchtesensors nach dem Resonatorverfahren dargestellt. In seinen Ausführungsformen ist der Feuchtesensor nach vorheriger Kalibration zur präzisen Feuchtemessung an Bauteilen und Baustoffen geeignet, sofern diese eine geeignete Oberflächenstruktur zeigen. Die Oberfläche sollte entweder einigermaßen eben oder nachgiebig sein, um sich dem Sensor anzupassen. Bei dem eingesetzten Resonator handelt es sich um

eine koaxiale Ausführung, deren Streufeld am offenen Ende mit dem Material belastet wird. Zwischen dem zu messenden Material und dem offenen Resonatorende befindet sich eine dielektrische Abdeckung, um die Verschmutzung der Meßanordnung zu verhindern. Dabei muß man berücksichtigen, daß das Meßgerät die Abdeckung mit „sieht“ und daher nur die effektiven dielektrischen Eigenschaften mit dahinterliegendem Meßgut ermitteln kann. Es ist klar, daß bei einer zu dicken oder dielektrisch zu „undurchsichtigen“ Abdeckung die Meßgenauigkeit leidet oder das Gerät sogar versagen kann.

Weiterhin stellte der vorliegende Beitrag Aufbau und Funktionsweise der zugehörigen Mikrowellen- und Digitalelektronik dar und präsentierte drei verschiedene Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung. Es wurde gezeigt, daß sich der Rechenaufwand gegen über dem nichtlinearen „fitting“ an eine Lorentzkurve durch Lösung eines überbestimmten linearen Gleichungssystems um den Faktor 100 verringern läßt, und eine nochmalige Verbesserung um etwa den weiteren Faktor 5,5 durch Hauptkomponentenanalyse und anschließende multiple lineare Regression möglich ist.

5 Literatur

- [1] F. Daschner, R. Knöchel, M. Kent: Resonator based Microwave Moisture Meter with Optimized Signal Processing. Third Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances, April 11.13, 1999, Athens, Georgia, USA, pp.173-177.
- [2] Golub, G., van Loan, C.: Matrix Computations. The Johns Hopkins University Press, 1996.
- [3] Martens, H., Naes, T.: Multivariate Calibration. John Wiley and Sons, Chichester, UK, 1989.

Autoren:

Prof. Dr.-Ing. Reinhard Knöchel

Dipl.-Ing. Frank Daschner

Dipl.-Ing. Wolfgang Taute

Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik

Technische Fakultät

Universität Kiel

Kaiserstraße 2

24143 Kiel

e-mail: rk@techfak.uni-kiel.de

www: <http://hfmiraculix.techfak.uni-kiel.de>

Tel.: 0431-77572-451

Fax: 0431-77572-453